

SEL-EESC-USP

# Eletrônica Básica - Amplificadores Analógicos BJT

Exercícios

P. R. Veronese  
2014

# SEL313 – Circuitos Eletrônicos I

## BJT – Exercícios

### 1. Parâmetros de Modelagem

#### 1.1. Proposição:

Deseja-se polarizar um transistor do tipo *QnB* com  $I_{CQ}=100 \mu\text{A}$  e  $V_{CEQ}=5,4 \text{ V @ } 25^\circ\text{C}$ .  
Calcular:

**1.a** - As grandezas estáticas  $\beta$  e  $V_{BE}$  do transistor para o ponto de polarização estipulado.

**1.b** - As grandezas incrementais  $g_m$ ,  $r_{\pi}$ ,  $r_o$ ,  $C_{\mu}$  e  $C_{\pi}$  do transistor, para esse ponto de polarização.

#### 1.2 . Resolução:

**1.a** - O exercício deve ser resolvido pelo sistema de equações relacionadas à modelagem do *BJT*, apresentado na Apostila *BJT - Resumo da Teoria*.

Então, têm-se:

- Efeitos Térmicos:

$$T = 25 + 273,15 = 298,15 \quad [\text{K}]$$

⇒

$$V_t = \frac{kT}{q} = 86,1734215226 \times 10^{-6} \times 298,15 = 25,6926 \quad [\text{mV}]$$

$$I_{St} = 19,22105 \times 10^{-15} \times \left( \frac{298,15}{300,15} \right)^{5,98} \times \exp \left[ \left( \frac{298,15}{300,15} - 1 \right) \times \frac{1,1}{25,6926 \times 10^{-3}} \right]$$

⇒

$$I_{St} = 13,848117 \quad [\text{fA}]$$

$$\beta_{Fi} = 272,7546 \times \left( \frac{298,15}{300,15} \right)^{0,3} = 272,208$$

e

$$\beta_{Ri} = 10 \times \left( \frac{298,15}{300,15} \right)^{0,3} = 9,98$$

- Grandezas Quiescentes:

Após os cálculos dos efeitos térmicos, calcula-se  $V_{BE}$  através da equação de  $I_C$ . Então:

$$100 \times 10^{-6} = \frac{13,848117 \times 10^{-15}}{q_b} \times \left\{ \left( e^{\frac{V_{BE}}{1,0022 \times 25,6926 \times 10^{-3}}} - 1 \right) - \left( 1 + \frac{q_b}{9,98} \right) \times \left( e^{\frac{V_{BE} - 5,4}{2 \times 25,6926 \times 10^{-3}}} - 1 \right) \right\}$$

E, onde:

$$q_b = \left( 1 - \frac{V_{BE} - 5,4}{66,4} \right)^{-1}$$

$\Rightarrow solve \Rightarrow$

$$V_{BE} = 0,58271 \quad [\text{V}]$$

Tomando-se a equação de  $I_B$ , tem-se que:

$$I_B = 13,848117 \times 10^{-15} \times \left\{ \frac{1}{272,208} \times \left( e^{\frac{0,58271}{1,0022 \times 25,6926 \times 10^{-3}}} - 1 \right) - \frac{1}{9,98} \times \left( e^{\frac{-4,8173}{2 \times 25,6926 \times 10^{-3}}} - 1 \right) \right\}$$

$\Rightarrow$

$$I_B = 342,517 \quad [\text{nA}]$$

e, portanto:

$$\beta = \frac{100 \times 10^{-6}}{342,517 \times 10^{-9}} = 291,957$$

**1.b** - Cálculo das grandezas incrementais  $g_m$ ,  $r_{\pi}$ ,  $r_o$ ,  $C_{\mu}$  e  $C_{\pi}$  do transistor, para esse ponto de polarização.

$$g_m = \frac{100 \times 10^{-6}}{1,0022 \times 25,6926 \times 10^{-3}} = 3,8836 \quad [\text{mA/V}]$$

Como, no modelo de Ebers-Moll modificado, vale sempre a relação:

$$\beta_{AC} = \beta$$

$\Rightarrow$

$$r_{\pi} = \frac{291,957}{3,884 \times 10^{-3}} = 75,1764 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r_o = \frac{66,4 + 5,4 - 0,5827}{100 \times 10^{-6}} = 712,173 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$C_{\pi} = 3,884 \times 10^{-3} \times 820 \times 10^{-12} + 12,5 \times 10^{-12} \times (1 - 0,5)^{-(1+0,55)} \left[ 1 - 0,5 \times (1 + 0,55) + \frac{0,55 \times 0,58271}{0,6} \right]$$

⇒

$$C_{\pi} = 30,97 \quad [\text{pF}]$$

$$C_{\mu} = \frac{6,517 \times 10^{-12}}{\left(1 - \frac{0,58271 - 5,4}{0,6148}\right)^{0,3362}} = 3,133 \quad [\text{pF}]$$

Com esses dados, pode-se, também, calcular a frequência de transição do transistor, que vale, nesse ponto quiescente:

$$f_T = \frac{3,884 \times 10^{-3}}{2\pi \times (30,97 + 3,133) \times 10^{-12}} = 18,12 \quad [\text{MHz}]$$

O objetivo deste exercício é demonstrar como os programas simuladores de circuitos fazem os cálculos das grandezas estáticas e dinâmicas de um *BJT*, para um determinado ponto quiescente. Evidentemente esses cálculos, feitos manualmente, só serão possíveis com a ajuda de calculadoras avançadas que possuam a função *solve* e desde que os parâmetros de modelagem do transistor sejam conhecidos.

Deve-se observar também que, para  $I_{CQ} = 100 \mu\text{A}$ , transistores de *Si npn* já estão funcionando no início da região de baixa injeção e, portanto, para o ponto quiescente estipulado no exercício, os transistores reais terão o valor de  $\beta$  da ordem de 70% ~ 80% menores do que o calculado, porque esse efeito não está modelado no modelo de Ebers-Moll modificado.

## 2. Polarização

### 2.1. Proposição:

**2.a** - Polarizar o transistor do circuito da Figura 1 de modo que, para o caso típico, as seguintes condições sejam satisfeitas:  $I_{CQ} = 100 \mu\text{A} \pm 2\%$ ;  $V_{CEQ} = 5,4 \text{ V} \pm 2\%$ ;  $S = 9,5 \pm 10\%$  e  $R_{B1a} \leq 0,2R_{B1}$  @  $25^\circ\text{C}$ .

**2.b** - Calcular o espalhamento do ponto quiescente calculado no item 2.a, sabendo-se que, na fabricação em série, o transistor *QnB* pode apresentar o seguinte espalhamento de parâmetros @  $25^\circ\text{C}$ :  $180 \leq \beta \leq 525$ ;  $0,57 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,59 \text{ V}$  e  $33 \text{ V} \leq V_{AF} \leq 110 \text{ V}$ .

### 2.2. Resolução:

**2.a** - Cálculo da polarização:

Os parâmetros do transistor *QnB* foram calculados, para esse ponto quiescente, no Exercício 1. Seguindo-se o roteiro de polarização, apresentado na Apostila *BJT, Resumo da Teoria*, têm-se:

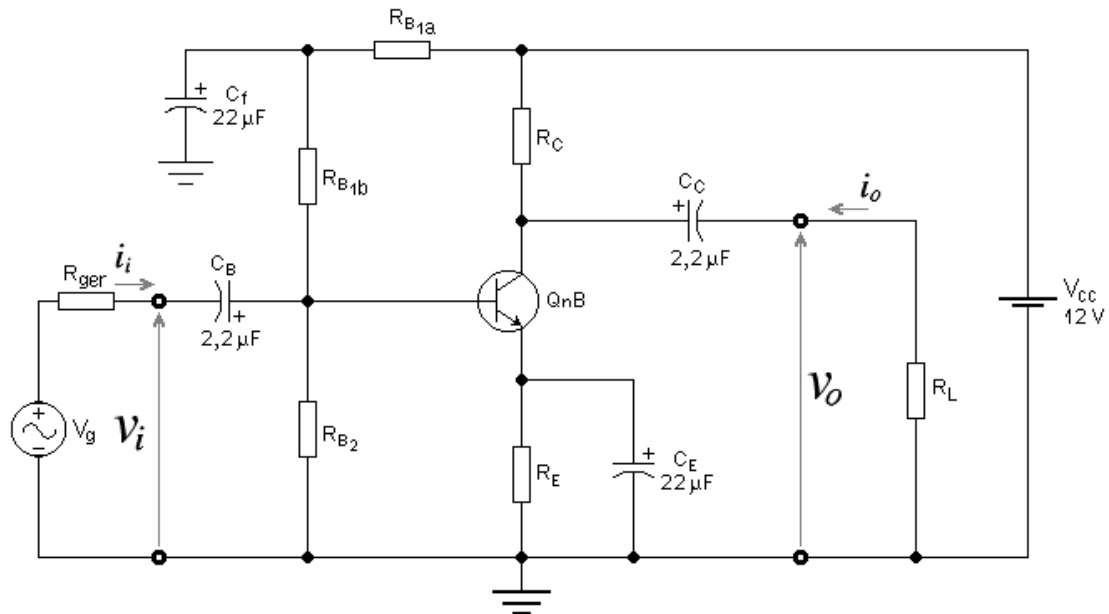


Figura 1- Amplificador Emissor-Comum, Usado nos Exercícios 2 e 3.

2.a.1. -  $V_{CC} = 12\text{ V} \rightarrow$  dado.

2.a.2. -  $I_{CQ} = 100\ \mu\text{A}$  ( $98\ \mu\text{A} \leq I_{CQ} \leq 102\ \mu\text{A}$ )  $\rightarrow$  dado.

2.a.3. -  $V_E = 1,2\text{ V}$  ( $0,6\text{ V} \leq V_E \leq 2,4\text{ V}$ )  $\rightarrow$  escolhido.

2.a.4. - Cálculo de  $R_E$ :

$$R_E = \frac{1,2}{100 \times 10^{-6}} \times \frac{291,957}{292,957} = 11959\ \text{[}\Omega\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_E = 12\text{ k}\Omega}$$

2.a.5. -  $S = 9,5$  ( $8,55 \leq S \leq 10,45$ )  $\rightarrow$  dado.

2.a.6. - Cálculo de  $R_B$ :

$$R_B = (S - 1) \times R_E = (9,5 - 1) \times 12000 = 102\ \text{[k}\Omega\text{]}$$

2.a.7. - Cálculo de  $V_{BB}$ :

$$V_{BB} = \frac{(\beta + 1) \times R_E + R_B}{\beta} \times I_{CQ} + V_{BEQ} = \frac{292,957 \times 12\text{k} + 102\text{k}}{291,957} \times 100\ \mu + 0,58271 = 1,82\ \text{[V]}$$

2.a.8. - Cálculo de  $R_{B1}$ :

$$R_{B1} = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \times R_B = \frac{12}{1,82} \times 102k = 671,9 \quad [\text{k}\Omega]$$

Como:

$$R_{B1a} + R_{B1b} = R_{B1} = 671,9 \quad [\text{k}\Omega]$$

e

$$R_{B1a} \leq 0,2 \times R_{B1} = 0,2 \times 671,9 = 134,38 \quad [\text{k}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$R_{B1b} \geq R_{B1} - R_{B1a} = 671,9k - 134,38 = 537,52 \quad [\text{k}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_{B1b} = 560 \text{ k}\Omega}$$

e

$$R_{B1a} = R_{B1} - R_{B1b} = 671,9k - 560k = 111,9 \quad [\text{k}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_{B1a} = 120 \text{ k}\Omega}$$

$\Rightarrow$

$$R_{B1} = 680 \text{ k}\Omega$$

**2.a.9.** - Cálculo de  $R_{B2}$ :

$$R_{B2} = \frac{R_{B1} \times R_B}{R_{B1} - R_B} = \frac{680k \times 102k}{680k - 102k} = 120 \quad [\text{k}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_{B2} = 120 \text{ k}\Omega}$$

**2.a.10.** - Recálculo de  $R_B$  e  $I_{CQ}$ :

$$R_B = \frac{680k \times 120k}{680k + 120k} = 102 \quad [\text{k}\Omega]$$

e

$$I_{CQ} = \frac{\left( \frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BEQ}}{R_B} \right) \times R_B \times \beta}{R_B + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{\left( \frac{12}{680k} - \frac{0,58271}{102k} \right) \times 102k \times 291,957}{102k + 292,957 \times 12k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{I_{CQ} = 98,244 \mu\text{A}}$$

**2.a.11.** - Cálculo de  $R_C$ :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ} - \frac{\beta + 1}{\beta} R_E I_{CQ}}{I_{CQ}} = \frac{12 - 5,4 - \frac{292,957}{291,957} \times 12k \times 98,244 \mu}{98,244 \mu} = 55,14 \quad [\text{k}\Omega]$$

⇒

$$R_C = 56 \text{ k}\Omega$$

e

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \times R_E + R_C \right) \times I_{CQ} = 12 - \left( \frac{292,957}{291,957} \times 12k + 56k \right) \times 98,244\mu$$

⇒

$$V_{CEQ} = 5,3154 \text{ V}$$

## 2.b. - Espalhamento do Ponto Quiescente:

A máxima corrente de coletor ocorre quando  $\beta = \beta_{max}$  e  $V_{BE} = V_{BEmin}$ . Portanto:

$$I_{Cmax} = \frac{\left( \frac{12}{680k} - \frac{0,57}{102k} \right) \times 102k \times 525}{102k + 526 \times 12k} = 100,68 \text{ } [\mu\text{A}]$$

e

$$V_{CEmin} = 12 - \left( \frac{526}{525} \times 12k + 56k \right) \times 100,68\mu = 5,15 \text{ [V]}$$

A mínima corrente de coletor ocorre quando  $\beta = \beta_{min}$  e  $V_{BE} = V_{BEmax}$ . Portanto:

$$I_{Cmin} = \frac{\left( \frac{12}{680k} - \frac{0,59}{102k} \right) \times 102k \times 180}{102k + 181 \times 12k} = 95,78 \text{ } [\mu\text{A}]$$

e

$$V_{CEmax} = 12 - \left( \frac{182}{181} \times 12k + 56k \right) \times 95,78\mu = 5,48 \text{ [V]}$$

Constata-se, portanto, que, mesmo para uma variação de  $\beta$  da ordem de 200%, o ponto quiescente permanece bem estável, permitindo, para  $I_{CQ}$ , uma variação total da ordem de 5%, que está dentro da tolerância de valores dos resistores comerciais comuns. O divisor de tensão optativo,  $R_{B1a}$  e  $R_{B1b}$ , juntamente com o capacitor  $C_f$ , formam um filtro que evita que ruídos da fonte de alimentação atinjam a base do transistor e possam ser amplificados por ele.

## 3. Amplificador Emissor-Comum

### 3.1. Proposição:

Usando os resistores de polarização computados no Exercício 2, calcular em 25 °C:

**3.a.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador da Figura 1, em vazio.

**3.b.** - As frequências de corte, nas baixas e nas altas, da função de transferência do módulo do ganho de tensão do amplificador, para  $R_{ger} = 52 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 43 \text{ k}\Omega$ .

### 3.2. Resolução:

**3.a.** - Grandezas Elétricas:

- Parâmetros incrementais:

$$g_m = \frac{98,244\mu}{1,0022 \times 25,69260747m} = 3,81543 \text{ [mA/V]}$$

$$r_\pi = \frac{291,957}{3,81543m} = 76,52 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_o = \frac{66,4 + 5,3154 - 0,58271}{98,244\mu} = 724,04 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Parâmetros elétricos:

Como o resistor  $R_E$  está totalmente desacoplado pelo capacitor  $C_E$ , então  $R_{EAC} = 0$ .

As grandezas auxiliares usadas nos cálculos, com  $R_L \rightarrow \infty$ , são:

$$R_L^* = \frac{R_C \times r_o}{R_C + r_o} = \frac{56k \times 724,04k}{56k + 724,04k} = 51,98 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_{BAC} = \frac{R_{b1b} \times R_{b2}}{R_{b1b} + R_{b2}} = \frac{560k \times 120k}{560k + 120k} = 98,82 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Pelas equações deduzidas para o amplificador  $EC$ , tem-se que:

$$A_v = -g_m \times R_L^* = -3,81543 \times 51,98 = -198,325 \text{ [V/V]} \Rightarrow (45,95 \text{ dB})$$

$$R_i = \frac{r_\pi \times R_{BAC}}{r_\pi + R_{BAC}} = \frac{76,52k \times 98,82k}{76,52k + 98,82k} = 43,127 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_o = \frac{R_C \times r_o}{R_C + r_o} = \frac{56k \times 724,04k}{56k + 724,04k} = 51,98 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

**3.b.** - Frequências de corte:



- Cálculo da frequência de corte nas altas:

Como  $R_{ger} = 52 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 43 \text{ k}\Omega$ , devem ser calculadas as seguintes grandezas auxiliares, usadas no cálculo de  $f_{CA}$ :

$$R_S = \frac{R_{ger} \times R_{B_{AC}}}{R_{ger} + R_{B_{AC}}} = \frac{52k \times 98,82k}{52k + 98,82k} = 34,072 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_C^* = \frac{R_C \times R_L}{R_C + R_L} = \frac{56k \times 43k}{56k + 43k} = 24,32 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_L^* = \frac{R_C^* \times r_o}{R_C^* + r_o} = \frac{24,32k \times 724,04k}{24,32k + 724,04k} = 23,53 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Para EC, com  $R_{EAC} = 0$ , a frequência de corte nas altas vale:

$$f_{CA} = \frac{\frac{R_S + r_\pi}{R_S \times r_\pi}}{2\pi \left\{ C_\pi + C_\mu \times \left[ 1 + \left( \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{R_S} + g_m \right) \times R_L^* \right] \right\}} \text{ [Hz]}$$

$\Rightarrow$

$$f_{CA} = \frac{\frac{34,072k + 76,52k}{34,072k \times 76,52k}}{2\pi \left\{ 30,97p + 3,133p \times \left[ 1 + \left( \frac{1}{76,52k} + \frac{1}{34,072k} + 3,81543m \right) \times 23,53k \right] \right\}}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{f_{CA} = 21,194 \text{ kHz}}$$

Os capacitores  $C_\pi$  e  $C_\mu$  foram calculados no Exercício 1.

- Cálculo da frequência de corte nas baixas:

- Polo de base:

$$p_B = \frac{1}{2\pi C_B (R_i + R_{ger})} = \frac{1}{2\pi \times 2,2\mu \times (43,127k + 52k)} = 0,76 \text{ [Hz]}$$

- Polo de coletor:

$$p_C = \frac{1}{2\pi C_C (R_o + R_L)} = \frac{1}{2\pi \times 2,2\mu \times (51,98k + 43k)} = 0,76 \text{ [Hz]}$$

- Polo de emissor:

$$p_E = \frac{1}{2\pi C_E R_E} \times \frac{r_\pi' (R_E + r_o + R_C^*) + R_E [R_C^* + r_o (1 + g_m r_\pi)]}{r_\pi' (r_o + R_C^*)}$$

onde:

$$r_\pi' = R_S + r_\pi = 34,072k + 76,52k = 110,592 \quad [\text{k}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$p_E = \frac{1}{2\pi 22\mu \times 12k} \times \frac{110,592k \times (12k + 724,04k + 24,32k) + 12k \times [24,32k + 724,04k \times 292,957]}{110,592k \times (724,04k + 24,32k)}$$

$\Rightarrow$

$$p_E = 19,155 \quad [\text{Hz}]$$

Como  $p_E \gg p_B$  e  $p_E \gg p_C$ , a influência de  $p_B$  e de  $p_C$  sobre  $p_E$  é muito pequena e, portanto, pode-se afirmar que  $f_{CB} \cong p_E$  e, então:

$$f_{CB} \cong 19,155 \text{ Hz}$$

Com a adição de  $R_{ger} = 52 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 43 \text{ k}\Omega$ , o ganho do amplificador cai para:

$$A_v = -89,79 \text{ V/V}$$

em relação à  $v_i$ , e

$$A_{v_g} = -40,71 \text{ V/V}$$

em relação ao gerador  $v_g$ .

## 4. Amplificador Base-Comum

### 4.1. Proposição:

O amplificador da Figura 2 é do tipo base-comum. Calcular para esse circuito:

**4.a.** - Os resistores de polarização de modo que as seguintes condições sejam satisfeitas @ 25 °C:  $R_i = 75 \Omega \pm 5\%$  e  $S = 9,5 \pm 5\%$ .

**4.b.** - Os parâmetros elétricos do amplificador em vazio, isto é:  $A_v$ ;  $R_i$ ;  $R_o$ ;  $f_{CA}$  e  $f_{CB}$  @ 25 °C.

Dados:  $\beta = 291$ ;  $V_{BE} = 0,616 \text{ V}$ ;  $C_\pi = 40,2 \text{ pF}$  e  $C_\mu = 3,15 \text{ pF}$ .

### 4.2. Resolução:

4.a. - Como um dos dados do problema é a resistência de entrada do amplificador, a resolução deve ser iniciada através equação aproximada que calcula essa grandeza, ou seja:

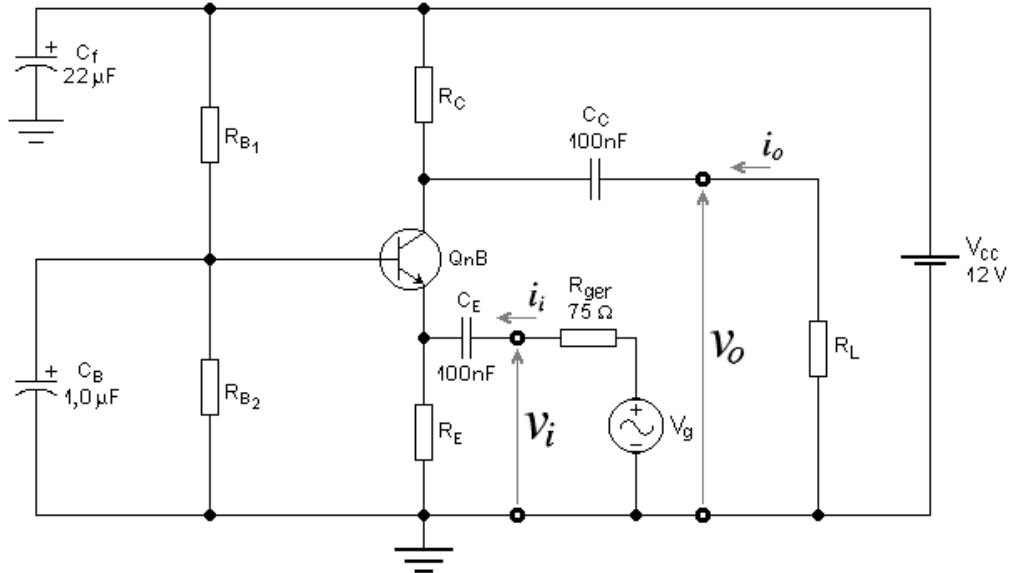


Figura 2 – Amplificador Base-Comum, Usado no Exercício 4.

$$R_i \cong \frac{R_E}{1 + g_m R_E} \quad [\Omega]$$

onde:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{N_F V_t} \quad [A/V]$$

Adotando-se  $V_E = 0,1V_{CC}$ , no roteiro de polarização, e sabendo-se que  $V_E \cong R_E I_{CQ}$ , chega-se a:

$$R_i \cong \frac{\frac{0,1V_{CC}}{I_{CQ}}}{1 + \frac{I_{CQ}}{N_F V_t} \times \frac{0,1V_{CC}}{I_{CQ}}} = \frac{0,1V_{CC}}{I_{CQ} \times \left(1 + \frac{0,1V_{CC}}{N_F V_t}\right)} \quad [\Omega]$$

O transistor é o *QnB* e, portanto,  $N_F = 1,0022$ . A tensão de alimentação, dada, vale  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  e  $V_t = 25,6926 \text{ mV @ } 25 \text{ }^\circ\text{C}$ . Conclui-se, portanto, que:

$$I_{CQ} \cong \frac{1,2}{75 \times \left(1 + \frac{1,2}{1,0022 \times 25,6926 \times 10^{-3}}\right)} = 336,11 \quad [\mu\text{A}]$$

Seguindo-se o roteiro de polarização, tem-se que:

**4.a.1.** -  $V_{CC} = 12\text{ V} \rightarrow$  dado.

**4.a.2.** -  $I_{CQ} = 336,11\ \mu\text{A} \rightarrow$  estimado.

**4.a.3.** -  $V_E = 1,2\text{ V} (0,6\text{ V} \leq V_E \leq 2,4\text{ V}) \rightarrow$  escolhido.

**4.a.4.** - Cálculo de  $R_E$ :

$$R_E = \frac{1,2}{336,11 \times 10^{-6}} \times \frac{291}{292} = 3558\ \text{[}\Omega\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_E = 3,3\text{ k}\Omega}$$

**4.a.5.** -  $S = 9,5 (8,55 \leq S \leq 10,45) \rightarrow$  dado.

**4.a.6.** - Cálculo de  $R_B$ :

$$R_B = (S - 1) \times R_E = (9,5 - 1) \times 3300 = 28,05\ \text{[k}\Omega\text{]}$$

**4.a.7.** - Cálculo de  $V_{BB}$ :

$$V_{BB} = \frac{(\beta + 1) \times R_E + R_B}{\beta} \times I_{CQ} + V_{BEQ} = \frac{292 \times 3,3\text{ k} + 28,05\text{ k}}{291} \times 336,11\ \mu + 0,616 = 1,7614\ \text{[V]}$$

**4.a.8.** - Cálculo de  $R_{B1}$ :

$$R_{B1} = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \times R_B = \frac{12}{1,7614} \times 28,05\text{ k} = 191,1\ \text{[k}\Omega\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_{B1} = 180\text{ k}\Omega}$$

**4.a.9.** - Cálculo de  $R_{B2}$ :

$$R_{B2} = \frac{R_{B1} \times R_B}{R_{B1} - R_B} = \frac{180\text{ k} \times 28,05\text{ k}}{180\text{ k} - 28,05\text{ k}} = 33,23\ \text{[k}\Omega\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_{B2} = 33\text{ k}\Omega}$$

**4.a.10.** - Recálculo de  $R_B$  e  $I_{CQ}$ :

$$R_B = \frac{180k \times 33k}{180k + 33k} = 27,887 \quad [\text{k}\Omega]$$

e

$$I_{CQ} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BEQ}}{R_B}\right) \times R_B \times \beta}{R_B + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{\left(\frac{12}{180k} - \frac{0,616}{27,887k}\right) \times 27,887k \times 291}{27,887k + 292 \times 3,3k}$$

⇒

$$\boxed{I_{CQ} = 364,864 \mu\text{A}}$$

⇒

$$V_E = \frac{292}{291} \times 364,864 \times 10^{-6} \times 3300 = 1,2082 \quad [\text{V}]$$

**4.a.11. - Cálculo de  $R_C$ :**

Para uma polarização em Classe A, com o ponto quiescente aproximadamente no centro da reta de carga, deve-se fazer:  $V_{CEQ} = (12 - 1,2082)/2 = 5,396 \text{ V}$ . Então:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ} - \frac{\beta + 1}{\beta} R_E I_{CQ}}{I_{CQ}} = \frac{12 - 5,396 - \frac{292}{291} \times 3,3k \times 364,864 \mu}{364,864 \mu} = 14,788 \quad [\text{k}\Omega]$$

⇒

$$\boxed{R_C = 15 \text{ k}\Omega}$$

e

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \times R_E + R_C\right) \times I_{CQ} = 12 - \left(\frac{292}{291} \times 3,3k + 15k\right) \times 364,864 \mu$$

⇒

$$V_{CEQ} = 5,31885 \text{ V}$$

**4.b. - Parâmetros elétricos:**

- Parâmetros incrementais:

$$g_m = \frac{364,864 \mu}{1,0022 \times 25,6926 \text{ m}} = 14,17 \quad [\text{mA/V}]$$

$$r_\pi = \frac{291}{14,17 \times 10^{-3}} = 20,536 \quad [\text{k}\Omega]$$

e

$$r_o = \frac{66,4 + 5,31885 - 0,616}{364,864 \mu} = 194,875 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Parâmetros elétricos:

A resistência de base do transistor está desacoplada por  $C_B$ , portanto:

- Ganho de tensão:

$$A_v = \left( \frac{1}{r_o} + g_m \right) \times R_L^* = \left( \frac{1}{194,875k} + 14,17m \right) \times \frac{194,875k \times 15k}{194,875k + 15k}$$

⇒

$$\boxed{A_v = 197,43 \text{ V/V}}$$

- Resistência de saída:

$$R_o = \frac{r_\pi' + \frac{g_m r_\pi r_o R_S \times (r_o + R_C)}{r_\pi \times (R_S + r_o + R_C) + R_S \times [R_C + r_o \times (1 + g_m r_\pi)]}}{r_\pi' + \frac{g_m r_\pi r_o^2 R_S}{r_\pi \times (R_S + r_o) + r_o R_S \times (1 + g_m r_\pi)}} \times \frac{(r_\pi' + r_o) \times R_C}{R_C + r_\pi' + r_o}$$

Onde:

$$R_S = \frac{R_{ger} \times R_E}{R_{ger} + R_E} = \frac{75 \times 3,3k}{75 + 3,3k} = 73,333 \quad [\Omega]$$

e

$$r_\pi' = \frac{r_\pi \times R_S}{r_\pi + R_S} = \frac{20,536k \times 73,333}{20,536k + 73,333} = 73,07 \quad [\Omega]$$

Substituindo-se todos esses valores numéricos na equação de  $R_o$ , obtém-se:

$$\boxed{R_o = 14,45 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i^* = \frac{r_\pi \times (r_o + R_C^*)}{r_\pi + R_C^* + r_o \times (1 + g_m r_\pi)} = \frac{20,536k \times (194,875k + 15k)}{20,536k + 15k + 194,875k \times 292} = 75,696 \quad [\Omega]$$

$$R_i = \frac{R_E \times R_i^*}{R_E + R_i^*} = \frac{3,3k \times 75,696}{3,3k + 75,696}$$

⇒

$$R_i = 73,999 \quad \Omega$$

Dentro, portanto, da tolerância estipulada para o projeto ( $R_i = 75 \quad \Omega \pm 5\%$ ).

- Frequência de corte nas altas:

$$f_{CA} = \frac{1}{2\pi C_{\mu} R_L^*} = \frac{1}{2\pi \times 3,15 p \times \frac{194,875k \times 15k}{194,875k + 15k}}$$

⇒

$$\boxed{f_{CA} = 3,628 \text{ MHz}}$$

- Frequência de corte nas baixas:

- Polo de coletor:

O polo de coletor é nulo, isto é,  $p_C = 0$ , porque  $R_L \rightarrow \infty$ .

- Polo de base:

$$p_B = \frac{1}{2\pi C_B R_B} = \frac{1}{2\pi \times 1\mu \times 27,88k} = 5,71 \text{ [Hz]}$$

- Polo de emissor:

$$p_E = \frac{1}{2\pi C_E \times (R_{ger} + R_i)} = \frac{1}{2\pi \times 100n \times (75 + 73,999)}$$

⇒

$$\boxed{f_{CB} = 10,682 \text{ kHz}}$$

Esse amplificador não é, portanto, adequado para a faixa de áudio. Como sua resposta em frequências estende-se na faixa  $10,682 \text{ kHz} \leq f \leq 3,626 \text{ MHz}$ , ele é adequado para a amplificação de ultrassom e *RF*, até o início da faixa de ondas curtas. Além disso, possui uma resistência de entrada muito baixa para a maioria das aplicações em áudio. A faixa pode ser estendida em altas frequências se um transistor mais adequado for usado.

## 5. Amplificador Coletor-Comum

### 5.1. Proposição:

Usando os resistores de polarização do circuito da Figura 3, calcular para esse amplificador @ 25 °C:

**5.a.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída, em vazio e com  $R_{ger} = 0$ .

**5.b.** - As frequências de corte, nas baixas e nas altas, da função de transferência do módulo do ganho de tensão do amplificador, para  $R_{ger} = 52 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ .

Dados do transistor *QnC*:  $\beta = 534$ ;  $V_{BE} = 0,628 \text{ V}$ ;  $C_{\pi} = 48,3 \text{ pF}$  e  $C_{\mu} = 3,03 \text{ pF}$  @ 25 °C.

## 5.2. Resolução:

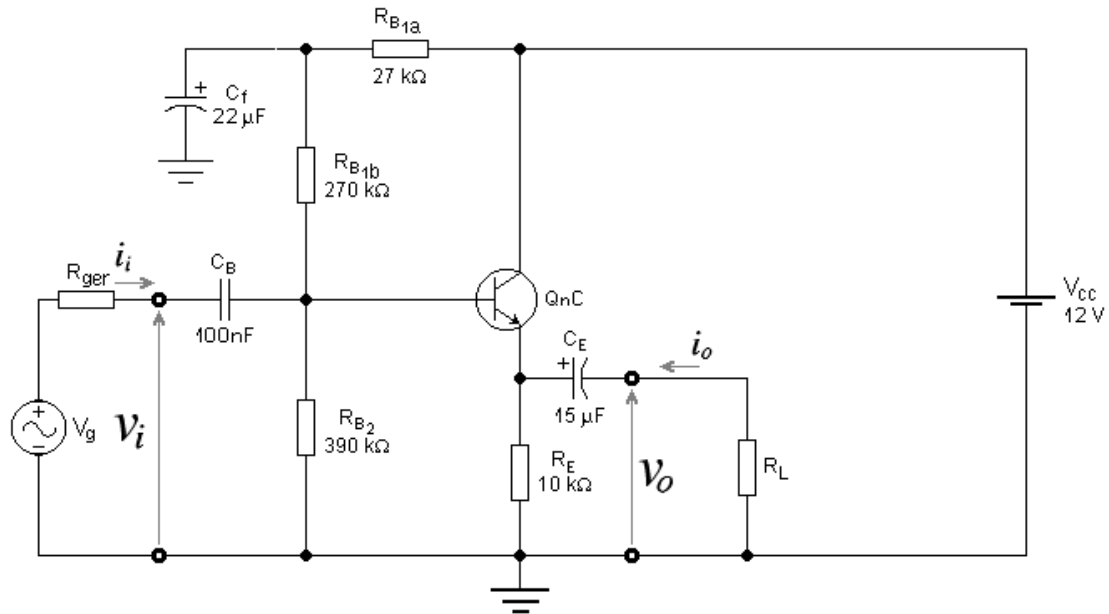


Figura 3 – Amplificador Coletor-Comum, Usado no Exercício 5.

### 5.a.1. - Polarização:

Vista pela componente contínua de polarização, a resistência de base vale:

$$R_B = \frac{(R_{B1a} + R_{B1b}) \times R_{B2}}{R_{B1a} + R_{B1b} + R_{B2}} = \frac{297k \times 390k}{297k + 390k} = 168,6 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

A corrente quiescente de coletor vale:

$$I_{CQ} = \frac{\left( \frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BEQ}}{R_B} \right) \times R_B \times \beta}{R_B + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{\left( \frac{12}{297k} - \frac{0,628}{168,6k} \right) \times 168,6k \times 534}{168,6k + 535 \times 10k} = 598,41 \text{ [}\mu\text{A]}$$

A tensão quiescente entre coletor e emissor vale, portanto:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \frac{\beta + 1}{\beta} \times R_E \times I_{CQ} = 12 - \frac{535}{534} \times 10k \times 598,41 \mu = 6,005 \text{ [V]}$$

### 5.a.2. - Parâmetros incrementais:

- Transcondutância:



$$g_m = \frac{I_{CQ}}{N_F V_t} = \frac{598,41\mu}{1,0022 \times 25,6926m} = 23,24 \text{ [mA/V]}$$

- Resistência incremental de entrada:

$$r_\pi = \frac{\beta_{AC}}{g_m} = \frac{534}{23,24 \times 10^{-3}} = 22,98 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência incremental de saída:

$$r_o = \frac{V_{AF} + V_{CEQ} - V_{BEQ}}{I_{CQ}} = \frac{33,38 + 6,005 - 0,628}{598,41\mu} = 64,77 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

### 5.a.3. - Parâmetros elétricos:

- Ganho de tensão em vazio:

$$A_v = \frac{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E^*}{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E^* + (r_o + R_E^*) \times r_\pi} = \frac{535 \times 64,77k \times 10k}{535 \times 64,77k \times 10k + (64,77k + 10k) \times 22,98k}$$

⇒

$$\boxed{A_v = 0,995 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada em vazio:

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{(1 + g_m r_\pi) \times r_o}{r_o + R_E^*} \times R_E^* = 22,98k + \frac{535 \times 64,77k}{64,77k + 10k} \times 10k = 4,657 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

- Resistência de base vista pelo sinal AC:

$$R_{BAC} = \frac{R_{B1b} \times R_{B2}}{R_{B1b} + R_{B2}} = \frac{270k \times 390k}{270k + 390k} = 159,55 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_i^* \times R_{BAC}}{R_i^* + R_{BAC}} = \frac{4,657M \times 159,55k}{4,657M + 159,55k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 154,26 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída, com  $R_{ger} = 0$  ( $r_\pi = r_\pi$ ).

$$R_o = \frac{r_o r_\pi R_E}{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E + (r_o + R_E) \times r_\pi} = \frac{22,98k \times 64,77k \times 10k}{535 \times 64,77k \times 10k + (64,77k + 10k) \times 22,98k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_o = 42,74 \Omega}$$

**5.b.** - Cálculo de  $f_{CA}$  e  $f_{CB}$ , com  $R_{ger} = 52 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ .

- Frequência de corte nas altas:

$$f_{CA} \approx \frac{r_\pi \times (1 + g_m R_L^*) + R_S + R_L^*}{2\pi \{C_\pi r_\pi \times (R_S + R_L^*) + C_\mu R_S \times [R_L^* + r_\pi \times (1 + g_m R_L^*)]\}}$$

onde:

$$R_S = \frac{R_{ger} \times R_{BAC}}{R_{ger} + R_{BAC}} = \frac{52k \times 159,55k}{52k + 159,55k} = 39,22 \text{ [k}\Omega]$$

$$R_E^* = \frac{R_E \times R_L}{R_E + R_L} = \frac{10k \times 1k}{10k + 1k} = 909,1 \text{ [}\Omega]$$

e

$$R_L^* = \frac{r_o \times R_E^*}{r_o + R_E^*} = \frac{64,77k \times 909,1}{64,77k + 909,1} = 896,5 \text{ [}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$f_{CA} \approx \frac{22,98k \times (1 + 23,24 \times 0,8965) + 39,22k + 896,5}{2\pi \{48,3p \times 22,98k \times (39,22k + 896,5) + 3,03p \times 39,22k \times [896,5 + 22,98k \times (1 + 23,24 \times 0,8965)]\}}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{f_{CA} \cong 827,23 \text{ kHz}}$$

- Frequência de corte nas baixas:

- Cálculo de  $R_i$  com  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  ( $R_E^* = 909,1 \Omega$ ):

$$R_i^* = r_\pi + \frac{(1 + g_m r_\pi) \times r_o}{r_o + R_E^*} \times R_E^* = 22,98k + \frac{535 \times 64,77k}{64,77k + 909,1} \times 909,1 = 502,61 \text{ [k}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$R_i = \frac{R_i^* \times R_{BAC}}{R_i^* + R_{BAC}} = \frac{502,61k \times 159,55k}{502,61k + 159,55k} = 121,1 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Polo de base:

$$p_B = \frac{1}{2\pi C_B (R_{ger} + R_i)} = \frac{1}{2\pi \times 100n \times (52k + 121,1k)} = 9,19 \text{ [Hz]}$$

- Cálculo de  $R_o$  com  $R_{ger} = 52 \text{ k}\Omega$ :

$$R_o = \frac{r_o r_\pi R_E}{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E + (r_o + R_E) \times r_\pi}$$

onde:

$$r_\pi' = R_S + r_\pi = 39,22k + 22,98k = 62,2 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$R_o = \frac{64,77 \times 62,2k \times 10k}{535 \times 64,77k \times 10k + (64,77k + 10k) \times 62,2k} = 114,71 \text{ [}\Omega\text{]}$$

- Polo de emissor:

$$p_E = \frac{1}{2\pi C_E (R_o + R_L)} = \frac{1}{2\pi \times 15\mu \times (114,71 + 1k)} = 9,52 \text{ [Hz]}$$

- Frequência de corte nas baixas:

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{9,19^2 + 9,52^2 + \sqrt{9,19^4 + 9,52^4 + 6 \times 9,19^2 \times 9,52^2}}{2}}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{f_{CB} = 14,54 \text{ Hz}}$$

## 6. Amplificador Separador de Fase

### 6.1. Proposição:

Amplificadores separadores de fase (*Phase-Splitter*) são circuitos constituídos de duas saídas que, teoricamente, apresentam ganhos de tensão idênticos e unitários em relação a uma entrada, mas com fases opostas entre si ( $180^\circ$ ). A principal utilidade desse circuito é trabalhar como excitador em contrafase de estágios de saída de potência na configuração *push-pull*. A Figura 4 apresenta um circuito desse tipo.

Para esse circuito, calcular, com  $R_{ger} = 600 \Omega$  e  $R_{L1} = R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega @ 25^\circ \text{C}$ :

**6.a.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador EC:  $A_{vl} = v_{o1}/v_i$ ;  $R_i$  e  $R_{o1}$ .

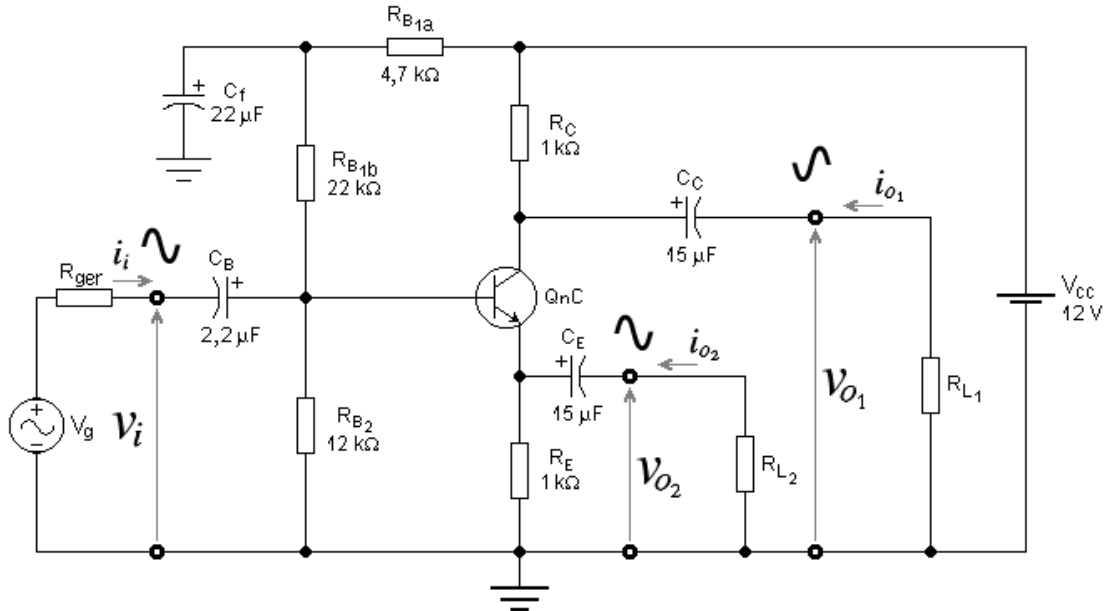


Figura 4 – Amplificador Separador de Fase Usado no Exercício 6.

**6.b.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador CC:  $A_{v2} = v_{o2}/v_i$ ;  $R_i$  e  $R_{o2}$ .

Dados do transistor QnC:  $\beta = 534$ ;  $V_{BE} = 0,670$  V;  $C_{\pi} = 127$  pF e  $C_{\mu} = 3,04$  pF @ 25 °C.

## 6.2. Resolução:

**6.a.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador EC:  $A_{vl} = v_{o1}/v_i$ ;  $R_i$  e  $R_{o1}$ .

**6.a.1** - Ponto de polarização:

$$R_B = \frac{(R_{B1a} + R_{B1b}) \times R_{B2}}{R_{B1a} + R_{B1b} + R_{B2}} = \frac{(4,7k + 22k) \times 12k}{4,7k + 22k + 12k} = 8,279 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

⇒

$$I_{CQ} = \frac{\left( \frac{V_{CC}}{R_{B1a} + R_{B1b}} - \frac{V_{BEQ}}{R_B} \right) \times R_B \times \beta}{R_B + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{\left( \frac{12}{26,7k} - \frac{0,670}{8,279k} \right) \times 8,279k \times 534}{8,279k + 535 \times 1k} = 2,999 \text{ [mA]}$$

⇒

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \times R_E + R_C \right) \times I_{CQ} = 12 - \left( \frac{535}{534} \times 1k + 1k \right) \times 2,999m = 5,997 \quad [V]$$

**6.a.2.** - Parâmetros incrementais:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{N_F V_t} = \frac{2,999m}{1,0022 \times 25,6926m} = 116,463 \quad [mA/V]$$

$$r_\pi = \frac{\beta_{AC}}{g_m} = \frac{534}{0,116463} = 4,585 \quad [k\Omega]$$

e

$$r_o = \frac{V_{AF} + V_{CEQ} - V_{BEQ}}{I_{CQ}} = \frac{33,38 + 5,997 - 0,67}{2,999m} = 12,907 \quad [k\Omega]$$

**6.a.3.** - Parâmetros elétricos do amplificador *EC*:

$$R_{BAC} = \frac{R_{B1b} \times R_{B2}}{R_{B1b} + R_{B2}} = \frac{22k \times 12k}{22k + 12k} = 7,7647 \quad [k\Omega]$$

$$R_C^* = R_{EAC} = \frac{R_C \times R_{L1}}{R_C + R_{L1}} = \frac{R_E \times R_{L2}}{R_E + R_{L2}} = \frac{1k \times 10k}{1k + 10k} = 909,1 \quad [\Omega]$$

- Ganho de tensão:

$$A_{vl} = \frac{(R_{EAC} - g_m r_\pi r_o) \times R_C^*}{r_\pi \times (R_{EAC} + r_o + R_C^*) + R_{EAC} \times [R_C^* + r_o \times (1 + g_m r_\pi)]}$$

⇒

$$A_{vl} = \frac{(909,1 - 534 \times 12,907k) \times 909,1}{4,585k \times (909,1 + 12,907k + 909,1) + 909,1 \times [909,1 + 12,907k \times 535]}$$

⇒

$$\boxed{A_{vl} = -0,987251 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{R_C^* + (1 + g_m r_\pi) \times r_o}{r_o + R_C^* + R_{EAC}} R_{EAC} = 4,585k + \frac{909,1 + 535 \times 12,907k}{12,907k + 909,1 + 909,1} 909,1 = 430953 \quad [\Omega]$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_{BAC} \times R_i^*}{R_{BAC} + R_i^*} = \frac{7,7647k \times 430,953k}{7,7647k + 430,953k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 7,6273 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

$$R_{o1} = \frac{[r_{\pi}' \times (R_{EAC} + r_o) + R_{EAC} \times r_o \times (1 + g_m r_{\pi})] \times R_C}{r_{\pi}' \times (R_{EAC} + r_o + R_C) + R_{EAC} \times [R_C + r_o \times (1 + g_m r_{\pi})]}$$

Onde:

$$r_{\pi}' = \frac{R_{ger} \times R_{BAC}}{R_{ger} + R_{BAC}} + r_{\pi} = \frac{600 \times 7,7647k}{600 + 7,7647k} + 4,585k = 5,142 \text{ [k}\Omega]$$

⇒

$$R_{o1} = \frac{[5,142k \times (909,1 + 12,907k) + 909,1 \times 12,907k \times 535] \times 1k}{5,142k \times (909,1 + 12,907k + 1k) + 909,1 \times [1k + 12,907k \times 535]}$$

⇒

$$\boxed{R_{o1} = 999,048 \Omega}$$

**6.b.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador CC:  $A_{v2} = v_{o2}/v_i$ ;  $R_i$  e  $R_{o2}$ .

**6.b.1** - Ponto de polarização: o mesmo do caso anterior, calculado no item **6.a.1**.

**6.b.2** - Parâmetros incrementais: os mesmos do caso anterior, calculado no item **6.a.2**.

**6.b.3** - Parâmetros elétricos do amplificador CC:

$$R_{BAC} = \frac{R_{B1b} \times R_{B2}}{R_{B1b} + R_{B2}} = \frac{22k \times 12k}{22k + 12k} = 7,7647 \text{ [k}\Omega]$$

$$R_E^* = R_{CAC} = \frac{R_E \times R_{L2}}{R_E + R_{L2}} = \frac{R_C \times R_{L1}}{R_C + R_{L1}} = \frac{1k \times 10k}{1k + 10k} = 909,1 \text{ [}\Omega]$$

- Ganho de tensão:

$$A_{v2} = \frac{[R_{CAC} + (1 + g_m r_{\pi}) \times r_o] \times R_E^*}{[R_{CAC} + (1 + g_m r_{\pi}) \times r_o] \times R_E^* + (r_o + R_{CAC} + R_E^*) \times r_{\pi}}$$

⇒

$$A_{v2} = \frac{[909,1 + 535 \times 12,907k] \times 909,1}{[909,1 + 535 \times 12,907k] \times 909,1 + (12,907k + 909,1 + 909,1) \times 4,585k}$$

⇒

$$\boxed{A_{v2} = 0,98936 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada vista na base: igual à do caso anterior, portanto:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{R_{CAC} + (1 + g_m r_\pi) \times r_o}{r_o + R_E^* + R_{CAC}} R_E^* = 4,585k + \frac{909,1 + 535 \times 12,907k}{12,907k + 909,1 + 909,1} 909,1 = 430953 \quad [\Omega]$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_{BAC} \times R_i^*}{R_{BAC} + R_i^*} = \frac{7,7647k \times 430,953k}{7,7647k + 430,953k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 7,6273 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

$$R_{o2} = \frac{r_\pi' \times R_E \times (R_{CAC} + r_o)}{[R_{CAC} + (1 + g_m r_\pi) \times r_o] \times R_E + (r_o + R_{CAC} + R_E) \times r_\pi'}$$

Onde:

$$r_\pi' = \frac{R_{ger} \times R_{BAC}}{R_{ger} + R_{BAC}} + r_\pi = \frac{600 \times 7,7647k}{600 + 7,7647k} + 4,585k = 5,142 \quad [\text{k}\Omega]$$

⇒

$$R_{o2} = \frac{5,142k \times 1k \times (909,1 + 12,907k)}{[909,1 + 535 \times 12,907k] \times 1k + (12,907k + 909,1 + 1k) \times 5,142k}$$

⇒

$$\boxed{R_{o2} = 10,175 \Omega}$$

Como visto, esse amplificador, a partir de uma única entrada, fornece dois sinais de saída em contrafase e com amplitudes praticamente idênticas (menos de 1% de erro). A única assimetria está nas resistências de saída, que são muito diferentes entre si. Para funcionar adequadamente, esse tipo de amplificador deve ser carregado com cargas de alta impedância, isto é,  $R_{L1} = R_{L2} \gg R_{o1}$ .

Para permitir máxima excursão de saída, a tensão quiescente entre coletor e emissor deve ser igual à  $V_{CEQ} = 0,5V_{CC}$  e as tensões sobre os resistores de coletor e de emissor devem ser iguais e com os seguintes valores:  $V_{RC} = V_{RE} = 0,25V_{CC}$ . Nesse caso, cada sinal de saída conseguirá uma excursão máxima, de pico-a-pico, igual a  $|v_{o1max}| = |v_{o2max}| = 0,5V_{CC}$ .

## 7. Amplificadores em Cascata com Acoplamento DC

### 7.1. Proposição:

Para o circuito da Figura 5, calcular @ 25 °C, com  $R_{ger} = 600 \Omega$  e  $R_L \rightarrow \infty$ .

**7.a.** - O ponto de polarização.

**7.b.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador.

## 7.2. Resolução:

7.a. - Ponto de polarização:

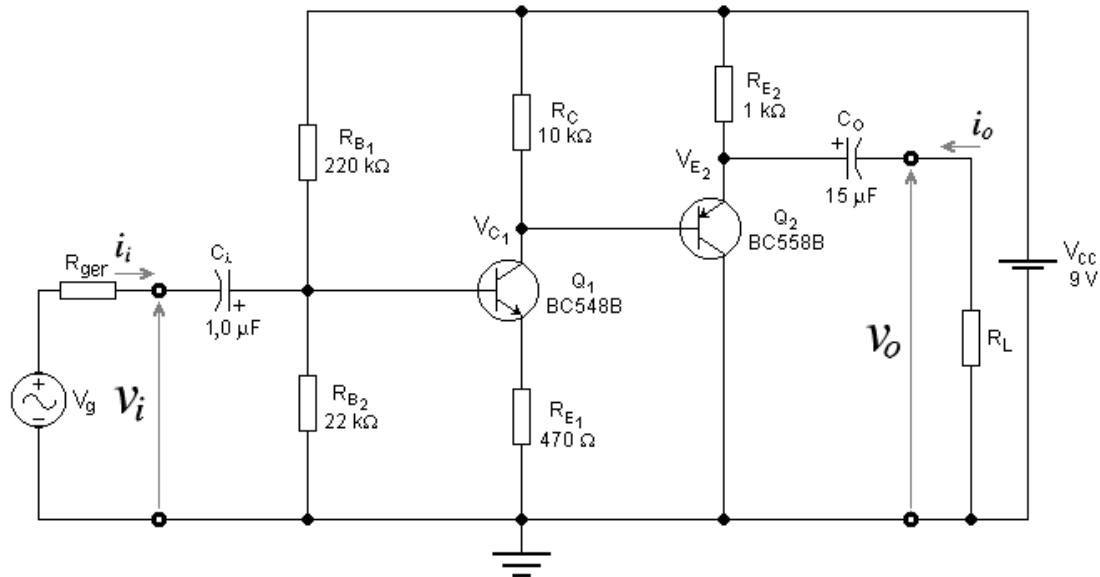


Figura 5 – Amplificadores em Cascata com Acoplamento DC.

Sendo:

$$R_B = \frac{R_{B_1} \times R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}}$$

As correntes quiescentes dos transistores do circuito da Figura 5 podem ser calculadas pelas seguintes equações:

$$I_{C_{Q1}} = \frac{\left( \frac{V_{CC}}{R_{B_1}} - \frac{V_{BE1}}{R_B} \right) \times R_B \times \beta_1}{R_B + (\beta_1 + 1) \times R_{E1}}$$

e

$$|I_{C_{Q2}}| = \frac{I_{C_{Q1}} \times R_C - |V_{BE2}|}{R_C + (\beta_2 + 1) \times R_{E2}} \times \beta_2$$

Em um problema de análise de circuitos eletrônicos no qual as grandezas elétricas estáticas são desconhecidas, a primeira providência a ser tomada é a consulta à folha de dados (*data-sheet*) dos transistores. Para o BC548B obtém-se:  $\beta_{tip} = 290$ ;  $V_{BE(tip)} = 0,66 \text{ V}$ ;  $200 \leq \beta \leq 450$ ;  $0,58 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,70 \text{ V}$  e  $V_{AF} = 66,4 \text{ V} @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$ . Para o BC558B esses dados valem:  $\beta_{tip} = 290$ ;  $V_{BE(tip)} = 0,65 \text{ V}$ ;  $220 \leq \beta \leq 475$ ;  $0,60 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,75 \text{ V}$  e  $V_{AF} = 30,9 \text{ V} @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$ .



Para o primeiro estágio do circuito da Figura 5 pode-se calcular:

$$R_B = \frac{220k \times 22k}{220k + 22k} = 20 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

⇒

$$S \cong 1 + \frac{R_B}{R_{E_1}} = 1 + \frac{20k}{470} = 43,6$$

Como  $S > 30$ , o ponto quiescente do primeiro estágio não é estável em relação às variações dos parâmetros internos do transistor  $Q_1$ , ou seja, o circuito não está bem polarizado. Os pontos extremos de espalhamento do ponto quiescente devem, então, ser calculados, ocorrendo as seguintes situações:

**7.a.1.** - Correntes de coletor máximas ( $\beta_1 = \beta_{1(max)}$ ;  $V_{BE1} = V_{BE1(min)}$ ;  $\beta_2 = \beta_{2(max)}$  e  $|V_{BE2}| = |V_{BE2(min)}|$ ). Usando-se as equações das correntes quiescentes dos transistores, anteriormente apresentadas, tem-se que:

$$I_{C_{Q1(max)}} = \frac{\left( \frac{9}{220k} - \frac{0,58}{20k} \right) \times 20k \times 450}{20k + 451 \times 470} = 462,05 \text{ [}\mu\text{A]}$$

e

$$|I_{C_{Q2(max)}}| = \frac{462,05 \mu \times 10k - 0,60}{10k + 476 \times 1k} \times 475 = 3,93 \text{ [mA]}$$

⇒

$$V_{C_{1(min)}} = V_{CC} - \left( I_{C_{Q1(max)}} - \frac{|I_{C_{Q2(max)}}|}{\beta_{2(max)}} \right) \times R_C = 9 - \left( 462,05 \mu - \frac{3,93m}{475} \right) \times 10k = 4,46 \text{ [V]}$$

$$V_{CE_{Q1(min)}} = V_{C_{1(min)}} - \frac{\beta_{1(max)} + 1}{\beta_{1(max)}} \times R_{E_1} \times I_{C_{Q1(max)}} = 4,46 - \frac{451}{450} \times 470 \times 462,05 \mu = 4,24 \text{ [V]}$$

e

$$|V_{CE_{Q2(min)}}| = V_{CC} - \frac{\beta_{2(max)} + 1}{\beta_{2(max)}} \times R_{E_2} \times |I_{C_{Q2(max)}}| = 9 - \frac{476}{475} \times 1k \times 3,93m = 5,06 \text{ [V]}$$

**7.a.2.** - Correntes de coletor mínimas ( $\beta_1 = \beta_{1(min)}$ ;  $V_{BE1} = V_{BE1(max)}$ ;  $\beta_2 = \beta_{2(min)}$  e  $|V_{BE2}| = |V_{BE2(max)}|$ ). Usando-se as equações das correntes quiescentes dos transistores, anteriormente apresentadas, tem-se que:

$$I_{C_{Q1(min)}} = \frac{\left( \frac{9}{220k} - \frac{0,70}{20k} \right) \times 20k \times 200}{20k + 201 \times 470} = 206,5 \text{ [}\mu\text{A]}$$

e

$$|I_{C_{Q2(\min)}}| = \frac{206,5\mu \times 10k - 0,75}{10k + 221 \times 1k} \times 220 = 1,25 \text{ [mA]}$$

\(\Rightarrow\)

$$V_{C_{1(\max)}} = V_{CC} - \left( I_{C_{Q1(\min)}} - \frac{|I_{C_{Q2(\min)}}|}{\beta_{2(\min)}} \right) \times R_C = 9 - \left( 206,5\mu - \frac{1,25m}{220} \right) \times 10k = 6,99 \text{ [V]}$$

$$V_{CE_{Q1(\max)}} = V_{C_{1(\max)}} - \frac{\beta_{1(\min)} + 1}{\beta_{1(\min)}} \times R_{E_1} \times I_{C_{Q1(\min)}} = 6,99 - \frac{201}{200} \times 470 \times 206,5\mu = 6,89 \text{ [V]}$$

e

$$|V_{CE_{Q2(\max)}}| = V_{CC} - \frac{\beta_{2(\min)} + 1}{\beta_{2(\min)}} \times R_{E_2} \times |I_{C_{Q2(\min)}}| = 9 - \frac{221}{220} \times 1k \times 1,25m = 7,74 \text{ [V]}$$

**7.a.3.** - Resumo do espalhamento do ponto quiescente:

$$206,5\mu A \leq I_{C_{Q1}} \leq 462,05\mu A$$

$$1,25mA \leq |I_{C_{Q2}}| \leq 3,93mA$$

$$4,24V \leq V_{CE_{Q1}} \leq 6,89V$$

$$5,06V \leq |V_{CE_{Q2}}| \leq 7,74V$$

**7.a.4.** - Correntes de coletor típicas ( $\beta_1 = \beta_{1(tip)}$ ;  $V_{BE1} = V_{BE1(tip)}$ ;  $\beta_2 = \beta_{2(tip)}$  e  $|V_{BE2}| = |V_{BE2(tip)}|$ ). Usando-se as equações das correntes quiescentes dos transistores, anteriormente apresentadas, tem-se que:

$$I_{C_{Q1(tip)}} = \frac{\left( \frac{9}{220k} - \frac{0,66}{20k} \right) \times 20k \times 290}{20k + 291 \times 470} = 292,6 \text{ [\mu A]}$$

e

$$|I_{C_{Q2(tip)}}| = \frac{292,6\mu \times 10k - 0,65}{10k + 291 \times 1k} \times 290 = 2,193 \text{ [mA]}$$

\(\Rightarrow\)

$$V_{C_{1(tip)}} = V_{CC} - \left( I_{C_{Q1(tip)}} - \frac{|I_{C_{Q2(tip)}}|}{\beta_{2(tip)}} \right) \times R_C = 9 - \left( 292,6\mu - \frac{2,193m}{290} \right) \times 10k = 6,15 \text{ [V]}$$

$$V_{CEQ1(tip)} = V_{C1(tip)} - \frac{\beta_{1(tip)} + 1}{\beta_{1(tip)}} \times R_{E1} \times I_{CQ1(tip)} = 6,15 - \frac{291}{290} \times 470 \times 292,6\mu = 6,01 \text{ [V]}$$

e

$$\left| V_{CEQ2(tip)} \right| = V_{CC} - \frac{\beta_{2(tip)} + 1}{\beta_{2(tip)}} \times R_{E2} \times \left| I_{CQ2(tip)} \right| = 9 - \frac{291}{290} \times 1k \times 2,193m = 6,8 \text{ [V]}$$

Pode-se notar, por esses cálculos, que, face ao espalhamento de valores dos parâmetros estáticos que ocorre na fabricação dos transistores bipolares, as condições de polarização podem resultar muito variáveis, na prática, se o fator de estabilidade  $S$  não for adequadamente dimensionado ( $S < 20$ ).

O ponto típico é o mais esperado porque representa a maior probabilidade de incidência no processo de fabricação. O circuito da Figura 5, no entanto, mesmo no ponto típico, não se apresenta bem projetado porque os transistores estão polarizados fora do centro da reta de carga ( $V_{CEQ} \cong 4,5 \text{ V}$ ), limitando, assim, a máxima excursão do sinal AC.

### 7.b. - Parâmetros elétricos:

#### 7.b.1 - Parâmetros incrementais:

$$g_{m1} = \frac{I_{CQ1}}{N_{F1} V_t} = \frac{292,6\mu}{1,0022 \times 25,6926m} = 11,364 \text{ [mA/V]}$$

$$g_{m2} = \frac{\left| I_{CQ2} \right|}{N_{F2} V_t} = \frac{2,193m}{1,00 \times 25,6926m} = 85,353 \text{ [mA/V]}$$

$$r_{\pi1} = \frac{\beta_{AC1}}{g_{m1}} = \frac{290}{11,364m} = 25,52 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{\pi2} = \frac{\beta_{AC2}}{g_{m2}} = \frac{290}{85,353m} = 3,4 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{o1} = \frac{V_{AFQ1} + V_{CEQ1} - V_{BEQ1}}{I_{CQ1}} = \frac{66,4 + 6,01 - 0,66}{292,6\mu} = 245,21 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{o2} = \frac{V_{AFQ2} + \left| V_{CEQ2} \right| - \left| V_{BEQ2} \right|}{\left| I_{CQ2} \right|} = \frac{30,9 + 6,8 - 0,65}{2,193m} = 16,895 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

#### 7.b.2 - Resistência de entrada vista na base do segundo estágio (CC):

$$R_{i_2}^* = r_{\pi_2} + \frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2}}{R_{E_2}^* + r_{o_2}} \times R_{E_2}^*$$

onde, para  $R_L \rightarrow \infty$ ,  $R_{E_2}^* = R_{E_2} = 1 \text{ k } \Omega$ , portanto:

$$R_{i_2}^* = R_{L_1} = 3,4k + \frac{291 \times 16,895k}{1k + 16,895k} \times 1k = 278,14 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

**7.b.3** - Ganho de tensão do segundo estágio (CC):

$$A_{v_2} = \frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_{E_2}^*}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_{E_2}^* + (r_{o_2} + R_{E_2}^*) \times r_{\pi_2}} = \frac{291 \times 16,895k \times 1k}{291 \times 16,895k \times 1k + (16,895k + 1k) \times 3,4k}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v_2} = 0,9878 \text{ V/V}$$

**7.b.4** - Ganho de tensão do primeiro estágio (EC):

$$R_{C_1}^* = \frac{R_C \times R_{L_1}}{R_C + R_{L_1}} = \frac{10k \times 278,14k}{10k + 278,14k} = 9,653 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$A_{v_1} = \frac{(R_{EAC_1} - g_{m_1} r_{\pi_1} r_{o_1}) \times R_{C_1}^*}{r_{\pi_1} \times (R_{EAC_1} + r_{o_1} + R_{C_1}^*) + R_{EAC_1} \times [R_{C_1}^* + r_{o_1} \times (1 + g_{m_1} r_{\pi_1})]}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v_1} = \frac{(470 - 290 \times 245,21k) \times 9,653k}{25,52k \times (470 + 245,21k + 9,653k) + 470 \times (9,653k + 245,21k \times 291)}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v_1} = -17,136 \text{ V/V}$$

**7.b.5** - Ganho de tensão total do amplificador:

$$A_v = -17,136 \times 0,9878$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_v = -16,9264 \text{ V/V}} \Rightarrow A_{v(dB)} = (24,57 \text{ dB, inversor})$$

**7.b.6** - Resistência de saída do primeiro estágio (EC):

$$R_{o_1} = \frac{[r_{\pi_1}' \times (R_{EAC_1} + r_{o_1}) + R_{EAC_1} \times r_{o_1} \times (1 + g_{m_1} r_{\pi_1})] \times R_C}{r_{\pi_1}' \times (R_{EAC_1} + r_{o_1} + R_C) + R_{EAC_1} \times [R_C + r_{o_1} \times (1 + g_{m_1} r_{\pi_1})]}$$

onde:

$$r'_{\pi_1} = \frac{R_{ger} \times R_B}{R_{ger} + R_B} + r_{\pi_1} = \frac{600 \times 20k}{600 + 20k} + 25,52k = 26,1 \quad [\text{k}\Omega]$$

⇒

$$R_{o_1} = R_{ger_2} = \frac{[26,1k \times (470 + 245,21k) + 470 \times 245,21k \times 291] \times 10k}{26,1k \times (470 + 245,21k + 10k) + 470 \times (10k + 245,21k \times 291)} = 9,9934 \quad [\text{k}\Omega]$$

**7.b.7** - Resistência de saída do amplificador:

$$r'_{\pi_2} = R_{ger_2} + r_{\pi_2} = R_{o_1} + r_{\pi_2} = 9,9934k + 3,4k = 13,331 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$R_{o_2} = \frac{r_{o_2} r'_{\pi_2} R_{E_2}}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_{E_2} + (r_{o_2} + R_{E_2}) \times r'_{\pi_2}} = \frac{16,895k \times 13,331k \times 1k}{291 \times 16,895k \times 1k + (16,895k + 1k) \times 13,331k}$$

⇒

$$\boxed{R_o = 43,693 \Omega}$$

**7.b.8** - Resistência de entrada vista na base do primeiro estágio (EC):

$$R_{i_1}^* = r_{\pi_1} + \frac{R_{C_1}^* + (1 + g_{m_1} r_{\pi_1}) \times r_{o_1}}{r_{o_1} + R_{C_1}^* + R_{EAC_1}} R_{EAC_1} = 25,52k + \frac{9,653k + 291 \times 245,21k}{245,21k + 9,653k + 470} 470 = 156,88 \quad [\text{k}\Omega]$$

**7.b.9** - Resistência de entrada do amplificador:

$$R_i = \frac{R_B \times R_{i_1}^*}{R_B + R_{i_1}^*} = \frac{20k \times 156,88k}{20k + 156,88k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 17,739 \text{ k}\Omega}$$

Como visto, o amplificador apresenta resistência de entrada relativamente elevada, resistência de saída baixa e ganho de tensão adequado para muitas aplicações em áudio. Como o ponto quiescente não é muito estável, valores medidos em bancadas de laboratório podem variar em torno de  $\pm 50\%$  em relação aos valores calculados, incluindo-se erros de espalhamento, de tolerância de resistores e de falta de resolução de instrumentos de medida. Em simulações no SPICE, erros em torno de  $\pm 5\%$  podem ocorrer em relação aos valores calculados, porque alguns parâmetros, como  $\beta = \beta_{AC}$ , por exemplo, foram usados.

## 8. Amplificadores em Cascata com Acoplamento DC

### 8.1. Proposição:

Para o circuito da Figura 6, calcular @ 25 °C, com  $R_{ger} = 600 \Omega$  e  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ :

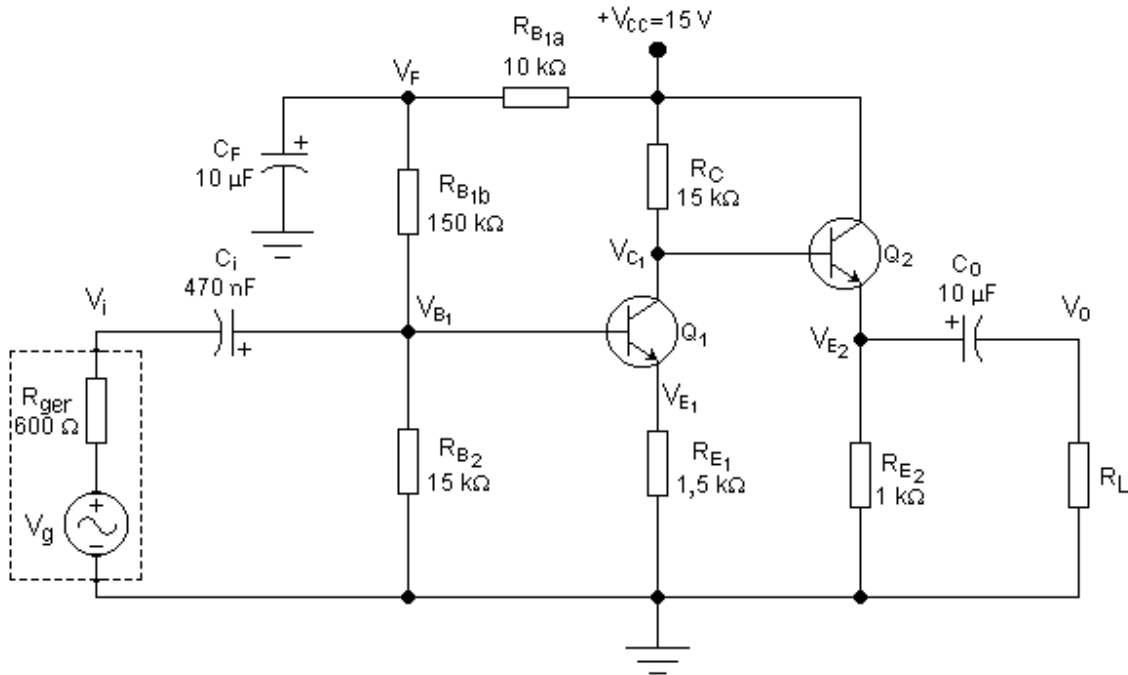


Figura 6 - Amplificadores em Cascata com Acoplamento DC.

8.a. - O ponto de polarização.

8.b. - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador.

Dados: Os transistores são do tipo BC548B ( $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 66,4$  V).

## 8.2. Resolução:

8.a. - Ponto de polarização:

Sendo:

$$R_B = \frac{(R_{B1a} + R_{B1b}) \times R_{B2}}{R_{B1a} + R_{B1b} + R_{B2}}$$

As correntes quiescentes dos transistores do circuito da Figura 5 podem ser calculadas pelas seguintes equações:

$$I_{C_{Q1}} = \frac{\left( \frac{V_{CC}}{R_{B1a} + R_{B1b}} - \frac{V_{BE1}}{R_B} \right) \times R_B \times \beta_1}{R_B + (\beta_1 + 1) \times R_{E1}}$$

e

$$I_{C_{Q2}} = \frac{V_{CC} - V_{BE2} - I_{C_{Q1}} \times R_C}{R_C + (\beta_2 + 1) \times R_{E2}} \times \beta_2$$

Em um problema de análise de circuitos eletrônicos no qual as grandezas elétricas estáticas são desconhecidas, a primeira providência a ser tomada é a consulta à folha de dados (*data-sheet*) dos transistores. Para o *BC548B* obtém-se:  $\beta_{tip} = 290$ ;  $V_{BE(tip)} = 0,66 \text{ V}$ ;  $200 \leq \beta \leq 450$ ;  $0,58 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,70 \text{ V}$ ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 66,4 \text{ V @ } 25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Para o primeiro estágio do circuito da Figura 6 pode-se calcular:

$$R_B = \frac{160k \times 15k}{160k + 15k} = 13,71 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$S \cong 1 + \frac{R_B}{R_{E1}} = 1 + \frac{13,71k}{1,5k} = 10,14$$

Como  $10 \leq S \leq 20$ , o ponto quiescente do primeiro estágio é bem estável em relação às variações dos parâmetros internos do transistor  $Q_1$ , ou seja, o circuito está bem polarizado. Os pontos extremos de espalhamento do ponto quiescente devem, então, ser calculados, ocorrendo as seguintes situações:

**8.a.1.** - Correntes quiescentes de coletor, máxima para  $Q_1$  ( $\beta_1 = \beta_{1(max)}$ ;  $V_{BE1} = V_{BE1(min)}$ ) e mínima para  $Q_2$  ( $\beta_2 = \beta_{2(min)}$  e  $V_{BE2} = V_{BE2(max)}$ ). Usando-se as equações das correntes quiescentes dos transistores, anteriormente apresentadas, tem-se que:

$$I_{C_{Q1(max)}} = \frac{\left( \frac{15}{160k} - \frac{0,58}{13,71k} \right) \times 13,71k \times 450}{13,71k + 451 \times 1,5k} = 460,106 \text{ [}\mu\text{A]}$$

e

$$I_{C_{Q2(min)}} = \frac{15 - 0,7 - 460,106\mu \times 15k}{15k + 201 \times 1k} \times 200 = 6,85 \text{ [mA]}$$

$\Rightarrow$

$$V_{C_{1(min)}} = V_{CC} - \left( I_{C_{Q1(max)}} + \frac{I_{C_{Q2(min)}}}{\beta_{2(min)}} \right) \times R_C = 15 - \left( 460,106\mu + \frac{6,85m}{200} \right) \times 15k = 7,585 \text{ [V]}$$

$$V_{CE_{Q1(min)}} = V_{C_{1(min)}} - \frac{\beta_{1(max)} + 1}{\beta_{1(max)}} \times R_{E1} \times I_{C_{Q1(max)}} = 7,585 - \frac{451}{450} \times 1,5k \times 460,106\mu = 6,893 \text{ [V]}$$

e

$$V_{CE_{Q2(max)}} = V_{CC} - \frac{\beta_{2(min)} + 1}{\beta_{2(min)}} \times R_{E2} \times I_{C_{Q2(min)}} = 15 - \frac{201}{200} \times 1k \times 6,85m = 8,115 \text{ [V]}$$

**8.a.2.** - Correntes quiescentes de coletor, mínima para  $Q_1$  ( $\beta_1 = \beta_{1(min)}$ ;  $V_{BE1} = V_{BE1(max)}$ ) e máxima para  $Q_2$  ( $\beta_2 = \beta_{2(max)}$  e  $V_{BE2} = V_{BE2(min)}$ ). Usando-se as equações das correntes quiescentes dos transistores, anteriormente apresentadas, tem-se que:

$$I_{C_{Q1(min)}} = \frac{\left(\frac{15}{160k} - \frac{0,70}{13,71k}\right) \times 13,71k \times 200}{13,71k + 201 \times 1,5k} = 371,63 \quad [\mu A]$$

e

$$I_{C_{Q2(max)}} = \frac{15 - 0,58 - 371,63 \mu \times 15k}{15k + 451 \times 1k} \times 450 = 8,542 \quad [mA]$$

⇒

$$V_{C_{1(max)}} = V_{CC} - \left( I_{C_{Q1(min)}} + \frac{I_{C_{Q2(max)}}}{\beta_{2(max)}} \right) \times R_C = 15 - \left( 371,63 \mu + \frac{8,542m}{450} \right) \times 15k = 9,141 \quad [V]$$

$$V_{CE_{Q1(max)}} = V_{C_{1(max)}} - \frac{\beta_{1(min)} + 1}{\beta_{1(min)}} \times R_{E_1} \times I_{C_{Q1(min)}} = 9,141 - \frac{201}{200} \times 1,5k \times 371,63 \mu = 8,58 \quad [V]$$

e

$$V_{CE_{Q2(min)}} = V_{CC} - \frac{\beta_{2(max)} + 1}{\beta_{2(max)}} \times R_{E_2} \times I_{C_{Q2(max)}} = 15 - \frac{451}{450} \times 1k \times 8,542m = 6,44 \quad [V]$$

**8.a.3.** - Resumo do espalhamento do ponto quiescente:

$$371,63 \mu A \leq I_{C_{Q1}} \leq 460,106 \mu A$$

$$6,85mA \leq I_{C_{Q2}} \leq 8,542mA$$

$$6,893V \leq V_{CE_{Q1}} \leq 8,580V$$

$$6,44V \leq V_{CE_{Q2}} \leq 8,115V$$

**8.a.4.** - Correntes de coletor típicas ( $\beta_1 = \beta_{1(tip)}$ ;  $V_{BE1} = V_{BE1(tip)}$ ;  $\beta_2 = \beta_{2(tip)}$  e  $V_{BE2} = V_{BE2(tip)}$ ). Usando-se as equações das correntes quiescentes dos transistores, anteriormente apresentadas, tem-se que:

$$I_{C_{Q1(tip)}} = \frac{\left(\frac{15}{160k} - \frac{0,66}{13,71k}\right) \times 13,71k \times 290}{13,71k + 291 \times 1,5k} = 403,046 \quad [\mu A]$$

e



$$I_{C_{Q2}(tip)} = \frac{15 - 0,66 - 403,046\mu \times 15k}{15k + 291 \times 1k} \times 290 = 7,86 \quad [\text{mA}]$$

⇒

$$V_{C_{1}(tip)} = V_{CC} - \left( I_{C_{Q1}(tip)} + \frac{I_{C_{Q2}(tip)}}{\beta_{2}(tip)} \right) \times R_C = 15 - \left( 403,046\mu + \frac{7,86m}{290} \right) \times 15k = 8,548 \quad [\text{V}]$$

$$V_{CE_{Q1}(tip)} = V_{C_{1}(tip)} - \frac{\beta_{1}(tip) + 1}{\beta_{1}(tip)} \times R_{E_1} \times I_{C_{Q1}(tip)} = 8,548 - \frac{291}{290} \times 1,5k \times 403,046\mu = 7,941 \quad [\text{V}]$$

e

$$V_{CE_{Q2}(tip)} = V_{CC} - \frac{\beta_{2}(tip) + 1}{\beta_{2}(tip)} \times R_{E_2} \times I_{C_{Q2}(tip)} = 15 - \frac{291}{290} \times 1k \times 7,86m = 7,112 \quad [\text{V}]$$

Pode-se notar, por esses cálculos, que, face ao espalhamento de valores dos parâmetros estáticos que ocorre na fabricação dos transistores bipolares, as condições de polarização podem resultar pouco variáveis, na prática, se o fator de estabilidade  $S$  for adequadamente dimensionado ( $10 \leq S \leq 20$ ).

O ponto típico é o mais esperado porque representa a maior probabilidade de incidência no processo de fabricação. O circuito da Figura 6, além disso, se apresenta bem projetado porque os transistores estão polarizados aproximadamente no centro da reta de carga ( $V_{CEQ} \cong 7,5 \text{ V}$ ), permitindo, assim, a máxima excursão do sinal AC.

## 8.b. - Parâmetros elétricos:

### 8.b.1 - Parâmetros incrementais:

$$g_{m_1} = \frac{I_{C_{Q1}}}{N_{F_1} V_t} = \frac{403,046\mu}{1,0022 \times 25,6926m} = 15,6528 \quad [\text{mA/V}]$$

$$g_{m_2} = \frac{I_{C_{Q2}}}{N_{F_2} V_t} = \frac{7,86m}{1,0022 \times 25,6926m} = 305,277 \quad [\text{mA/V}]$$

$$r_{\pi_1} = \frac{\beta_{AC_1}}{g_{m_1}} = \frac{290}{15,6528m} = 18,527 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r_{\pi_2} = \frac{\beta_{AC_2}}{g_{m_2}} = \frac{290}{305,277m} = 949,957 \quad [\Omega]$$

$$r_{o_1} = \frac{V_{AF_{Q1}} + V_{CE_{Q1}} - V_{BE_{Q1}}}{I_{C_{Q1}}} = \frac{66,4 + 7,941 - 0,66}{403,046\mu} = 182,81 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r_{o_2} = \frac{V_{AF_{Q2}} + V_{CE_{Q2}} - V_{BE_{Q2}}}{I_{C_{Q2}}} = \frac{66,4 + 7,112 - 0,66}{7,86m} = 9,268 \quad [\text{k}\Omega]$$

**8.b.2** - Resistência de entrada vista na base do segundo estágio (CC):

$$R_{i_2}^* = r_{\pi_2} + \frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_{E_2}^*}{R_{E_2}^* + r_{o_2}}$$

onde, para  $R_L \rightarrow 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{E_2}^* = R_{E_2} // R_L = 909,091 \Omega$ , portanto:

$$R_{i_2}^* = R_{L_1} = 949,957 + \frac{291 \times 9,268k}{909,091 + 9,268k} \times 909,091 = 241,8643 \quad [\text{k}\Omega]$$

**8.b.3** - Ganho de tensão do segundo estágio (CC):

$$A_{v_2} = \frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_{E_2}^*}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_{E_2}^* + (r_{o_2} + R_{E_2}^*) \times r_{\pi_2}} = \frac{291 \times 9,268k \times 909,091}{291 \times 9,268k \times 909,091 + (9,268k + 909,091) \times 949,957}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v_2} = 0,9961 \text{ V/V}$$

**8.b.4** - Ganho de tensão do primeiro estágio (EC):

$$R_{C_1}^* = \frac{R_C \times R_{L_1}}{R_C + R_{L_1}} = \frac{15k \times 241,8643k}{15k + 241,8643k} = 14,124 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$A_{v_1} = \frac{(R_{EAC_1} - g_{m_1} r_{\pi_1} r_{o_1}) \times R_{C_1}^*}{r_{\pi_1} \times (R_{EAC_1} + r_{o_1} + R_{C_1}^*) + R_{EAC_1} \times [R_{C_1}^* + r_{o_1} \times (1 + g_{m_1} r_{\pi_1})]}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v_1} = \frac{(1,5k - 290 \times 182,81k) \times 14,124k}{18,527k \times (1,5k + 182,81k + 14,124k) + 1,5k \times (14,124k + 182,81k \times 291)}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v_1} = -8,968 \text{ V/V}$$

**8.b.5** - Ganho de tensão total do amplificador:

$$A_v = -8,968 \times 0,9961$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_v = -8,9326 \text{ V/V}} \Rightarrow A_{v(dB)} = (19,02 \text{ dB inversor})$$

**8.b.6** - Resistência de saída do primeiro estágio (EC):

$$R_{o_1} = \frac{[r'_{\pi_1} \times (R_{EAC_1} + r_{o_1}) + R_{EAC_1} \times r_{o_1} \times (1 + g_{m_1} r_{\pi_1})] \times R_C}{r'_{\pi_1} \times (R_{EAC_1} + r_{o_1} + R_C) + R_{EAC_1} \times [R_C + r_{o_1} \times (1 + g_{m_1} r_{\pi_1})]}$$

onde:

$$r'_{\pi_1} = \frac{R_{ger} \times R_{BAC}}{R_{ger} + R_{BAC}} + r_{\pi_1} = \frac{600 \times \frac{15k \times 150k}{15k + 150k}}{600 + \frac{15k \times 150k}{15k + 150k}} + 18,527k = 19,101 \quad [\text{k}\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$R_{o_1} = R_{ger_2} = \frac{[19,101k \times (1,5k + 182,81k) + 1,5k \times 182,81k \times 291] \times 15k}{19,101k \times (1,5k + 182,81k + 15k) + 1,5k \times (15k + 182,81k \times 291)} = 14,9446 \quad [\text{k}\Omega]$$

**8.b.7** - Resistência de saída do amplificador:

$$r'_{\pi_2} = R_{ger_2} + r_{\pi_2} = R_{o_1} + r_{\pi_2} = 14,9446k + 949,957 = 15,895 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$R_{o_2} = \frac{r_{o_2} r'_{\pi_2} R_{E_2}}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_{E_2} + (r_{o_2} + R_{E_2}) \times r'_{\pi_2}} = \frac{9,268k \times 15,895k \times 1k}{291 \times 9,268k \times 1k + (9,268k + 1k) \times 15,895k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_o = 51,504 \Omega}$$

**8.b.8** - Resistência de entrada vista na base do primeiro estágio (EC):

$$R_{i_1}^* = r_{\pi_1} + \frac{R_{C_1}^* + (1 + g_{m_1} r_{\pi_1}) \times r_{o_1} \times R_{EAC_1}}{r_{o_1} + R_{C_1}^* + R_{EAC_1}}$$

$\Rightarrow$

$$18,527k + \frac{14,124k + 291 \times 182,81k}{182,81k + 14,124k + 1,5k} \times 1,5k = 402,24 \quad [\text{k}\Omega]$$

**8.b.9** - Resistência de entrada do amplificador:

$$R_i = \frac{R_{BAC} \times R_{i_1}^*}{R_{BAC} + R_{i_1}^*} = \frac{13,64k \times 402,24k}{13,64k + 402,24k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_i = 13,189 \text{ k}\Omega}$$

Como visto, o amplificador apresenta resistência de entrada relativamente elevada, resistência de saída baixa e ganho de tensão adequado para muitas aplicações em áudio. Como o ponto quiescente é razoavelmente estável, valores medidos em bancadas de laboratório podem variar em torno de  $\pm 10\%$  em relação aos valores calculados. Estão incluídos nesses erros, o espalhamento de parâmetros na fabricação do *BJT*, a tolerância de resistores e a falta de resolução de instrumentos de medida.

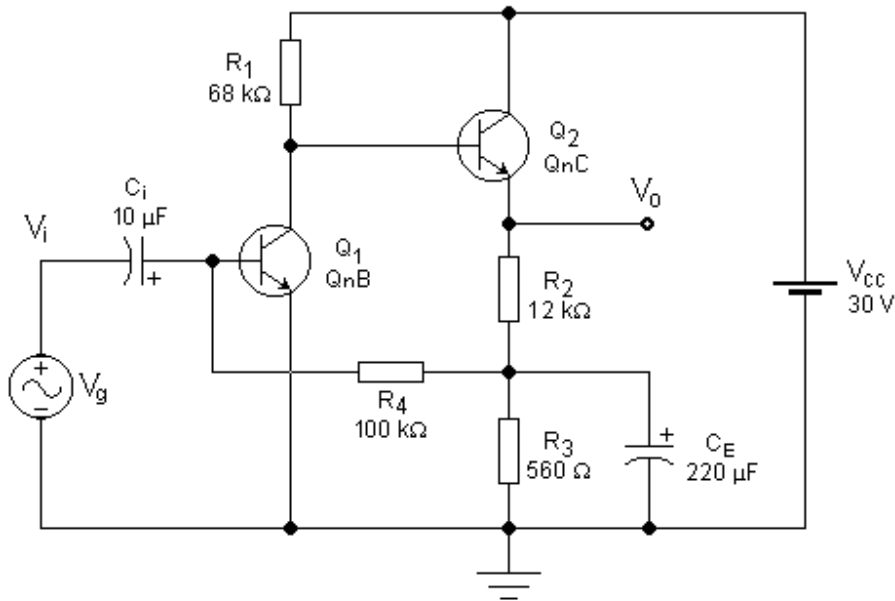


Figura 7 – Amplificador em Cascata com Realimentação DC.

Em simulações no SPICE, erros em torno de  $\pm 5\%$  podem ocorrer em relação aos valores calculados, porque alguns parâmetros, como  $\beta = \beta_{AC}$ , por exemplo, foram admitidos.

## 9. Amplificadores em Cascata com Realimentação DC

### 9.1. Proposição:

Para o circuito da Figura 7, calcular @ 25 °C:

9.a. - O ponto de polarização.

9.b. - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências.

Dados @ 25 °C:  $Q_1 \equiv \beta = 333,284$ ;  $V_{BE} = 0,5986$  V;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 66,40$  V.

$Q_2 \equiv \beta = 660,108$ ;  $V_{BE} = 0,6403$  V;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 33,38$  V.

### 9.2. Resolução:

9.a. - Ponto de polarização:

O circuito da Figura 7 executa a mesma função eletrônica dada ao circuito da Figura 6, isto é, amplificação de alto ganho. O modo como a polarização é feita, no entanto, é diferente.

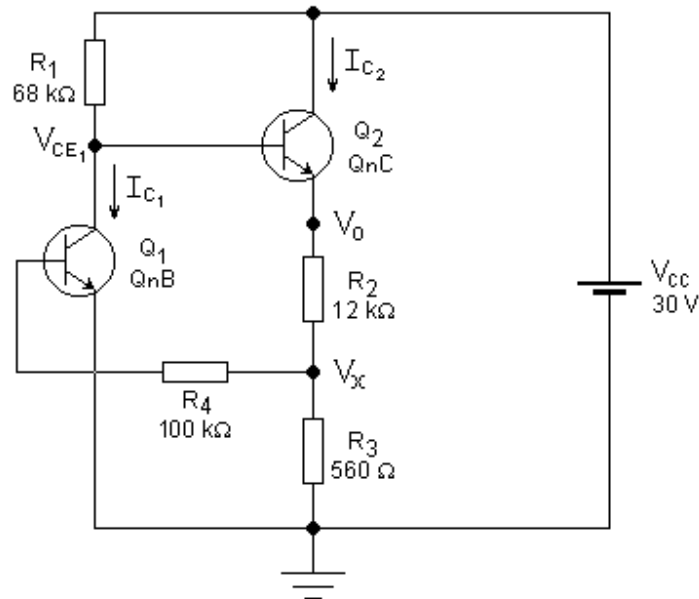


Figura 8 – Equivalente DC ao Circuito da Figura 7.

No caso presente, a polarização do primeiro transistor ( $Q_1$ ) não é obtida pelo tradicional divisor de tensão de base, mas através de uma realimentação negativa ou contrarreação em corrente contínua, que tem por objetivo dar maior estabilidade ao ponto quiescente global do circuito. Analisando-se o equivalente DC do circuito, mostrado na Figura 8, percebe-se facilmente que:

- Se, por algum motivo,  $I_{C(Q2)}$  tender a aumentar, a tensão  $V_X$  também aumentará, injetando mais corrente na base de  $Q_1$ , fazendo, portanto,  $I_{C(Q1)}$  aumentar. O aumento de  $I_{C(Q1)}$ , no entanto, faz a tensão  $V_{CE1}$  cair, fazendo, portanto, com que  $I_{B(Q2)}$  diminua e, conseqüentemente, fazendo com que  $I_{C(Q2)}$  diminua. O aumento de  $I_{C(Q2)}$  causa, necessariamente, uma contrarreação que tende a deixar o circuito estável em DC.

- Se, por algum motivo,  $I_{C(Q2)}$  tender a diminuir, a tensão  $V_X$  também diminuirá, injetando menos corrente na base de  $Q_1$ , fazendo, portanto,  $I_{C(Q1)}$  diminuir. A diminuição de  $I_{C(Q1)}$ , no entanto, faz a tensão  $V_{CE1}$  crescer, fazendo, portanto, com que  $I_{B(Q2)}$  aumente e, conseqüentemente, fazendo com que  $I_{C(Q2)}$  aumente. A diminuição de  $I_{C(Q2)}$  causa, necessariamente, uma contrarreação que tende a deixar o circuito estável em DC.

Esse elo amarrado, conhecido como realimentação negativa, estabelece grande estabilidade ao ponto quiescente e, por isso, o resistor de emissor de  $Q_1$  ( $R_{E1}$  da Figura 6) pode ser eliminado, aumentando significativamente o ganho e a excursão de sinal do estágio, além de simplificar o circuito.

As incógnitas do circuito são:  $I_{C(Q1)}$ ;  $I_{C(Q2)}$ ;  $V_{CE1}$ ;  $V_o$  e  $V_X$ . As grandezas  $V_{CC}$ ;  $\beta_1$ ;  $V_{BE1}$ ;  $\beta_2$  e  $V_{BE2}$ , assim como os resistores  $R_1$ ;  $R_2$ ;  $R_3$  e  $R_4$ , são consideradas conhecidas. Equacionando-se o circuito, tem-se que:

$$\frac{V_{CC} - V_o - V_{BE_2}}{R_1} = I_{C(Q1)} + \frac{I_{C(Q2)}}{\beta_2}$$

$$\frac{V_o - V_X}{R_2} = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \times I_{C(Q2)}$$

$$\frac{V_X - V_{BE_1}}{R_4} = \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1}$$

$$\frac{V_X}{R_3} = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \times I_{C(Q2)} - \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1}$$

Isolando-se as variáveis do sistema de quatro equações e quatro incógnitas acima, obtém-se:

$$I_{C(Q2)} = \frac{V_{BE_1} \times (\beta_1 R_1 - R_3) + (V_{CC} - V_{BE_2}) \times (R_3 + R_4)}{R_1 \times (R_3 + R_4) + (\beta_2 + 1) \times [R_2 \times (R_3 + R_4) + R_3 \times (\beta_1 R_1 + R_4)]} \times \beta_2$$

e

$$I_{C(Q1)} = \frac{V_{CC} - V_{BE_2} - \frac{I_{C(Q2)}}{\beta_2} \times [(\beta_2 + 1) \times (R_2 + R_3) + R_1]}{\beta_1 R_1 - R_3} \times \beta_1$$

Sabendo-se que:

$$V_{CE_1} = V_o + V_{BE_2}$$

e

$$V_{CE_2} = V_{CC} - V_o$$

obtém-se:

$$V_{CE_1} = V_{BE_1} + V_{BE_2} + \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1} \times R_4 + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \times R_2 \times I_{C(Q2)}$$

e

$$V_{CE_2} = V_{CC} - V_{BE_1} - \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1} \times R_4 - \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \times R_2 \times I_{C(Q2)}$$

Para transistores modernos de Si, que possuem  $\beta \gg 100$ , as equações acima podem ser simplificadas, com um erro inferior a  $\pm 10\%$ , para:

$$I_{C(Q2)} \approx \frac{V_{BE_1}}{R_3} \quad ; \quad I_{C(Q1)} \approx \frac{V_{CC} - V_{BE_2} - \frac{R_2 + R_3}{R_3} \times V_{BE_1}}{R_1} \quad \text{e} \quad V_o \approx (R_2 + R_3) \times I_{C(Q2)}$$

Pelas equações aproximadas acima, constata-se que, se os transistores possuírem  $\beta \gg 100$ , o ponto quiescente é mais fortemente dependente das grandezas  $V_{BE}$  dos transistores, que são numericamente pequenas e razoavelmente estáveis, possuindo, apenas, uma deriva térmica da ordem de  $-2,0 \text{ mV}^\circ\text{C}$ . Por conta disso, o circuito de polarização da Figura 7 apresenta uma pequena variação de grandezas quiescentes em função da temperatura, mas essa variação é convergente, isto é, embora  $I_{C(Q1)}$  cresça,  $I_{C(Q2)}$  diminui com a temperatura, evitando, assim, avalanches térmicas.

Resolvendo-se o sistema de equações de  $I_C$  acima, tem-se:

$$I_{C(Q2)} = \frac{0,5986 \times (333,284 \times 68k - 560) + (30 - 0,6403) \times 12,56k}{68k \times 12,56k + 661,108 \times [12k \times 12,56k + 560 \times (333,284 \times 68k + 100k)]} \times 660,108$$

⇒

$$\boxed{I_{C(Q2)} = 1,18108 \text{ mA}}$$

$$I_{C(Q1)} = \frac{30 - 0,6403 - \frac{1,18108m}{660,108} \times [661,108 \times 12,56k + 68k]}{333,284 \times 68k - 560} \times 333,284$$

⇒

$$\boxed{I_{C(Q1)} = 211,494 \mu\text{A}}$$

Substituindo-se esses valores nas equações dos  $V_{CE}$ 's, tem-se:

$$V_{CE1} = 0,5986 + 0,6403 + \frac{211,494\mu}{333,284} \times 100k + \frac{661,108}{660,108} \times 12k \times 1,18108m = 15,4967 \text{ [V]}$$

e

$$V_{CE2} = 30 - 0,5986 - \frac{211,494\mu}{333,284} \times 100k - \frac{661,108}{660,108} \times 12k \times 1,18108m = 15,1436 \text{ [V]}$$

Se os transistores possuírem uma variação de  $\beta$  na faixa  $190 \leq \beta \leq 680$ , as correntes de coletor terão uma pequena variação nas faixas:  $195 \mu\text{A} \leq I_{C(Q1)} \leq 220 \mu\text{A}$  e  $1,12 \text{ mA} \leq I_{C(Q2)} \leq 1,25 \text{ mA}$ , mostrando a estabilidade do ponto quiescente.

## 9.b. - Parâmetros elétricos:

### 9.b.1 - Parâmetros incrementais:

$$g_{m_1} = \frac{I_{C(Q1)}}{N_{F_1} V_t} = \frac{211,494\mu}{1,0022 \times 25,6926m} = 8,2136 \text{ [mA/V]}$$

$$g_{m_2} = \frac{I_{C(Q2)}}{N_{F_2} V_t} = \frac{1,18108m}{1,0022 \times 25,6926m} = 45,8686 \text{ [mA/V]}$$

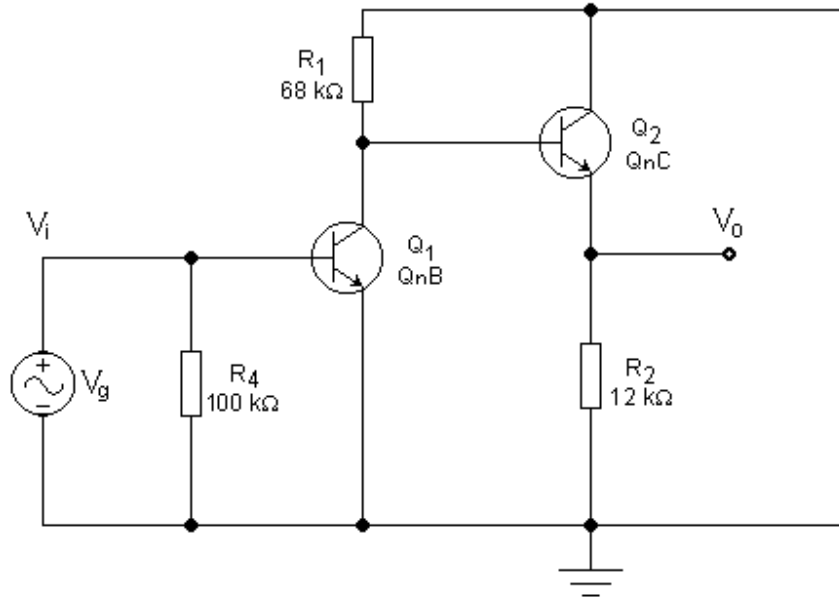


Figura 9 – Equivalente AC do Circuito da Figura 7.

$$r_{\pi_1} = \frac{\beta_{AC_1}}{g_{m_1}} = \frac{333,284}{8,2136m} = 40,577 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{\pi_2} = \frac{\beta_{AC_2}}{g_{m_2}} = \frac{660,108}{45,8686m} = 14,391 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{o_1} = \frac{V_{AF_1} + V_{CE_1} - V_{BE_1}}{I_{C(Q_1)}} = \frac{66,4 + 15,4967 - 0,5986}{211,0494\mu} = 384,4 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{o_2} = \frac{V_{AF_2} + V_{CE_2} - V_{BE_2}}{I_{C(Q_2)}} = \frac{33,38 + 15,1436 - 0,6403}{1,18108m} = 40,542 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

**9.b.2 - Equivalente AC:**

Considerando os capacitores como curtos-circuitos e, pelo teorema da superposição, anulando-se a fonte DC, chega-se ao circuito da Figura 9, que é o equivalente AC do circuito da Figura 7. Esse circuito é composto por um amplificador EC ( $Q_1$ ), sem resistência de emissor e por um amplificador CC ( $Q_2$ ), sem resistência de coletor.

**9.b.3 - Parâmetros elétricos @ 25 °C:**

- Amplificador CC:



- Ganho de tensão:

$$A_{v_2} = \frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_2}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_2 + (r_{o_2} + R_2) \times r_{\pi_2}}$$

⇒

$$A_{v_2} = \frac{661,108 \times 40,542k \times 12k}{661,108 \times 40,542k \times 12k + (40,542k + 12k) \times 14,391k} = 0,9977 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_{i_2}^* = R_{L_1} = r_{\pi_2} + \frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2}}{r_{o_2} + R_2} \times R_2 = 14,391k + \frac{661,108 \times 40,542k}{40,542k + 12k} \times 12k = 6,136 \quad [\text{M}\Omega]$$

- Amplificador *EC*:

- Ganho de tensão:

$$R_{C_1}^* = \frac{R_1 \times R_{L_1}}{R_1 + R_{L_1}} = \frac{68k \times 6,136M}{68k + 6,136M} = 67,255 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$A_{v_1} = -\frac{g_{m_1} r_{o_1} R_{C_1}^*}{r_{o_1} + R_{C_1}^*} = -\frac{8,2136m \times 384,4k \times 67,255k}{384,4k + 67,255k} = -470,148 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{r_{\pi_1} \times R_4}{r_{\pi_1} + R_4} = \frac{40,577k \times 100k}{40,577k + 100k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 28,865 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

$$R_{o_1} = R_{ger_2} = \frac{r_{o_1} \times R_1}{r_{o_1} + R_1} = \frac{384,4k \times 68k}{384,4k + 68k} = 57,779 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Amplificador *CC*:

- Resistência de saída:

$$R_o = \frac{r_{o_2} r_{\pi_2}' R_2}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_2 + (r_{o_2} + R_2) \times r_{\pi_2}'} = \frac{r_{o_2} \times (R_{ger_2} + r_{\pi_2}') \times R_2}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_2 + (r_{o_2} + R_2) \times (R_{ger_2} + r_{\pi_2}')}$$

$$\Rightarrow R_o = \frac{40,542k \times (57,779k + 14,391k) \times 12k}{661,108 \times 40,542k \times 12k + (40,542k + 12k) \times (57,779k + 14,391k)}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_o = 107,894 \Omega}$$

- Amplificador global:

- Ganho de tensão:

$$A_v = A_{v_1} \times A_{v_2} = -470,148 \times 0,9977$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_v = -469,045 \text{ V/V}}$$

ou

$$A_v = 53,42 \text{ dB, inversor}$$

- Conclusão:

O circuito da Figura 7 é um amplificador analógico de dois estágios que apresenta alta resistência de entrada, baixa resistência de saída e ganho de tensão relativamente elevado. O ponto quiescente é muito estável e, por isso, pode ser usado como amplificador de áudio de boa qualidade, inclusive com uma pequena realimentação negativa AC adicionada.

## 10. Amplificadores em Cascata com *Bootstrap*

### 10.1. Proposição:

Para o circuito da Figura 10, calcular @ 25 °C:

**10.a.** - O ponto de polarização.

**10.b.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências.

Dados @ 25 °C:  $Q_1 \equiv \beta = 333,284$ ;  $V_{BE} = 0,5986 \text{ V}$ ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 66,40 \text{ V}$ .

$Q_2 \equiv \beta = 660,108$ ;  $V_{BE} = 0,6403 \text{ V}$ ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 33,38 \text{ V}$ .

### 10.2. Resolução:

**10.a.** - Ponto de polarização:

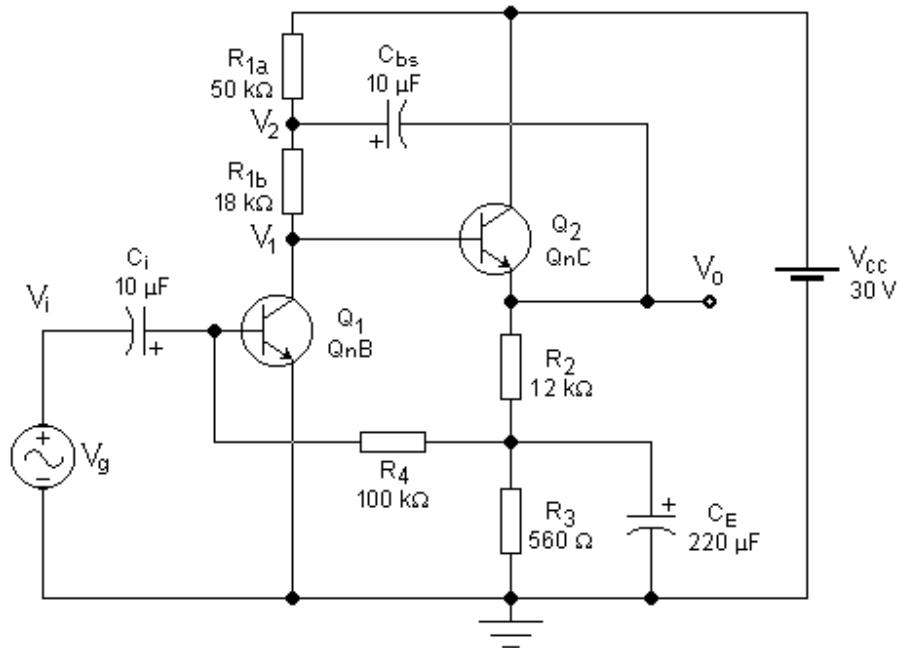


Figura 10 - Amplificador em Cascata com Realimentação DC e Bootstrap.

Como, em DC, o circuito é idêntico ao da Figura 7, com o mesmo circuito equivalente da Figura 8, o ponto quiescente é o mesmo que foi calculado no item 9.a, ou seja:

$$I_{C(Q1)} = 211,494 \mu A ; I_{C(Q2)} = 1,18108 mA$$

e

$$V_{CE1} = 15,4967 V ; V_{CE2} = 15,1436 V$$

Esse fato ocorre porque o capacitor  $C_{bs}$  é um circuito aberto para DC, em regime permanente, não afetando, assim, o ponto quiescente. O resistor  $R_I$ , do circuito da Figura 7, foi substituído por dois resistores em série, cuja soma permanece igual ao valor original de  $R_I$ , não causando, também, nenhuma alteração em DC. Em AC, no entanto, o comportamento do circuito da Figura 10 difere do comportamento do circuito da Figura 7.

**10.b. - Parâmetros elétricos:**

**10.b.1 - Parâmetros incrementais:**

Como os parâmetros incrementais dependem do ponto quiescente, eles também permanecem inalterados, ou seja:

$$g_{m1} = 8,2136 mA/V \text{ e } g_{m2} = 45,8686 mA/V$$

$$r_{\pi 1} = 40,577 k\Omega \text{ e } r_{\pi 2} = 14,391 k\Omega$$

$$r_{o1} = 384,4 k\Omega \text{ e } r_{o2} = 40,542 k\Omega$$

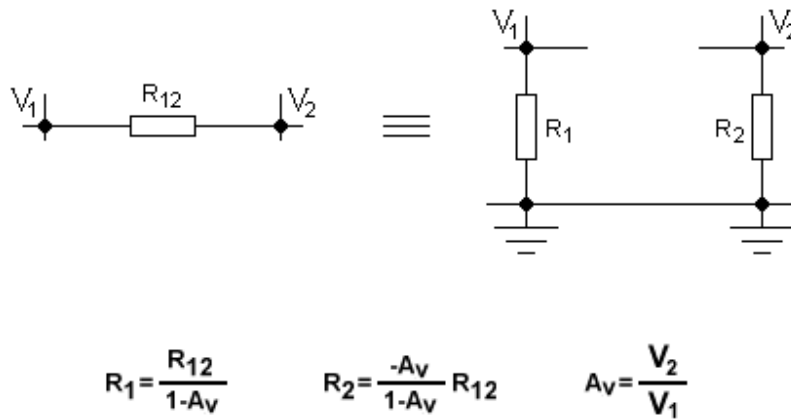


Figura 11 – Aplicação do Teorema de Miller.

### 10.b.2 - Amplificação AC:

Visto pelo sinal AC, o circuito da Figura 10 possui um comportamento bem diferente do circuito da Figura 7, graças à inclusão do capacitor  $C_{bs}$  e do desmembramento do resistor  $R_1$ . Considerando desprezível a reatância do capacitor  $C_{bs}$  para as frequências em jogo ( $f > 100 \text{ Hz}$ ), nota-se que o sinal de saída é recolocado em fase na malha de entrada do amplificador CC, isto é,  $V_2 \approx V_o$ , para  $f > 100 \text{ Hz}$ . Esse artifício elétrico é conhecido na literatura como *bootstrap* e tem como objetivo aumentar a impedância vista pelo coletor de  $Q_1$  e, conseqüentemente, aumentar o ganho do primeiro estágio. O estudo teórico desse efeito é conseguido através da aplicação do Teorema de Miller.

- Teorema de Miller:

O Teorema de Miller garante que, em um circuito elétrico qualquer, uma impedância  $Z_{12}$ , ligada entre os nós 1 e 2 do circuito, pode ser substituída, sem causar qualquer alteração elétrica, por duas novas impedâncias,  $Z_1$  e  $Z_2$ , ligadas, respectivamente, entre os nós 1 e 2 e o nó de terra, desde que as seguintes relações sejam satisfeitas:

$$Z_1 = \frac{Z_{12}}{1 - A_v}$$

e

$$Z_2 = \frac{-A_v}{1 - A_v} \times Z_{12}$$

onde  $A_v$  é o ganho de tensão do ramo, isto é,  $A_v = V_2/V_1$ .

A Figura 11 ilustra esse teorema para impedâncias puramente resistivas.

- Equivalente AC:

A análise do amplificador da Figura 10 pode ser feita, em AC, através da aplicação direta do teorema de Miller ao circuito de *bootstrap*.

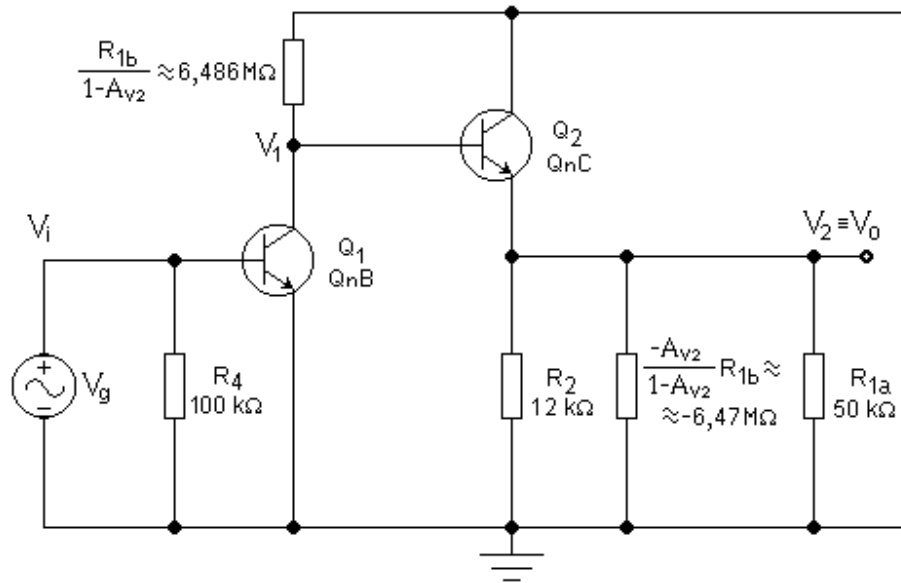


Figura 12 – Equivalente AC do Amplificador da Figura 10, Após a Aplicação do Teorema de Miller.

Considerando o capacitor  $C_{bs}$  como um curto-circuito para AC, o resistor  $R_{1a}$  passa a ficar ligado entre a saída e o terminal de terra. O resistor  $R_{1b}$ , por outro lado, pode ser substituído por dois novos resistores ligando, respectivamente, os nós  $V_1$  e  $V_2$  ao ponto de terra, desde que esses resistores possuam os seguintes valores:

$$R_{1bs} = \frac{R_{1b}}{1 - A_{v2}}$$

e

$$R_{2bs} = \frac{-A_{v2}}{1 - A_{v2}} \times R_{1b}$$

sendo:

$$A_{v2} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_o}{V_1}$$

Ou seja,  $V_2$  é o ganho de tensão do amplificador CC. A Figura 12 mostra esse circuito equivalente em AC.

- Amplificador CC:

- Ganho de tensão:

Pela análise do circuito da Figura 12, pode-se montar o seguinte sistema de equações:

$$R_{L2} = \frac{R_{1a} \times R_{2bs}}{R_{1a} + R_{2bs}}$$

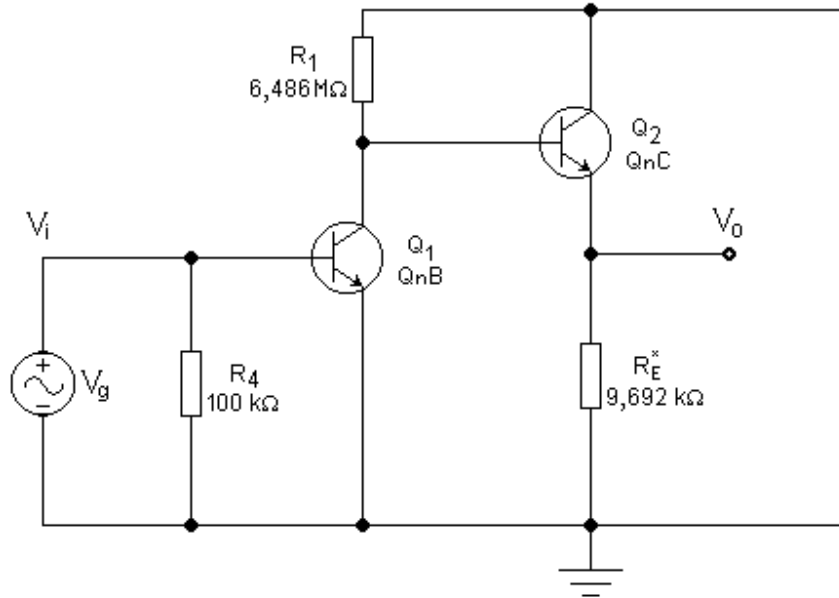


Figura 13 - Equivalente AC do Amplificador da Figura 10, Após a Aplicação do Teorema de Miller.

$$R_{2bs} = \frac{-A_{v_2}}{1 - A_{v_2}} \times R_{1b}$$

$$R_E^* = \frac{R_{L_2} \times R_2}{R_{L_2} + R_2}$$

$$\frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_E^*}{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2} \times R_E^* + (r_{o_2} + R_E^*) \times r_{\pi_2}} - A_{v_2} = 0$$

Executando-se o *solve* na última equação do sistema, obtém-se:

$$A_{v_2} = 0,9972 \text{ V/V}$$

⇒

$$R_{2bs} = -6,4679 \text{ M}\Omega$$

$$R_{L_2} = 50,3895 \text{ k}\Omega$$

$$R_E^* = 9,6919 \text{ k}\Omega$$

$$R_{1bs} = \frac{R_{1b}}{1 - A_{v_2}} = \frac{18k}{1 - 0,9972} = 6,4859 \text{ [M}\Omega]$$

O resistor  $R_{L2}$  é uma carga interna do amplificador, gerada pelo circuito de *bootstrap*. A Figura 13 apresenta o circuito equivalente AC final, com todos os resistores já associados. Quando comparado ao circuito da Figura 9, percebe-se que a resistência de carga de coletor de  $Q_1$  ( $R_I$ ) foi aumentada em cerca de 96 vezes, sem que o ponto quiescente fosse alterado. Esse artifício faz aumentar o ganho do primeiro estágio, como será visto.

- Resistência de entrada:

$$R_{i_2}^* = R_{L_1} = r_{\pi_2} + \frac{(1 + g_{m_2} r_{\pi_2}) \times r_{o_2}}{r_{o_2} + R_E^*} \times R_E^*$$

⇒

$$R_{i_2}^* = R_{L_1} = 14,391k + \frac{661,108 \times 40,542k}{40,542k + 9,6919k} \times 9,6919k = 5,186 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

⇒

$$R_{C_1}^* = \frac{R_{1bs} \times R_{L_1}}{R_{1bs} + R_{L_1}} = \frac{6,4859M \times 5,186M}{6,4859M + 5,186M} = 2,882 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

- Amplificador EC:

- Ganho de tensão:

$$A_{v_1} = -\frac{g_{m_1} r_{o_1} R_{C_1}^*}{r_{o_1} + R_{C_1}^*} = -\frac{8,2136m \times 384,4k \times 2,882M}{384,4k + 2,882M} = -2785,715 \text{ [V/V]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{r_{\pi_1} \times R_4}{r_{\pi_1} + R_4} = \frac{40,577k \times 100k}{40,577k + 100k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 28,865 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

$$R_{o_1} = R_{ger_2} = \frac{r_{o_1} \times R_1}{r_{o_1} + R_1} = \frac{384,4k \times 6,4859M}{384,4k + 6,4859M} = 362,9 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Amplificador CC:

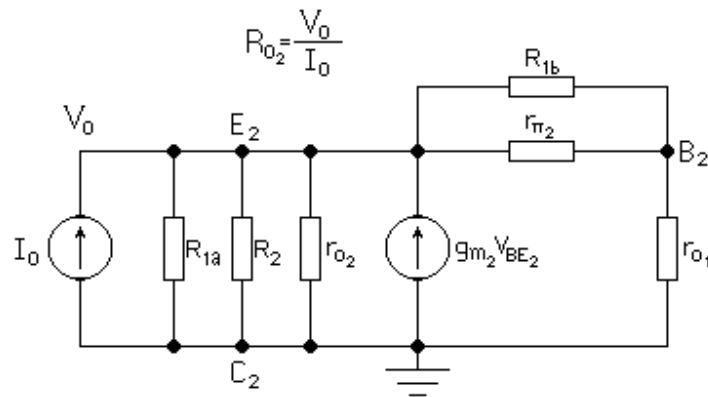


Figura 14 – Circuito Equivalente a  $Q_2$ , Usado no Cálculo de  $R_{o2}$ .

- Resistência de saída:

Como o Teorema de Miller é aplicado a partir da entrada do amplificador  $CC$ , o circuito equivalente da Figura 13 não é válido visto da saída, como acontece no caso do cálculo de  $R_{o2}$ . Para esse cálculo, deve-se equacionar o circuito equivalente linearizado para pequenos sinais do amplificador  $CC$ , mostrado na Figura 14. Então, tem-se que:

$$R_{o2} = R_o = \frac{r_{\pi}' R_{E2}^*}{(1 + g_{m2} r_{\pi2}^*) R_{E2}^* + r_{\pi}'}$$

onde:

$$r_{\pi2}^* = \frac{R_{1b} \times r_{\pi2}}{R_{1b} + r_{\pi2}} = \frac{18k \times 14,391k}{18k + 14,391k} = 7,997 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{\pi}' = r_{o1} + r_{\pi2}^* = 384,4k + 7,997k = 392,4 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_{E2}^* = \frac{r_{o2} R_2 R_{1a}}{R_2 R_{1a} + R_2 r_{o2} + R_{1a} r_{o2}} = \frac{40,542k \times 12k \times 50k}{12k \times 50k + 12k \times 40,542k + 50k \times 40,542k} = 7,813 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$R_o = \frac{392,4k \times 7,813k}{(1 + 45,8686m \times 7,997k) \times 7,813k + 392,4k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_o = 938,63 \Omega}$$

- Amplificador global:

- Ganho de tensão:

$$A_v = A_{v1} \times A_{v2} = -2785,715 \times 0,9972$$

$\Rightarrow$



$$A_v = -2777,98 \text{ V/V}$$

ou

$$A_v = 68,87 \text{ dB, inversor}$$

- Conclusão:

Como visto, a simples adição do capacitor  $C_{bs}$  e o desmembramento do resistor  $R_I$  em duas parcelas, faz com que o ganho do amplificador se eleve consideravelmente, sem alterar o ponto quiescente. O circuito de *bootstrap*, na realidade, simula uma carga ativa (fonte de corrente constante) ligada ao coletor de  $Q_1$ , vista pelo sinal AC. O maior atrativo do *bootstrap*, em relação a uma fonte de corrente ativa, é a simplicidade e o baixo custo em eletrônica com componentes discretos. Algumas considerações, porém, devem ser feitas em relação a esse tipo de circuito. Por ser uma realimentação positiva, o *bootstrap* pode causar instabilidades e oscilações, principalmente em baixas frequências. O capacitor  $C_{bs}$ , por ser de alta capacitância, deve ser eletrolítico, o qual é um capacitor problemático para aplicações em altas frequências, limitando, assim, o uso desse tipo de circuito. De qualquer modo, o circuito da Figura 10 é um amplificador analógico de dois estágios que apresenta alta resistência de entrada, baixa resistência de saída e ganho de tensão elevado. O ponto quiescente é muito estável e, por isso, pode ser usado como amplificador de áudio de boa qualidade, inclusive com realimentação negativa AC adicionada.

## 11. Amplificadores em Cascata com Realimentação Negativa

### 11.1. Proposição:

**11.a.** - Adicionar uma realimentação negativa ao circuito da Figura 10, como mostra a Figura 15, calcular o ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências.

Dados @ 25 °C:  $Q_1 \equiv \beta = 333,284$ ;  $V_{BE} = 0,5986 \text{ V}$ ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 66,40 \text{ V}$ .  
 $Q_2 \equiv \beta = 660,108$ ;  $V_{BE} = 0,6403 \text{ V}$ ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 33,38 \text{ V}$ .

### 11.2. Resolução:

**11.a.** – Parâmetros elétricos:

Realimentação negativa é um processo muito usado em amplificação analógica e tem como objetivo linearizar e dar estabilidade ao circuito amplificador, ao custo da queda drástica do seu ganho de tensão original. A realimentação negativa também eleva a impedância interna de entrada e abaixa a impedância interna de saída do amplificador original. Ela consiste em se recolocar na entrada uma parcela do sinal de saída, em contrafase com o sinal aplicado nesse ponto. Para que uma realimentação negativa seja realmente efetiva, o ganho de tensão do amplificador sem realimentação (malha aberta),  $|A_{vol}|$ , deve ser muito elevado.

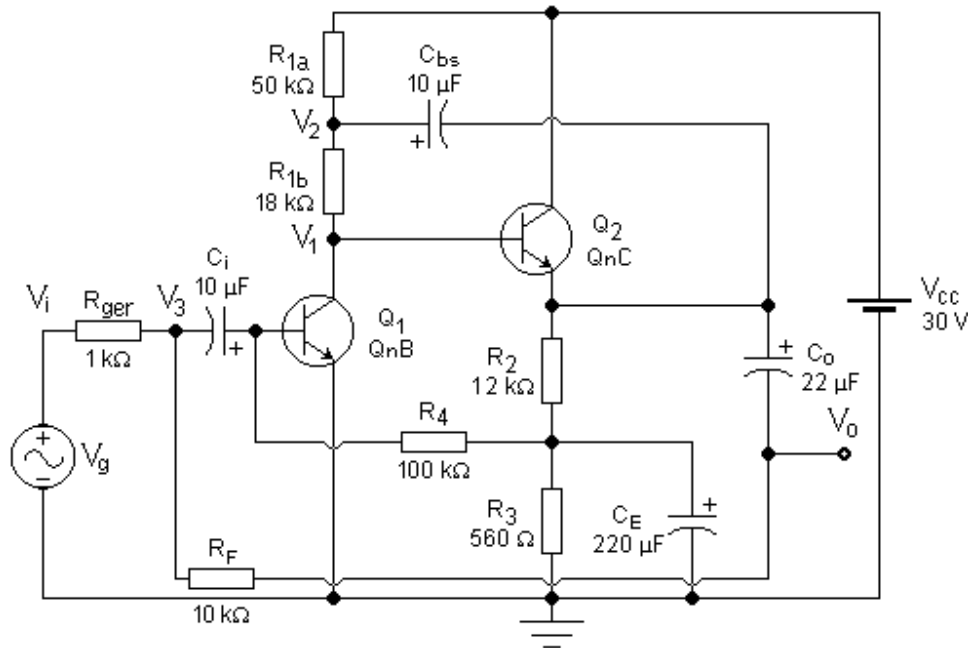


Figura 15 – Amplificador com Realimentação Negativa AC e DC e com Bootstrap.

O ganho de tensão estabelecido para o amplificador realimentado (malha fechada),  $|G_v|$ , deve, portanto, ser bem inferior ao ganho de tensão em malha aberta, ou seja:  $|G_v| \ll |A_{vol}|$ . Em amplificadores construídos com BJT's, face ao baixo grau de linearidade desse componente, para que a realimentação possa efetivamente linearizar as características do circuito, deve-se fazer:  $|A_{vol}| \geq 100 \times |G_v|$ , o que implica em uma taxa de realimentação superior a 40 dB.

O amplificador da Figura 10 é um amplificador em malha aberta com os seguintes parâmetros elétricos, calculados no Exercício 10:  $A_{vol} = 2778 V/V$ , inversor,  $R_{i(ol)} = 28,87 k\Omega$  e  $R_{o(ol)} = 938,6 \Omega$ , em vazio. A Figura 15 mostra esse mesmo amplificador com uma realimentação introduzida pelo resistor  $R_F$ . O sinal é aplicado à entrada via  $R_{ger}$  e realimentado via  $R_F$ . Como o amplificador é inversor, o sinal de saída reaplicado está em contrafase com a entrada e, portanto, a realimentação é negativa. A Figura 16 mostra o circuito no qual o amplificador foi substituído por um bloco equivalente em AC, com os capacitores omitidos. Os cálculos dos parâmetros elétricos desse amplificador podem ser feitos através do equacionamento das malhas de entrada e de saída do circuito da Figura 16, ou seja:

- Malha de entrada:

$$\frac{V_i - V_3}{R_{ger}} = \frac{V_3 - V_o}{R_F} + \frac{V_3}{R_{i(ol)}}$$

⇒

$$V_3 = \frac{(V_i R_F + V_o R_{ger}) \times R_{i(ol)}}{(R_F + R_{ger}) \times R_{i(ol)} + R_{ger} R_F}$$

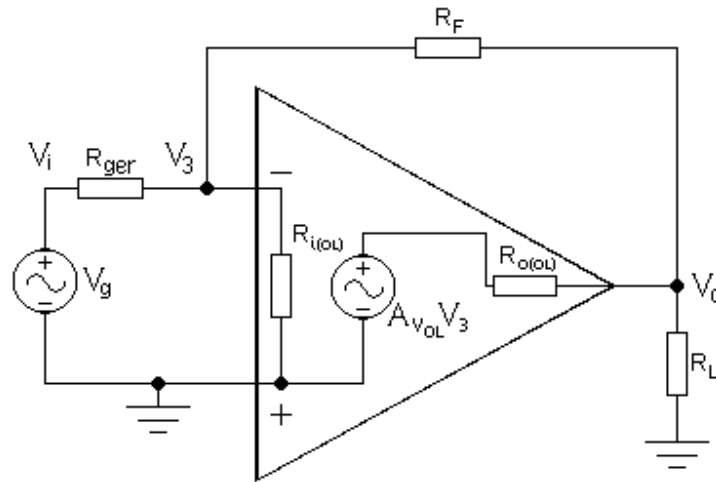


Figura 16 – Circuito Equivalente AC do Amplificador da Figura 15.

- Malha de saída:

$$\frac{V_3 - V_o}{R_F} + \frac{A_{vol} \times V_3 - V_o}{R_{o(ol)}} = \frac{V_o}{R_L}$$

⇒

$$V_3 = \frac{(R_F + R_L) \times R_{o(ol)} + R_F R_L}{(A_{vol} \times R_F + R_{o(ol)}) \times R_L} \times V_o$$

- Ganho de tensão em malha fechada:

Igualando-se as equações de  $V_3$ , determinadas acima, e isolando-se as variáveis, chega-se à equação do cálculo do ganho de tensão do amplificador em malha fechada, denotado por  $G_v = v_o/v_i$ , ou seja:

$$G_v = \frac{(A_{vol} \times R_F + R_{o(ol)}) \times R_{i(ol)} \times R_L}{\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3} \quad [V/V] \quad (11.1a)$$

onde:

$$\Delta_1 = (R_F + R_{o(ol)}) \times (R_{i(ol)} + R_{ger}) \times R_L$$

$$\Delta_2 = (R_F R_{i(ol)} + R_F R_{ger} + R_{ger} R_{i(ol)}) \times R_{o(ol)}$$

$$\Delta_3 = (1 - A_{vol}) \times R_{ger} \times R_L \times R_{i(ol)}$$

A Equação 11.1a calcula o ganho de tensão do amplificador da Figura 15 em função de seus parâmetros internos e dos componentes externamente acoplados, inclusive a carga.

- Ganho de tensão em vazio:

Se o amplificador da Figura 15 estiver em vazio, isto é,  $R_L \rightarrow \infty$ , o seu ganho de tensão torna-se igual a:

$$G_{v(\text{vazio})} = \frac{(R_F \times A_{vol} + R_{o(ol)}) \times R_{i(ol)}}{(R_F + R_{o(ol)}) \times (R_{ger} + R_{i(ol)}) + (1 - A_{vol}) \times R_{ger} \times R_{i(ol)}} \quad (11.1b)$$

- Tensão de saída em vazio:

$$v_{o(\text{vazio})} = \frac{(R_F \times A_{vol} + R_{o(ol)}) \times R_{i(ol)}}{(R_F + R_{o(ol)}) \times (R_{ger} + R_{i(ol)}) + (1 - A_{vol}) \times R_{ger} \times R_{i(ol)}} \times v_i$$

- Corrente de saída em curto-circuito:

Dividindo-se a Equação 11.1a por  $R_L$  e, posteriormente, fazendo-se  $R_L \rightarrow 0$ , obtém-se a corrente de saída do amplificador em curto-circuito, ou seja:

$$I_{o(\text{curto})} = \frac{(R_F \times A_{vol} + R_{o(ol)}) \times R_{i(ol)}}{(R_F R_{i(ol)} + R_F R_{ger} + R_{ger} R_{i(ol)}) \times R_{o(ol)}} \times v_i$$

- Resistência de saída do amplificador:

A resistência de saída de qualquer circuito pode ser obtida pela relação:  $R_o = v_{o(\text{vazio})} / i_{o(\text{curto})}$ . Então:

$$R_o = \frac{(R_F R_{i(ol)} + R_F R_{ger} + R_{ger} R_{i(ol)}) \times R_{o(ol)}}{(R_F + R_{o(ol)}) \times (R_{ger} + R_{i(ol)}) + (1 - A_{vol}) \times R_{ger} \times R_{i(ol)}} \quad [\Omega] \quad (11.2)$$

- Resistência de entrada do amplificador:

A resistência de entrada de qualquer circuito, incluindo-se o amplificador da Figura 15, pode ser calculada pela relação:  $R_i = v_i / i_i$ , sendo  $i_i$  a corrente de entrada calculada, no circuito da Figura 16, pela equação:

$$i_i = \frac{V_i - V_3}{R_{ger}}$$

Usando-se a equação do cálculo de  $V_3$ , feito para a malha de entrada do circuito, obtém-se:

$$i_i = \frac{(1 - G_v) \times R_{i(ol)} + R_F}{(R_F + R_{i(ol)}) \times R_{ger} + R_F R_{i(ol)}} \times v_i$$

Dividindo-se  $v_i$  por essa equação, chega-se, finalmente, a:

$$R_i = \frac{(R_F + R_{i(ol)}) \times R_{ger} + R_F R_{i(ol)}}{(1 - G_v) \times R_{i(ol)} + R_F} \quad [\Omega] \quad (11.3)$$

Onde  $G_v$  é o ganho do amplificador em malha fechada, calculado pela Equação 11.1a.

- Cálculos numéricos:

O amplificador da Figura 15 é um amplificador em malha fechada com os seguintes parâmetros elétricos, calculados no Exercício 10:  $A_{vol} = 2778 \text{ V/V}$ , inversor,  $R_{i(ol)} = 28,87 \text{ k}\Omega$  e  $R_{o(ol)} = 938,6 \text{ }\Omega$ , em vazio. Com  $R_F = 10 \text{ k}\Omega$  e  $R_{ger} = 1 \text{ k}\Omega$ , os parâmetros elétricos desse amplificador podem ser calculados como a seguir:

- Ganho de tensão em vazio:

Usando-se os parâmetros acima e a Equação 11.1b, tem-se:

$$G_{v(vazio)} = \frac{(-10 \times 2777,98 + 938,63) \times 28,865k}{(10k + 938,63) \times (1k + 28,865k) + (1 + 2777,98) \times 1k \times 28,865k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{G_{v(vazio)} = -9,95552 \text{ V/V}}$$

ou

$$G_{v(vazio)} = 19,96 \text{ dB, inversor}$$

- Resistência de saída:

Pela Equação 11.2, tem-se:

$$R_o = \frac{(10k \times 28,865k + 10k \times 1k + 1k \times 28,865k) \times 938,63}{(10k + 938,63) \times (1k + 28,865k) + (1 + 2777,98) \times 1k \times 28,865k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_o = 3,817 \text{ }\Omega}$$

- Resistência de entrada:

Pela Equação 11.3, tem-se:

$$R_i = \frac{(10k + 28,865k) \times 1k + 10k \times 28,865k}{(1 + 9,95552) \times 28,865k + 10k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_i = 1,004 \text{ k}\Omega}$$

- Idealizações:

Pelas análises das Equações 11.1, 11.2 e 11.3, percebe-se que os parâmetros elétricos do amplificador realimentado dependem da rede externa de resistores acoplados e, também, do amplificador em si. Para uma aplicação de uso universal, no entanto, esses parâmetros deveriam ser dependentes, apenas, da rede externa acoplada e não dos parâmetros internos do amplificador, isto é, o amplificador em si deveria ser transparente ao circuito. Para que isso aconteça, as seguintes considerações devem ser feitas:

- Ganho de tensão:

Pela análise da Equação 11.1a, se  $R_{o(ol)} \rightarrow 0$ , isto é, se a resistência de saída do amplificador em malha aberta for nula ou muito baixa, o ganho de tensão em malha fechada torna-se:

$$G_v \cong \frac{(A_{vol} \times R_F) \times R_{i(ol)} \times R_L}{(R_F) \times (R_{i(ol)} + R_{ger}) \times R_L + 0 + (1 - A_{vol}) \times R_{ger} \times R_L \times R_{i(ol)}}$$

$\Rightarrow$

$$G_v \cong \frac{(A_{vol} \times R_F) \times R_{i(ol)}}{R_F \times (R_{i(ol)} + R_{ger}) + (1 - A_{vol}) \times R_{ger} \times R_{i(ol)}}$$

E, portanto, independente da carga  $R_L$ .

Se, ainda,  $R_{i(ol)} \rightarrow \infty$ , isto é, se a resistência de entrada do amplificador em malha aberta for muito elevada ou, pelo menos, se  $R_{i(ol)} \gg R_{ger}$ , o ganho de tensão em malha fechada torna-se, mais simplesmente igual a:

$$G_v \cong \frac{A_{vol} \times R_F}{R_F + (1 - A_{vol}) \times R_{ger}}$$

E se, finalmente,  $|A_{vol}| \rightarrow \infty$ , isto é, se o ganho de tensão do amplificador em malha aberta for muito elevado ou, pelo menos, se  $|A_{vol}| \gg |G_v|$ , o ganho de tensão em malha fechada torna-se, ainda mais simplesmente, igual a:

$$\boxed{G_v \cong -\frac{R_F}{R_{ger}}} \quad [V/V] \quad (11.4)$$

E, portanto, totalmente independente do amplificador em si. O amplificador da Figura 15, que está muito longe de ser um amplificador de uso universal, possui uma gama restrita de utilização. A Equação 11.4 poderá ser usada para o amplificador da Figura 15, com um erro inferior a  $\pm 5\%$ , se  $|G_v| \leq 100 \text{ V/V}$ ,  $R_{ger} \leq 2,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_F \geq 10 \text{ k}\Omega$  e  $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ . Amplificadores de uso universal devem possuir:  $|A_{vol}| \geq 10000 \text{ V/V}$ ,  $R_{i(ol)} \geq 1,0 \text{ M}\Omega$  e  $R_{o(ol)} \leq 100 \Omega$ .

- Resistência de entrada:

Repetindo-se a análise anterior para a Equação 11.3, conclui-se que, se  $|A_{vol}| \rightarrow \infty$ ,  $R_{i(ol)} \rightarrow \infty$  e  $R_{o(ol)} \rightarrow 0$ , a resistência de entrada do amplificador em malha fechada torna-se igual a:

$$R_i \cong \frac{R_{ger} + R_F}{(1 - G_v)} = \frac{\left(1 + \frac{R_F}{R_{ger}}\right) \times R_{ger}}{(1 - G_v)} = \frac{(1 - G_v)}{(1 - G_v)} \times R_{ger}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_i \cong R_{ger}} \quad [\Omega] \quad (11.5)$$

Deve-se notar que  $R_{ger}$  não é, apenas, a resistência interna do gerador, mas uma resistência externa ligada em série com a entrada e com a resistência interna do gerador, que também deve ser computada no cálculo.

- Resistência de saída:

Repetindo-se a análise anterior para a Equação 11.2, conclui-se que, se  $R_F \gg R_{o(ol)}$  e  $R_{i(ol)} \rightarrow \infty$ , mesmo que  $R_{o(ol)}$  não seja nula, a resistência de saída do amplificador em malha fechada torna-se igual a:

$$R_o \cong \frac{(R_F + R_{ger}) \times R_{o(ol)}}{(R_F + R_{o(ol)}) + (1 - A_{vol}) \times R_{ger}} = \frac{\left(1 + \frac{R_F}{R_{ger}}\right) \times R_{o(ol)}}{\left(\frac{R_F}{R_{ger}} + \frac{R_{o(ol)}}{R_{ger}}\right) \times R_{ger} + (1 - A_{vol}) \times R_{ger}}$$

Se  $R_{o(ol)} \ll R_{ger}$ ,  $\Rightarrow$

$$R_o \cong \frac{\left(1 + \frac{R_F}{R_{ger}}\right) \times R_{o(ol)}}{\left(\frac{R_F}{R_{ger}}\right) + (1 - A_{vol})}$$

$\Rightarrow$

$$R_o \cong \frac{(1 - G_v)}{-G_v + (1 - A_{vol})} \times R_{o(ol)}$$

Se  $|G_v| \ll |A_{vol}|$ ,  $\Rightarrow$

$$\boxed{R_o \cong \frac{1 + |G_v|}{|A_{vol}|} \times R_{o(ol)}} \quad [\Omega] \quad (11.6)$$

Usando-se as Equações 11.4, 11.5 e 11.6, os parâmetros elétricos do circuito da Figura 15 teriam os seguintes valores numéricos:  $G_v = 10 V/V$ , inversor,  $R_i = 1,0 k\Omega$  e  $R_o = 3,717 \Omega$ , em vazio ou com carga. Como os valores reais dessas grandezas, calculadas anteriormente, valem:  $G_v = 9,95552 V/V$ , inversor,  $R_i = 1,004 k\Omega$  e  $R_o = 3,817 \Omega$ , erros inferiores a  $\pm 3\%$  foram obtidos com as equações idealizadas, mesmo em um amplificador que está muito longe de ser um amplificador de uso universal.

- Terra virtual:

Analisando-se a equação de  $V_3$ , na malha de saída do circuito da Figura 16, nota-se que, se  $R_{o(ol)} \rightarrow 0$  e  $|A_{vol}| \rightarrow \infty$ , pode-se reescrever:

$$V_3 = \frac{R_F \times R_L}{(A_{vol} \times R_F) \times R_L} \times V_o = \frac{V_o}{A_{vol}} \rightarrow 0$$

Conclui-se, portanto, que em amplificadores de uso universal com  $|A_{vol}| \geq 10000$  V/V, a tensão  $V_3$  aproxima-se de zero para qualquer tensão  $V_i$  aplicada na entrada, dentro da faixa permitida. Por isso, esse ponto é chamado de *terra virtual*. No amplificador da Figura 15,  $V_3 = \pm 3,7$  mV para uma excursão de saída igual a  $\pm 10$  V.

- Estabilidade e compensação:

Como já foi citada, a realimentação negativa recoloca na entrada uma parcela do sinal de saída em contrafase com a mesma. Se o sinal sofrer uma rotação de fase interna, em uma determinada frequência e em um determinado ganho de malha fechada, a realimentação pode não ser totalmente negativa. Se o sinal rotar  $180^\circ$ , a realimentação torna-se positiva (em fase) e fortes instabilidades e oscilações passam a ocorrer. Para rotações de fase superiores a  $90^\circ$ , o amplificador já se torna propenso a oscilar, embora não alcance oscilação plena. Em amplificadores de dois estágios, a rotação interna de fase, teoricamente, só alcança  $180^\circ$  para  $f \rightarrow \infty$  e alcança a rotação de  $90^\circ$  em uma faixa de frequências na qual o ganho já se tornou insuficiente para manter as oscilações. Por isso, diz-se que um amplificador de dois estágios é, na teoria, incondicionalmente estável para qualquer nível de ganho em malha fechada e não necessita de nenhum dispositivo adicional de compensação interna para manter essa estabilidade. Na prática, no entanto, por conta de capacitâncias parasitas extras que introduzem polos e, conseqüentemente, rotações de fase adicionais, o amplificador da Figura 15 só é totalmente estável para  $|G_u| \geq 3$  V/V. Para  $|G_u| < 3$  V/V e para amplificadores com três ou mais estágios, providências de compensações internas em frequência devem ser tomadas.

## 12. Amplificador Coletor-Comum com *Bootstrap*

### 12.1. Proposição:

Para o amplificador da Figura 17a, calcular @ 25 °C:

12.a. - O ponto de polarização.

12.b. - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências, em vazío.

Para o amplificador da Figura 19a, calcular @ 25 °C:



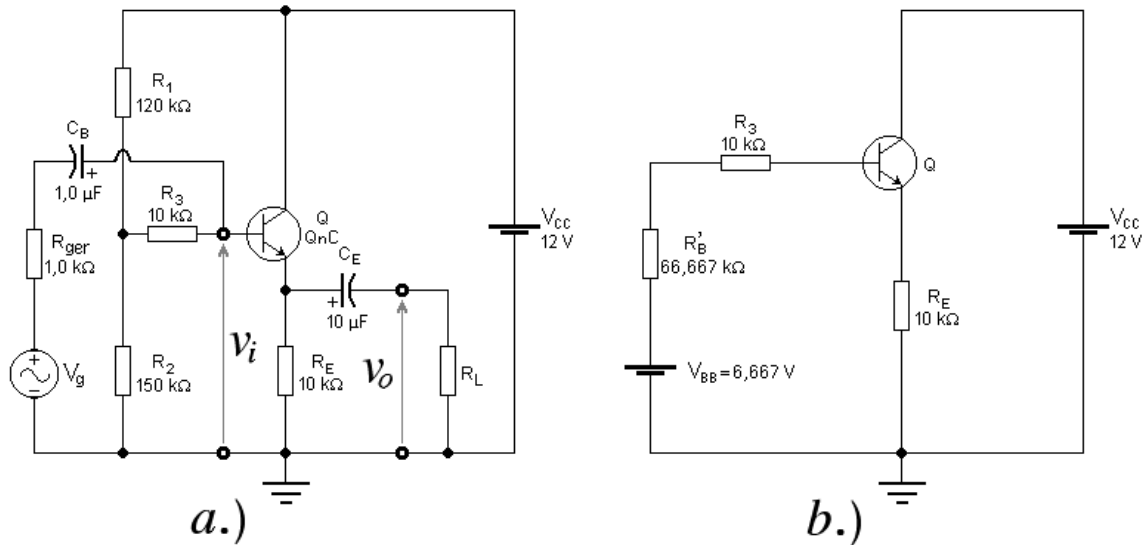


Figura 17 – Amplificador Coletor-Comum. a.) Circuito. b.) Circuito Equivalente DC.

12.c. - O ponto de polarização.

12.d. - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências, em vazio.

Dados @ 25 °C:  $Q \equiv \beta = 535,94243$ ;  $V_{BE} = 0,62385$  V;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 33,38$  V.

## 12.2. Resolução:

12.a. - Ponto de polarização:

- Grandezas quiescentes:

Aplicando-se o Teorema de Thévenin na malha de entrada do circuito da Figura 17a, em DC tem-se que:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC} = \frac{150k}{120k + 150k} \times 12 = 6,667 \text{ [V]}$$

e

$$R_B = R'_B + R_3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} + R_3 = \frac{120k \times 150k}{120k + 150k} + 10k = 76,667 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

A Figura 17b apresenta o circuito equivalente DC do amplificador. A equação que calcula a corrente quiescente de coletor do BJT vale:

$$I_{C_Q} = \frac{(V_{BB} - V_{BE}) \times \beta}{R_B + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{(6,667 - 0,624) \times 535,94}{76,667k + 536,94 \times 10k} = 594,6654 \quad [\mu A]$$

⇒

$$V_E = \frac{\beta + 1}{\beta} \times I_{C_Q} \times R_E = \frac{536,94}{535,94} \times 594,6654 \mu \times 10k = 5,958 \quad [V]$$

⇒

$$V_{CE_Q} = 12 - 5,958 = 6,042 \quad [V]$$

- Parâmetros incrementais:

- Transcondutância:

$$g_m = \frac{I_{C_Q}}{N_F V_t} = \frac{594,665 \mu}{1,0022 \times 25,8649m} = 22,94 \quad [mA/V]$$

- Resistência incremental de entrada:

$$r_\pi = \frac{\beta_{AC}}{g_m} = \frac{535,94}{22,94m} = 23,362 \quad [k\Omega]$$

- Resistência incremental de saída:

$$r_o = \frac{V_{AF} + V_{CE_Q} - V_{BE_Q}}{I_{C_Q}} = \frac{33,38 + 6,042 - 0,624}{594,665 \mu} = 65,244 \quad [k\Omega]$$

**12.b.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências, em vazio.

A Figura 18b mostra o circuito equivalente AC desse amplificador em vazio ( $R_L \rightarrow \infty$ ).

- Ganho de tensão:

$$A_v = \frac{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E}{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E + (r_o + R_E) \times r_\pi} = \frac{536,94 \times 65,24k \times 10k}{536,94 \times 65,24k \times 10k + (65,24k + 10k) \times 23,36k}$$

⇒

$$\boxed{A_v = 0,995 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E}{r_o + R_E} = 23,36k + \frac{536,94 \times 65,24k}{65,24k + 10k} \times 10k = 4,68 \quad [M\Omega]$$

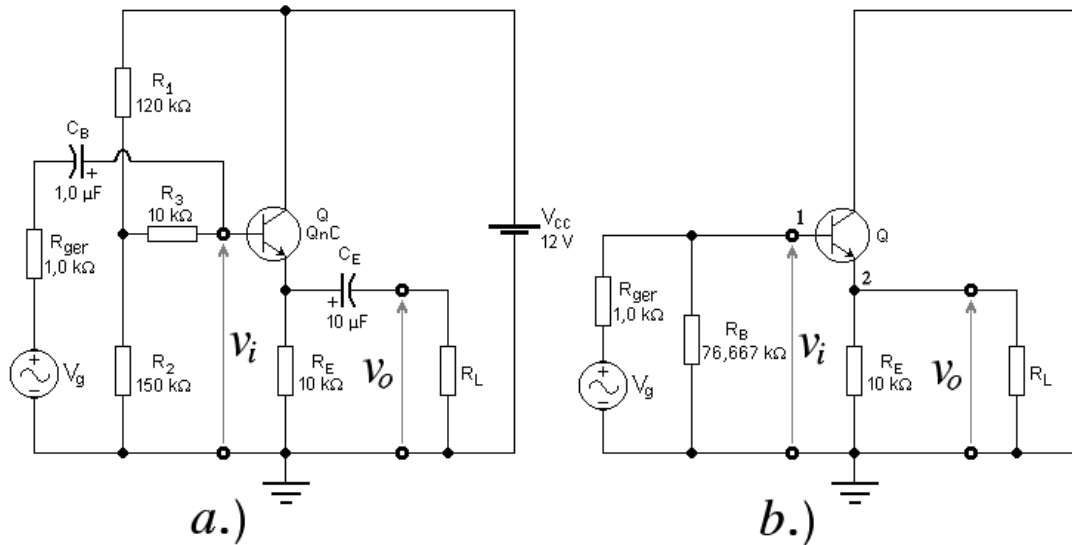


Figura 18 - Amplificador Coletor-Comum. a.) Circuito. b.) Circuito Equivalente AC.

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_B \times R_i^*}{R_B + R_i^*} = \frac{76,667k \times 4,68M}{76,667k + 4,68M}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 75,43 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

$$r_\pi' = \frac{R_{ger} \times R_{BAC}}{R_{ger} + R_{BAC}} + r_\pi = \frac{1k \times 76,667k}{1k + 76,667k} + 23,1766k = 24,35 \text{ [k}\Omega]$$

⇒

$$R_o = \frac{r_o' r_\pi' R_E}{(1 + g_m r_\pi) \times r_o' \times R_E + (r_o' + R_E) \times r_\pi'} = \frac{65,24k \times 24,35k \times 10k}{536,94 \times 65,24k \times 8,7383k + (65,24k + 10k) \times 24,35k}$$

⇒

$$\boxed{R_o = 45,11 \text{ }\Omega}$$

- Conclusão:

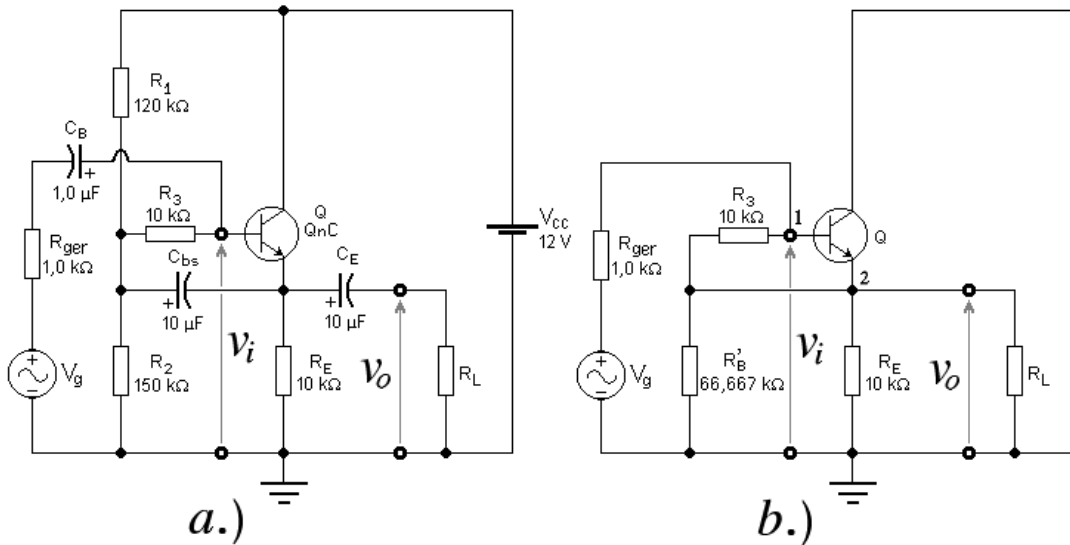


Figura 19 - Amplificador Coletor-Comum com Bootstrap. a.) Circuito. b.) Circuito Equivalente AC.

Observa-se que, como em todo amplificador coletor-comum, o ganho de tensão, não inversor, é muito próximo da unidade ( $\cong 0$  dB), a resistência de saída é baixa e a resistência de entrada é alta, mas não tanto quanto poderia ser. A resistência de entrada vista na base é alta (4,68 M $\Omega$ ), mas, por causa da presença de  $R_B$  em paralelo, a resistência de entrada do amplificador abaixa-se significativamente (75,43 k $\Omega$ ). Para minimizar o efeito da presença de  $R_B$  em paralelo, duas providências podem ser tomadas: polariza-se a base com um circuito ativo (fonte de corrente) ou aplica-se, na malha de entrada, um circuito de bootstrap, como mostra a Figura 19a. O efeito de bootstrap é conseguido apenas com a adição do capacitor  $C_{bs}$ , desde que o resistor  $R_3$  já esteja presente.

**12.c.** - Ponto de polarização:

Apenas com a introdução do capacitor  $C_{bs}$ , o ponto de polarização do circuito não se altera e permanece, portanto, igual ao calculado no item 12.a., assim como os parâmetros incrementais do transistor.

**12.d.** - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências, em vazio:

A Figura 19b mostra o equivalente AC desse amplificador, que estará em vazio se  $R_L \rightarrow \infty$ . Aplicando-se o Teorema de Miller sobre o resistor  $R_3$ , associado aos nós 1 e 2, obtém-se o circuito equivalente AC apresentado na Figura 20. Esse circuito é um amplificador coletor-comum convencional com uma diferença básica em relação ao anterior: o valor do resistor colocado em paralelo com a entrada ( $R_{BAC}$ ) é muito diferente.

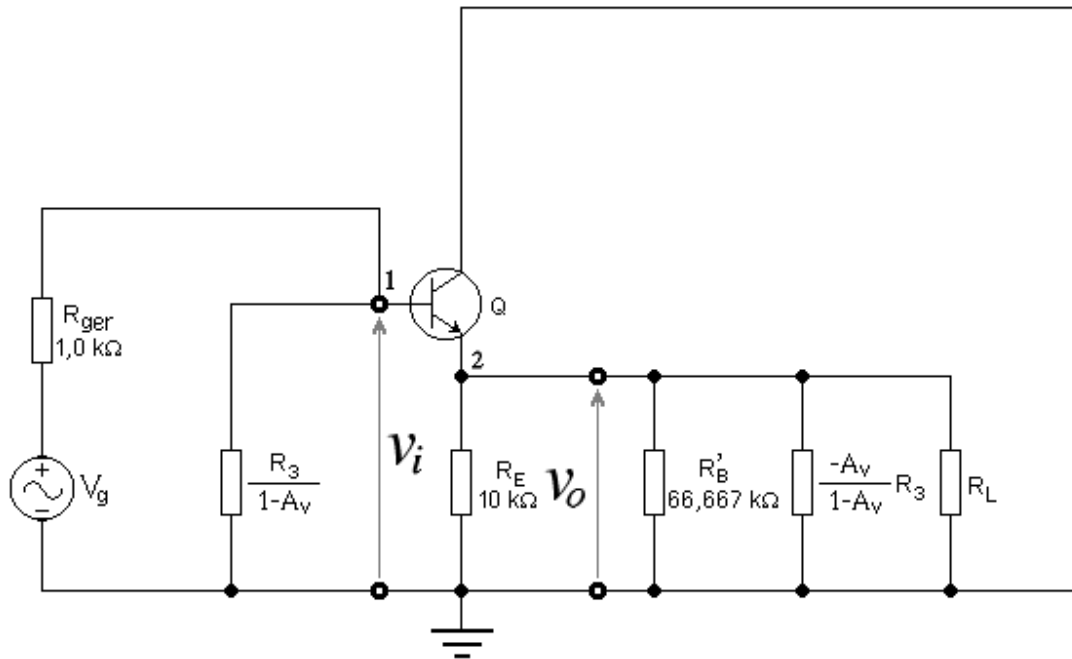


Figura 20 – Equivalente AC do Amplificador Coletor-Comum com *Bootstrap*, Após a Aplicação do Teorema de Miller.

Nesse caso, esse resistor é muito elevado e faz com que a resistência de entrada também se eleve. Equacionando-se o circuito da Figura 20, tem-se que:

- Cálculo da carga de emissor:

Como  $R_L \rightarrow \infty$ , a carga total de emissor vale:

$$R_E^* = \frac{\frac{R_E \times R_B'}{R_E + R_B'} \times \frac{-A_v}{1-A_v} \times R_3}{\frac{R_E \times R_B'}{R_E + R_B'} + \frac{-A_v}{1-A_v} \times R_3} = \frac{8,696k \times A_v \times 10k}{(A_v - 1) \times 8,696k + A_v \times 10k} = \frac{86,96k \times A_v}{18,696 \times A_v - 8,696}$$

- Ganho de tensão:

$$A_v = \frac{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E^*}{(1 + g_m r_\pi) \times r_o \times R_E^* + (r_o + R_E^*) \times r_\pi}$$

⇒

$$A_v = \frac{535,87 \times 65,291k \times \frac{86,96k \times A_v}{18,696 \times A_v - 8,696}}{535,87 \times 65,291k \times \frac{86,96k \times A_v}{18,696 \times A_v - 8,696} + \left( 65,291k + \frac{86,96k \times A_v}{18,696 \times A_v - 8,696} \right) \times 23,18k}$$

⇒

$$A_v = \frac{304,24 \times A_v}{307,3 \times A_v - 1,316}$$

⇒

$$\boxed{A_v = 0,99442 \text{ V/V}}$$

Então:

$$R_E^* = 8,7383 \text{ k}\Omega$$

e

$$R_{B_{AC}} = \frac{R_3}{1 - A_v} = \frac{10k}{1 - 0,99442} = 1,792 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{(1 + g_m r_\pi) \times r_o}{r_o + R_E^*} \times R_E^* = 23,1766k + \frac{535,87 \times 65,291k}{65,291k + 8,7383k} \times 8,7383k = 4,15 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_{B_{AC}} \times R_i^*}{R_{B_{AC}} + R_i^*} = \frac{1,792M \times 4,15M}{1,792M + 4,15M}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 1,251 \text{ M}\Omega}$$

- Resistência de saída (o leitor deve deduzir estas equações como exercício):

$$r_\pi^* = \frac{r_\pi \times R_3}{r_\pi \times R_3} = \frac{23,36k \times 10k}{23,35k + 10k} = 7,0 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

⇒

$$R_o = \frac{r_o R_E R_B' \times (r_\pi^* + R_{ger})}{(1 + g_m r_\pi^*) \times r_o \times R_E \times R_B' + (r_\pi^* + R_{ger}) \times (R_E R_B' + R_E r_o + R_B' r_o)}$$

⇒

$$R_o = \frac{65,24k \times 10k \times 66,667k \times (7k + 1k)}{161,64 \times 4,35 \times 10^{13} + (6,986k + 1k) \times 4,5364 \times 10^{13}}$$

⇒

$$\boxed{R_o = 49,19 \Omega}$$

- Conclusão:

Conclui-se, por este exercício, que é possível aumentar de modo significativo a resistência de entrada (cerca de 16,5 vezes, no caso) do amplificador coletor-comum.

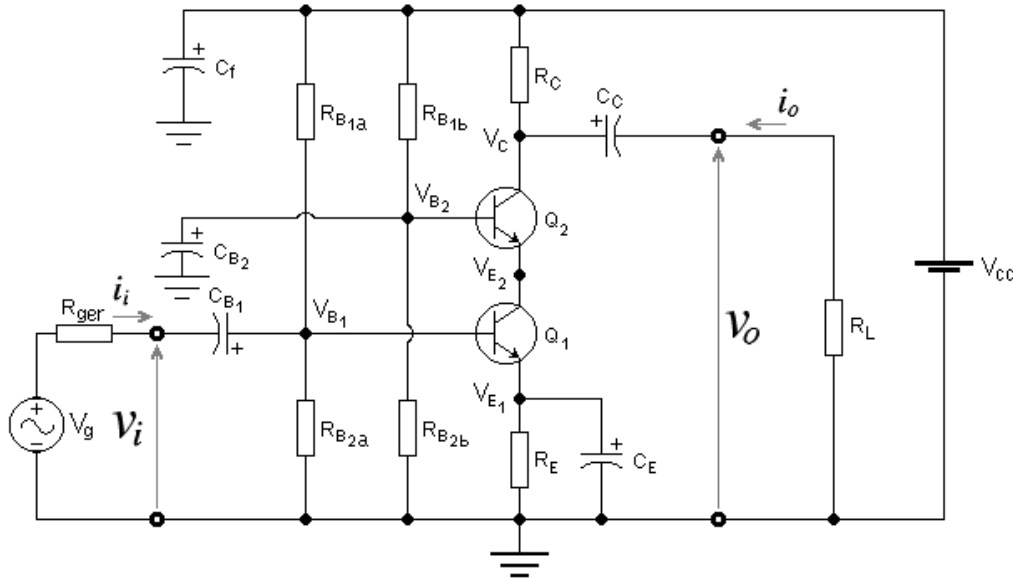


Figura 21 – Amplificador *Cascode*.

Para isso, basta colocar apenas um capacitor de *bootstrap* ( $C_{bs}$ ) e um resistor adicional de base ( $R_3$ ). O ganho de tensão e a resistência de saída praticamente permaneceram inalterados em relação ao coletor-comum convencional. Assim, a grande qualidade desse tipo de amplificador, que é exatamente a sua alta resistência de entrada, fica preservada.

## 13. Amplificador *Cascode*

### 13.1. Proposição:

Para o amplificador da Figura 21, @ 25 °C:

**13.a.** - Deduzir as equações de cálculo do ponto de polarização do circuito da Figura 21.

**13.b.** - Calcular o ponto de polarização se:  $V_{CC} = 24 \text{ V}$ ;  $R_{B1a} = 390 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{B1b} = 220 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{B2a} = R_{B2b} = 33 \text{ k}\Omega$ ;  $R_C = 22 \text{ k}\Omega$  e  $R_E = 2,2 \text{ k}\Omega$ .

**13.c.** - Calcular o ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências, em vazio.

Dados @ 25 °C:

$\beta_1 = 174$ ;  $V_{BE1} = 0,626 \text{ V}$ ;  $N_{F1} = 1,0022$ ;  $V_{AF1} = 110,4 \text{ V}$ ;  $C_{\pi 1} = 45,4 \text{ pF}$  e  $C_{\mu 1} = 5,11 \text{ pF}$ .  
 $\beta_2 = 188$ ;  $V_{BE2} = 0,624 \text{ V}$ ;  $N_{F2} = 1,0022$ ;  $V_{AF2} = 110,4 \text{ V}$ ;  $C_{\pi 2} = 45,2 \text{ pF}$  e  $C_{\mu 2} = 2,54 \text{ pF}$ .

### 13.2. Resolução:

O amplificador *cascode* é uma estrutura composta de um amplificador emissor-comum ( $Q_1$ ) em cascata com um amplificador base-comum ( $Q_2$ ), como mostra a Figura 21. O objetivo dessa arquitetura será mostrado no decorrer da resolução do exercício.

**13.a.** - Equações de cálculo do ponto de polarização do circuito da Figura 21:

- Resistências equivalentes de base:

$$R_{B_1} = \frac{R_{B_{1a}} \times R_{B_{2a}}}{R_{B_{1a}} + R_{B_{2a}}}$$

e

$$R_{B_2} = \frac{R_{B_{1b}} \times R_{B_{2b}}}{R_{B_{1b}} + R_{B_{2b}}}$$

- Corrente quiescente do coletor de  $Q_1$ :

$$I_{C_{Q1}} = \frac{\left( \frac{V_{CC}}{R_{B_{1a}}} - \frac{V_{BE_1}}{R_{B_1}} \right) \times R_{B_1} \times \beta_1}{R_{B_1} + (\beta_1 + 1) \times R_E} \quad (13.1)$$

- Corrente quiescente do coletor de  $Q_2$ :

$$I_{C_{Q2}} = \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \times I_{C_{Q1}} \quad (13.2)$$

- Tensões quiescentes:

- Cálculo de  $V_{E2}$ :

Equacionando-se a malha de base de  $Q_2$ , tem-se que:

$$\frac{V_{CC} - V_{BE_2} - V_{E2}}{R_{B_{1b}}} = \frac{I_{C_{Q1}}}{\beta_2 + 1} + \frac{V_{BE_2} + V_{E2}}{R_{B_{2b}}}$$

$\Rightarrow$

$$V_{E2} = \left( \frac{V_{CC}}{R_{B_{1b}}} - \frac{V_{BE_2}}{R_{B_2}} - \frac{I_{C_{Q1}}}{\beta_2 + 1} \right) \times R_{B_2} \quad (13.3)$$

- Tensões quiescentes entre coletores e emissores:

Pelo circuito da Figura 21, tem-se que:



$$V_{CE(Q1)} = V_{E2} - V_{E1} = V_{E2} - \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times R_E \times I_{CQ1}$$

Usando-se a Equação 13.3, tem-se:

$$V_{CE(Q1)} = \left( \frac{V_{CC}}{R_{B1b}} - \frac{V_{BE2}}{R_{B2}} - \frac{I_{CQ1}}{\beta_2 + 1} \right) \times R_{B2} - \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times R_E \times I_{CQ1}$$

⇒

$$V_{CE(Q1)} = \left( \frac{V_{CC}}{R_{B1b}} - \frac{V_{BE2}}{R_{B2}} \right) \times R_{B2} - \left( \frac{R_{B2}}{\beta_2 + 1} + \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times R_E \right) \times I_{CQ1} \quad (13.4)$$

Ainda, pelo circuito da Figura 21, tem-se que:

$$V_{CE(Q2)} = V_C - V_{E2} = V_{CC} - R_C \times I_{CQ2} - V_{E2}$$

Usando-se as Equações 13.2 e 13.3, chega-se a:

$$V_{CE(Q2)} = V_{CC} - R_C \times \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \times I_{CQ1} - \left( \frac{V_{CC}}{R_{B1b}} - \frac{V_{BE2}}{R_{B2}} - \frac{I_{CQ1}}{\beta_2 + 1} \right) \times R_{B2}$$

⇒

$$V_{CE(Q2)} = \left( 1 - \frac{R_{B2}}{R_{B1b}} \right) \times V_{CC} + V_{BE2} - \left( \frac{\beta_2 \times R_C - R_{B2}}{\beta_2 + 1} \right) \times I_{CQ1}$$

⇒

$$V_{CE(Q2)} = \left( \frac{R_{B1b}}{R_{B1b} + R_{B2b}} \right) \times V_{CC} + V_{BE2} - \left( \frac{\beta_2 \times R_C - R_{B2}}{\beta_2 + 1} \right) \times I_{CQ1} \quad (13.5)$$

O ponto quiescente do circuito da Figura 21 fica, portanto, totalmente caracterizado pela resolução das Equações 13.1; 13.2; 13.4 e 13.5.

- Estabilidade do ponto quiescente:

A estabilidade desse ponto quiescente depende da estabilidade de  $I_{CQ1}$  e, portanto, vale:

$$S \cong 1 + \frac{R_{B1}}{R_E}$$

**13.b.** - Ponto de polarização do circuito da Figura 21 se:  $V_{CC} = 24 \text{ V}$ ;  $R_{B1a} = 390 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{B1b} = 220 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{B2a} = R_{B2b} = 33 \text{ k}\Omega$ ;  $R_C = 22 \text{ k}\Omega$  e  $R_E = 2,2 \text{ k}\Omega$ :

$$R_{B_1} = \frac{R_{B_{1a}} \times R_{B_{2a}}}{R_{B_{1a}} + R_{B_{2a}}} = \frac{390k \times 33k}{390k + 33k} = 30,426 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- E, pela Equação 13.1, tem-se:

$$I_{C_{Q1}} = \frac{\left( \frac{24}{390k} - \frac{0,626}{30,426k} \right) \times 30,426k \times 174}{30,426k + 175 \times 2,2k} = 522,027 \text{ [}\mu\text{A}\text{]}$$

- Pela Equação 13.2, tem-se:

$$I_{C_{Q2}} = \frac{188}{189} \times 522,027 \mu = 519,26 \text{ [}\mu\text{A}\text{]}$$

- Na base de  $Q_2$ , tem-se que:

$$R_{B_2} = \frac{R_{B_{1b}} \times R_{B_{2b}}}{R_{B_{1b}} + R_{B_{2b}}} = \frac{220k \times 33k}{220k + 33k} = 28,7 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- E, pela Equação 13.3, tem-se:

$$V_{E_2} = \left( \frac{24}{220k} - \frac{0,624}{28,7k} - \frac{522,027 \mu}{189} \right) \times 28,7k = 2,427 \text{ [V]}$$

- Pela Equação 13.4, tem-se:

$$V_{CE(Q1)} = \left( \frac{24}{220k} - \frac{0,624}{28,7k} \right) \times 28,7k - \left( \frac{28,7k}{189} + \frac{175}{174} \times 2,2k \right) \times 522,027 \mu = 1,272 \text{ [V]}$$

- E, pela Equação 13.5, tem-se:

$$V_{CE(Q2)} = \left( \frac{220k}{220k + 33k} \right) \times 24 + 0,624 - \left( \frac{188 \times 22k - 28,7k}{189} \right) \times 522,027 \mu = 10,15 \text{ [V]}$$

- O fator de estabilidade vale:

$$S \cong 1 + \frac{R_{B_1}}{R_E} = 1 + \frac{30,426k}{2,2k} = 14,8$$

$\Rightarrow$  estável.

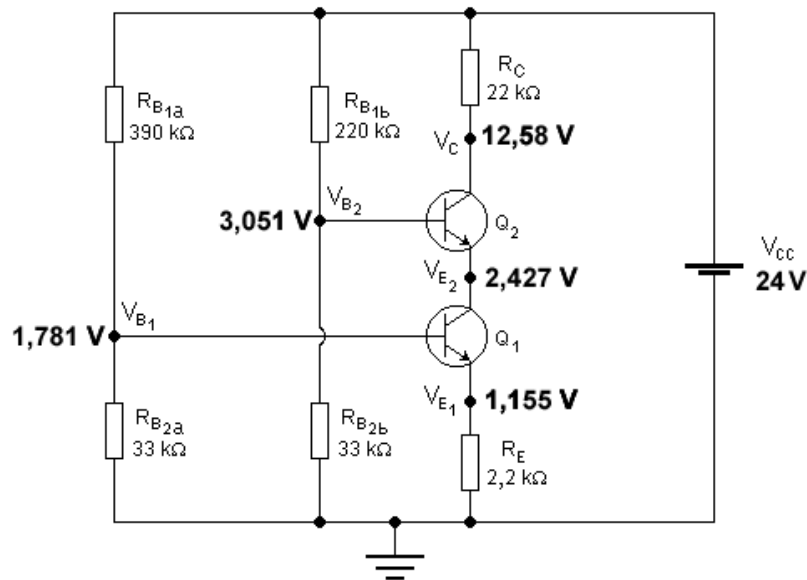


Figura 22 – Grandezas Quiescentes do Amplificador *Cascode* da Figura 21.

A Figura 22 mostra as tensões quiescentes em todos os pontos do amplificador *cascode* da Figura 21, medidas em relação ao ponto de *terra*.

**13.c.** - Cálculo do ganho de tensão, da resistência de entrada e da resistência de saída do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências, em vazio:

- Parâmetros incrementais:

- Transcondutâncias:

$$g_{m_1} = \frac{522,027\mu}{1,0022 \times 25,6926m} = 20,27 \text{ [mA/V]} \text{ e } g_{m_2} = \frac{519,26\mu}{1,0022 \times 25,6926m} = 20,17 \text{ [mA/V]}$$

- Resistências incrementais de entrada:

$$r_{\pi_1} = \frac{\beta_{AC_1}}{g_{m_1}} = \frac{174}{20,27m} = 8,58 \text{ [k}\Omega\text{]} \text{ e } r_{\pi_2} = \frac{\beta_{AC_2}}{g_{m_2}} = \frac{188}{20,17m} = 9,32 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistências incrementais de saída:

$$r_{o_1} = \frac{V_{AF_1} + V_{CE(Q_1)} - V_{BE_1}}{I_{C_{Q_1}}} = \frac{110,4 + 1,272 - 0,626}{522,027\mu} = 212,72 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$r_{o_2} = \frac{V_{AF_2} + V_{CE(Q_2)} - V_{BE_2}}{I_{C_{Q_2}}} = \frac{110,4 + 10,15 - 0,624}{519,26\mu} = 230,95 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Amplificador base-comum ( $Q_2$ ):
- Resistência de entrada vista no emissor:

$$R_{i_2}^* = \frac{r_{\pi_2} \times (r_{o_2} + R_{C_2}^*)}{r_{\pi_2} + R_{C_2}^* + r_{o_2} \times (1 + g_{m_2} r_{\pi_2})}$$

Como o amplificador está em vazio,  $R_{C_2}^* = R_{C_2} = 22 \text{ k}\Omega$ . Então:

$$R_{i_2}^* = R_{L_1} = \frac{9,32k \times (230,95k + 22k)}{9,32k + 22k + 230,95k \times 189} = 53,985 \quad [\Omega]$$

- Ganho de tensão:

$$A_{v_2} = \left( \frac{1}{r_{o_2}} + g_{m_2} \right) \times \frac{r_{o_2} \times R_{C_2}^*}{r_{o_2} + R_{C_2}^*} = \left( \frac{1}{230,95k} + 20,17m \right) \times \frac{230,95k \times 22k}{230,95k + 22k} = 405,16 \quad [\text{V/V}]$$

- Amplificador emissor-comum ( $Q_1$ ):

Para este amplificador, o emissor de  $Q_1$  está desacoplado por  $C_E$  e, portanto,  $R_{EAC} = 0$ . O coletor de  $Q_1$ , por outro lado, está acoplado diretamente à entrada do base-comum, portanto,  $R_{C_1}^* = R_{L_1} = 53,985 \Omega$ . Então:

- Ganho de tensão:

$$A_{v_1} = - \frac{r_{o_1} \times R_{L_1}}{r_{o_1} + R_{L_1}} \times g_{m_1} = - \frac{212,72k \times 53,985}{212,72k + 53,985} \times 20,27m = -1,0942 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_{i_1}^* = r_{\pi_1} = 8,58 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Resistência de entrada:

$$R_{i_1} = \frac{R_{i_1}^* \times R_{B_1}}{R_{i_1}^* + R_{B_1}} = \frac{8,58k \times 30,426k}{8,58k + 30,426k} = 6,694 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Resistência de saída:

$$R_{o_1} = R_{ger_2} = r_{o_1} = 212,72 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Amplificador base-comum ( $Q_2$ ):
- Resistência de saída:

Como o emissor de  $Q_2$  está diretamente acoplado ao coletor de  $Q_1$ , então,  $R_{S2} = R_{ger2} = 212,72 \text{ k}\Omega$ . Portanto:

$$r'_{\pi_2} = \frac{r_{\pi_2} \times R_{S_2}}{r_{\pi_2} + R_{S_2}} = \frac{9,32k \times 212,72k}{9,32k + 212,72k} = 8,93 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_{o_2} = \frac{r'_{\pi_2} + \frac{g_{m_2} r_{\pi_2} r_{o_2} R_{ger_2} \times (r_{o_2} + R_C)}{r_{\pi_2} \times (R_{ger_2} + r_{o_2} + R_C) + R_{ger_2} \times [R_C + r_{o_2} \times (1 + g_{m_2} r_{\pi_2})]}}{r'_{\pi_2} + \frac{g_{m_2} r_{\pi_2} r_{o_2}^2 R_{ger_2}}{r_{\pi_2} \times (R_{ger_2} + r_{o_2}) + r_{o_2} R_{ger_2} \times (1 + g_{m_2} r_{\pi_2})}} \times \frac{(r'_{\pi_2} + r_{o_2}) \times R_C}{R_C + r'_{\pi_2} + r_{o_2}}$$

Substituindo-se os valores numéricos das grandezas e resolvendo-se a equação acima, chega-se ao resultado:

$$R_{o_2} = 21,988 \text{ k}\Omega$$

- Amplificador global:
- Ganho de tensão:

$$A_v = A_{v_1} \times A_{v_2} = -1,0942 \times 405,16$$

⇒

$$\boxed{A_v = -443,337 \text{ V/V}}$$

ou

$$A_v = 52,935 \text{ dB, inversor}$$

- Resistência de entrada:

$$\boxed{R_i = R_{i_1} = 6,694 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

$$\boxed{R_o = R_{o_2} = 21,988 \text{ k}\Omega}$$

- Conclusões:

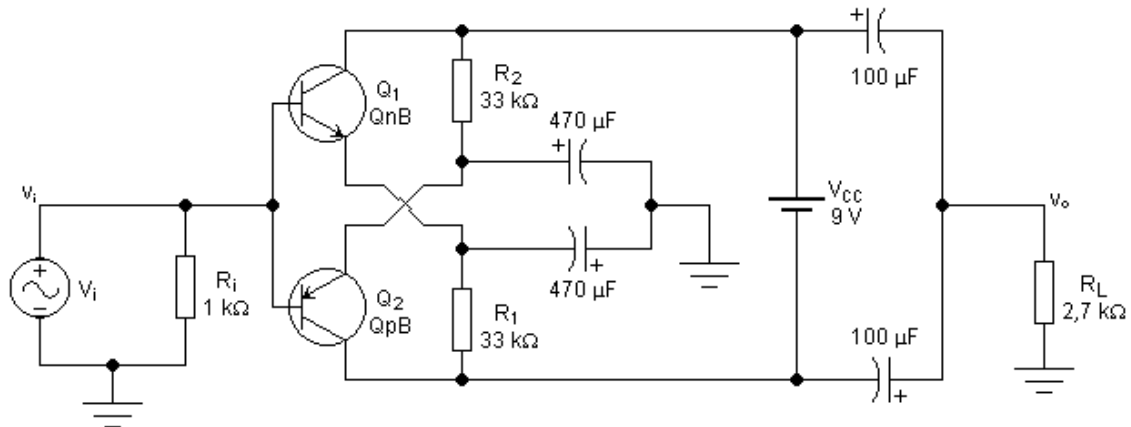


Figura 23 – Amplificador Emissor-Comum com Alimentação Flutuante.

O amplificador *cascode* possui ganho de tensão, resistência de entrada e resistência de saída da mesma ordem de grandeza de um amplificador emissor-comum convencional, polarizado no mesmo ponto quiescente e submetido à mesma carga. A resposta em frequências, no entanto, é muito mais estendida, em altas, no amplificador *cascode*. Isso se dá pelo fato de que, no amplificador *cascode*, o ganho de tensão está quase que totalmente concentrado no base-comum, que não possui efeito Miller. O primeiro estágio, que é um amplificador *EC*, possui efeito Miller, mas, como possui um ganho de tensão muito próximo da unidade, esse efeito, que é proporcional ao módulo do ganho, torna-se inócuo. Esse tipo de amplificador é, portanto, muito usado em aplicações de alta frequência, como em amplificadores de *RF*, por exemplo. Uma aplicação secundária, dada a esse tipo de circuito, envolve distribuição da tensão  $V_{CE}$ . Na construção de circuitos integrados bipolares, em tecnologias convencionais, as tensões de ruptura dos transistores são, normalmente, baixas ( $\leq 20 V$ ). Para poder trabalhar com tensões de alimentação maiores, muitas vezes usa-se o amplificador *cascode* no lugar do *EC* convencional, com aplicação de tensões  $V_{CE}$  igualmente distribuídas entre os dois transistores,  $Q_1$  e  $Q_2$ .

## 14. Amplificador Emissor-Comum com Alimentação Flutuante

### 14.1. Proposição:

Dado o circuito da Figura 23, calcular @ 27 °C:

14.a. - O ponto de polarização.

14.b. - O ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída, em pequenos sinais e baixas frequências.

Dados dos transistores @ 27 °C:

- $QnB$ :  $\beta_1 = 291$ ;  $V_{BE1} = 0,583 V$ ;  $N_{F1} = 1,0022$  e  $V_{AF1} = 66,4 V$ .
- $QpB$ :  $\beta_2 = 292$ ;  $|V_{BE2}| = 0,573 V$ ;  $N_{F2} = 1,000$  e  $V_{AF2} = 30,9 V$ .

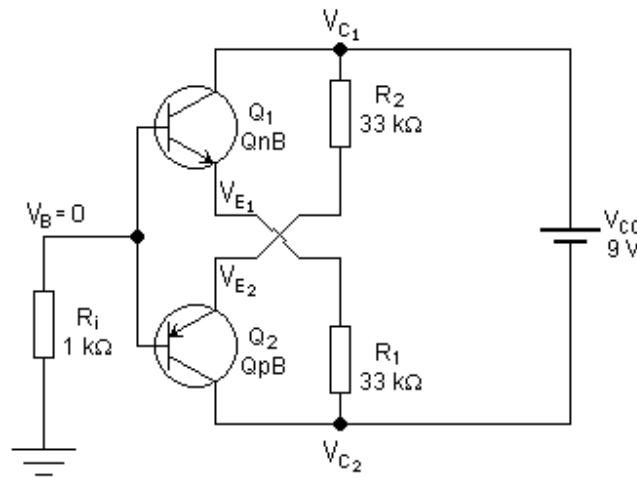


Figura 24 – Equivalente DC do Circuito da Figura 23.

Todos os capacitores devem ser considerados como curtos-circuitos em AC e circuitos abertos em DC, em regime permanente.

## 14.2. Resolução:

14.a. - Ponto de polarização:

Para o cálculo do ponto de polarização, deve-se analisar o circuito equivalente DC, mostrado na Figura 24. Pelo Teorema da Superposição, a fonte  $V_i$  deveria ser curto-circuitada no equivalente DC, mas, no caso, não faz diferença, visto que no ponto de interligação das bases a tensão é sempre nula, pois não há caminho fechado de corrente contínua entre o circuito e o terminal de terra. Equacionando-se o circuito da Figura 24, tem-se que:

$$\frac{V_{C_1} - V_{E_2}}{R_2} = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \times I_{C_2} \quad ; \quad \frac{V_{E_1} - V_{C_2}}{R_1} = \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \quad ; \quad V_{C_1} - V_{C_2} = V_{CC}$$

$$V_{E_1} = -V_{BE_1} \quad ; \quad V_{E_2} = V_{EB_2} \quad ; \quad I_{B_1} = |I_{B_2}| \quad \text{e} \quad R_1 = R_2 = R_E$$

Agrupando-se as equações acima, tem-se que:

$$I_{C_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE_1} - V_{EB_2}}{(\beta_1 + \beta_2 + 2) \times R_E} \times \beta_1$$

e

$$|I_{C_2}| = \frac{V_{CC} - V_{BE_1} - V_{EB_2}}{(\beta_1 + \beta_2 + 2) \times R_E} \times \beta_2$$

Então:

$$I_{C_1} = \frac{9 - 0,583 - 0,573}{(291 + 292 + 2) \times 33k} \times 291 = 118,239 \quad [\mu A]$$

e

$$|I_{C_2}| = \frac{9 - 0,583 - 0,573}{(291 + 292 + 2) \times 33k} \times 292 = 118,645 \quad [\mu A]$$

Mas

$$V_{C_1} = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \times R_E \times I_{C_2} + V_{EB_2} \quad \text{e} \quad V_{C_2} = -\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times R_E \times I_{C_1} - V_{BE_1}$$

Então:

$$V_{C_1} = \frac{293}{292} \times 33k \times 118,645 \mu + 0,573 = 4,5017 \quad [V]$$

e

$$V_{C_2} = -\frac{292}{291} \times 33k \times 118,239 \mu - 0,583 = -4,4983 \quad [V]$$

Portanto:

$$V_{CE_1} = V_{C_1} + V_{BE_1} = 4,5017 + 0,583 = 5,0847 \quad [V]$$

e

$$|V_{CE_2}| = V_{EB_2} - V_{C_2} = 0,573 + 4,4983 = 5,0713 \quad [V]$$

- Parâmetros incrementais:

- Transcondutâncias:

$$g_{m_1} = \frac{118,239 \mu}{1,0022 \times 25,865 m} = 4,5614 \quad [mA/V] \quad \text{e} \quad g_{m_2} = \frac{118,645 \mu}{1,00 \times 25,865 m} = 4,5871 \quad [mA/V]$$

- Resistências incrementais de entrada:

$$r_{\pi_1} = \frac{291}{4,5614 m} = 63,797 \quad [k\Omega] \quad \text{e} \quad r_{\pi_2} = \frac{292}{4,5871 m} = 63,657 \quad [k\Omega]$$

- Resistências incrementais de saída:

$$r_{o_1} = \frac{66,4 + 5,0847 - 0,583}{118,239 \mu} = 599,647 \quad [k\Omega] \quad \text{e} \quad r_{o_2} = \frac{30,9 + 5,0713 - 0,573}{118,645 \mu} = 298,354 \quad [k\Omega]$$

**14.b.** - Ganho de tensão, resistência de entrada e resistência de saída, em pequenos sinais e baixas frequências:



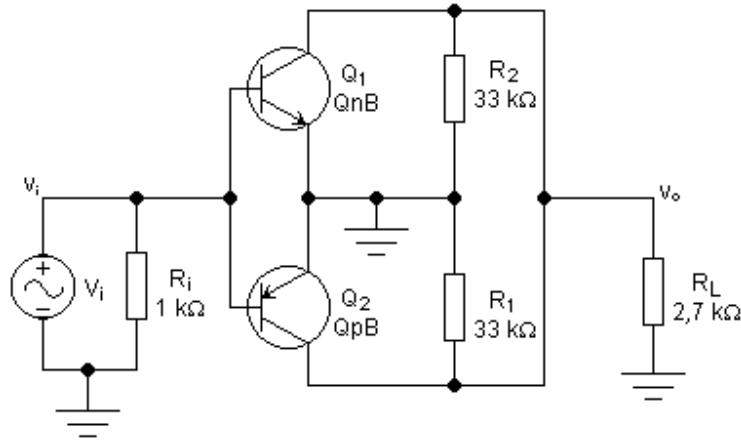


Figura 25 - Equivalente AC do Circuito da Figura 23.

Para esses cálculos, deve-se analisar o circuito equivalente AC mostrado na Figura 25. Como, em AC, os dois transistores estão totalmente em paralelo, tem-se que  $v_{BE1} = v_{BE2}$  e os parâmetros incrementais globais valem:

$$g_m = g_{m_1} + g_{m_2} = 4,5614m + 4,5871m = 9,1485 \quad [\text{mA/V}]$$

$$r_\pi = \frac{r_{\pi_1} \times r_{\pi_2}}{r_{\pi_1} + r_{\pi_2}} = \frac{63,797k \times 63,657k}{63,797k + 63,657k} = 31,863 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r_o = \frac{r_{o_1} \times r_{o_2}}{r_{o_1} + r_{o_2}} = \frac{599,647k \times 298,354k}{599,647k + 298,354k} = 199,228 \quad [\text{k}\Omega]$$

A carga total do amplificador ( $R_1 // R_2 // R_L$ ) vale:

$$R_C^* = \frac{\frac{R_E}{2} \times R_L}{\frac{R_E}{2} + R_L} = \frac{\frac{33k}{2} \times 2,7k}{\frac{33k}{2} + 2,7k} = 2,32 \quad [\text{k}\Omega]$$

O amplificador é do tipo EC com  $R_E = 0$ . Portanto:

- Ganho de tensão:

$$A_v = -g_m \times \frac{r_o \times R_C^*}{r_o + R_C^*} = -9,1485m \times \frac{199,228k \times 2,32k}{199,228k + 2,32k}$$

⇒

$$\boxed{A_v = -20,983 \text{ V/V}}$$

ou

$$A_v = 26,44 \text{ dB, inversor}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{r_\pi \times 1k}{r_\pi + 1k} = \frac{31,863k \times 1k}{31,863k + 1k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 969,57 \ \Omega}$$

- Resistência de saída:

$$R_o = \frac{r_o \times R_C}{r_o + R_C} = \frac{199,228k \times 16,5k}{199,228k + 16,5k}$$

⇒

$$\boxed{R_o = 15,238 \text{ k}\Omega}$$

- Conclusões:

O circuito da Figura 23 é um amplificador de alto ganho em vazio ( $|A_{v(\text{vazio})}| = 139,4 \text{ V/V}$ ), baixa resistência de entrada, alta resistência de saída e baixo consumo em *DC* ( $2,13 \text{ mW}$ ). Como a tensão contínua nas bases é nula, fontes de sinal que não possuam componente *DC* podem ser acopladas diretamente à entrada, sem capacitor de passagem. Esse tipo de amplificador é ideal para transdutores eletromagnéticos de áudio, tais como: microfones dinâmicos, cápsulas magnéticas de toca-discos, cabeças magnéticas de toca-fitas, etc.. A alimentação pode ser feita por uma pilha ou bateria de  $9 \text{ V}$ , dando ao circuito características portáteis e eliminando ruídos inerentes a fontes de alimentação provenientes de circuitos retificadores. Além disso, é uma ótima arquitetura para exercitar cálculos de circuitos analógicos amplificadores, devido à sua relativa complexidade. O leitor deve perceber que os resistores  $R_1$  e  $R_2$ , que são resistores de emissor em *DC*, fazem o papel de resistores de coletor em *AC*.

## 15. Estabilidade de Pontos Quiescentes

### 15.1. Proposição:

Os transistores da Figura 26 foram polarizados no mesmo ponto quiescente e, por isso, alguns resistores foram colocados com valores quebrados e com precisão de seis casas decimais. Estudar a estabilidade desses pontos quiescentes em três situações:

**15.a.** - Variações de  $I_{CQ}$  em função dos ganhos de corrente dos transistores ( $\Delta I_{CQ}/\Delta\beta$ ).

**15.b.** - Variações de  $I_{CQ}$  em função da temperatura ( $\Delta I_{CQ}/\Delta\theta$ ).

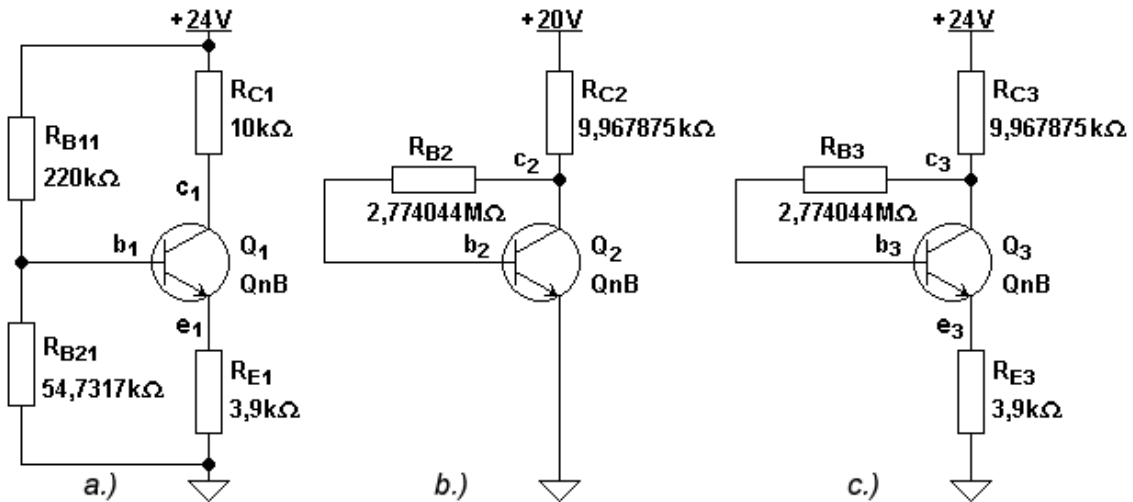


Figura 26 - Três Transistores *npn* Polarizados no Mesmo Ponto Quiescente. a.) Com Divisor de Base e Com Realimentação Negativa de Emissor. b.) Com Realimentação Negativa de Coletor. c.) Com Realimentação Negativa de Coletor e de Emissor.

15.c. - Variações de  $I_{CQ}$  em função das tensões de alimentação ( $\Delta I_{CQ}/\Delta V_{CC}$ ).

15.d. - Concluir qual dos três circuitos é, em linhas gerais, mais estável estaticamente.

Considerar  $\Delta\theta = 50\text{ }^\circ\text{C}$  ( $0 \sim 50\text{ }^\circ\text{C}$ ),  $\Delta V_{CC} = \pm 0,5\text{ V}$  e  $\Delta\beta = \beta_{max} - \beta_{min}$ .

Dados:

Transistor **QnB**  $\equiv \beta_{tip} = 310,2984$  e  $V_{BEtip} = 0,63685\text{ V}$  @  $27\text{ }^\circ\text{C}$ .

- Espalhamento de fabricação  $\equiv \beta_{min} = 188,554$  c/  $V_{BEmax} = 0,637\text{ V}$  e  $\beta_{max} = 583,85$  c/  $V_{BEmin} = 0,63615\text{ V}$  @  $27\text{ }^\circ\text{C}$ .
- Espalhamento térmico:  $\beta_{(50\text{ }^\circ\text{C})} = 316,7076$ ;  $\beta_{(0\text{ }^\circ\text{C})} = 302,243$ ;  $V_{BE(50\text{ }^\circ\text{C})} = 0,58848\text{ V}$ ;  $V_{BE(0\text{ }^\circ\text{C})} = 0,69254\text{ V}$ .

### 15.2. Resolução:

- Grandezas quiescentes:
- Circuito da Figura 26a:

$$I_{C_1} = \frac{\left( \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{B_{11}}} - \frac{V_{BE}}{R_{B_1}} \right) \times R_{B_1} \times \beta}{R_{B_1} + (\beta + 1) \times R_{E_1}}$$

e

$$V_{CE_1} = V_{CC} - \left( R_{C_1} + \frac{\beta + 1}{\beta} \times R_{E_1} \right) \times I_{C_1}$$

Onde:

$$R_{B_1} = \frac{R_{B_{11}} \times R_{B_{21}}}{R_{B_{11}} + R_{B_{21}}} = \frac{220k \times 54,7317k}{220k + 54,7317k} = 43,83 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Circuito da Figura 26b:

$$I_{C_2} = \frac{V_{CC_2} - V_{BE}}{R_{B_2} + (\beta + 1) \times R_{C_2}} \times \beta$$

e

$$V_{CE_2} = V_{CC_2} - \frac{\beta + 1}{\beta} \times R_{C_2} \times I_{C_2}$$

- Circuito da Figura 26c:

$$I_{C_3} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{B_3} + (\beta + 1) \times (R_{C_3} + R_{E_3})} \times \beta$$

e

$$V_{CE_3} = V_{CC} - \frac{\beta + 1}{\beta} \times (R_{C_3} + R_{E_3}) \times I_{C_3}$$

**15.a.** - Variações de  $I_{CQ}$  em função dos ganhos de corrente dos transistores ( $\Delta I_{CQ} / \Delta \beta$ ):

**15.a.1.** - Circuito da Figura 26a:

- Espalhamento de fabricação:

-  $\beta_{min} = 188,554$  e  $V_{BE_{max}} = 0,637$  V:

$$I_{C_1(\min)} = \frac{\left( \frac{24}{220k} - \frac{0,637}{43,83k} \right) \times 43,83k \times 188,554}{43,83k + (188,554 + 1) \times 3,9k} = 997,882 \quad [\mu\text{A}]$$

e

$$V_{CE_1(\max)} = 24 - \left( 10k + \frac{188,554 + 1}{188,554} \times 3,9k \right) \times 997,882 \mu = 10,109 \quad [\text{V}]$$

-  $\beta_{max} = 583,85$  e  $V_{BE_{min}} = 0,63615$  V:

$$I_{C_1(\max)} = \frac{\left( \frac{24}{220k} - \frac{0,63615}{43,83k} \right) \times 43,83k \times 583,85}{43,83k + (583,85 + 1) \times 3,9k} = 1,04103 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_1(\min)} = 24 - \left( 10k + \frac{583,85 + 1}{583,85} \times 3,9k \right) \times 1,04103m = 9,5228 \text{ [V]}$$

**15.a.2. - Circuito da Figura 26b:**

- Espalhamento de fabricação:

-  $\beta_{\min} = 188,554$  e  $V_{BE\max} = 0,637$  V:

$$I_{C_2(\min)} = \frac{20 - 0,637}{2,774044M + (188,554 + 1) \times 9,967875k} \times 188,554 = 782,883 \text{ [\mu A]}$$

e

$$V_{CE_2(\max)} = 20 - \frac{188,554 + 1}{188,554} \times 9,967875k \times 782,883\mu = 12,155 \text{ [V]}$$

-  $\beta_{\max} = 583,85$  e  $V_{BE\min} = 0,63615$  V:

$$I_{C_2(\max)} = \frac{20 - 0,63615}{2,774044M + (583,85 + 1) \times 9,967875k} \times 583,85 = 1,314 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_2(\min)} = 20 - \frac{583,85 + 1}{583,85} \times 9,967875k \times 1,314m = 6,88 \text{ [V]}$$

**15.a.3. - Circuito da Figura 26c:**

- Espalhamento de fabricação:

-  $\beta_{\min} = 188,554$  e  $V_{BE\max} = 0,637$  V:

$$I_{C_2(\min)} = \frac{24 - 0,637}{2,774044M + (188,554 + 1) \times (9,967875k + 3,9k)} \times 188,554 = 815,36 \text{ [\mu A]}$$

e

$$V_{CE_2(\max)} = 24 - \frac{188,554 + 1}{188,554} \times (9,967875k + 3,9k) \times 815,36\mu = 12,633 \text{ [V]}$$

-  $\beta_{\max} = 583,85$  e  $V_{BE\min} = 0,63615$  V:

$$I_{C_2(\max)} = \frac{24 - 0,63615}{2,774044M + (583,85 + 1) \times (9,967875k + 3,9k)} \times 583,85 = 1,2532 \quad [\text{mA}]$$

e

$$V_{CE_2(\min)} = 24 - \frac{583,85 + 1}{583,85} \times (9,967875k + 3,9k) \times 1,2532m = 6,591 \quad [\text{V}]$$

**15.b.** - Variações de  $I_{CQ}$  em função da temperatura ( $\Delta I_{CQ}/\Delta\theta$ ):

**15.b.1.** - Circuito da Figura 26a:

- Caso típico @ 27 °C:

$$I_{C_1(\text{tip})} = \frac{\left( \frac{24}{220k} - \frac{0,63685}{43,83k} \right) \times 43,83k \times 310,2984}{43,83k + (310,2984 + 1) \times 3,9k} = 1,02235 \quad [\text{mA}]$$

e

$$V_{CE_1(\text{tip})} = 24 - \left( 10k + \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times 3,9k \right) \times 1,02252m = 9,7765 \quad [\text{V}]$$

- Caso típico @ 50 °C:

$$I_{C_1(50^\circ\text{C})} = \frac{\left( \frac{24}{220k} - \frac{0,58848}{43,83k} \right) \times 43,83k \times 316,7076}{43,83k + (316,7076 + 1) \times 3,9k} = 1,03507 \quad [\text{mA}]$$

e

$$V_{CE_1(50^\circ\text{C})} = 24 - \left( 10k + \frac{316,7076 + 1}{316,7076} \times 3,9k \right) \times 1,03507m = 9,6 \quad [\text{V}]$$

- Caso típico @ 0 °C:

$$I_{C_1(0^\circ\text{C})} = \frac{\left( \frac{24}{220k} - \frac{0,69254}{43,83k} \right) \times 43,83k \times 302,243}{43,83k + (302,243 + 1) \times 3,9k} = 1,00759 \quad [\text{mA}]$$

e

$$V_{CE_1(0^\circ\text{C})} = 24 - \left( 10k + \frac{302,243 + 1}{302,243} \times 3,9k \right) \times 1,00759m = 9,9815 \quad [\text{V}]$$

**15.b.2.** - Circuito da Figura 26b:

- Caso típico @ 27 °C:

$$I_{C_2(\text{tip})} = \frac{20 - 0,63685 \text{ V}}{2,774044M + (310,2984 + 1) \times 9,967875k} \times 310,2984 = 1,02235 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_2(\text{tip})} = 20 - \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times 9,967875k \times 1,02235m = 9,7765 \text{ [V]}$$

- Caso típico @ 50 °C:

$$I_{C_2(50^\circ C)} = \frac{20 - 0,58848 \text{ V}}{2,774044M + (316,7076 + 1) \times 9,967875k} \times 316,7076 = 1,03482 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_2(50^\circ C)} = 20 - \frac{316,7076 + 1}{316,7076} \times 9,967875k \times 1,03482m = 9,6525 \text{ [V]}$$

- Caso típico @ 0 °C:

$$I_{C_2(0^\circ C)} = \frac{20 - 0,69254 \text{ V}}{2,774044M + (302,243 + 1) \times 9,967875k} \times 302,243 = 1,0067 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_2(0^\circ C)} = 20 - \frac{302,243 + 1}{302,243} \times 9,967875k \times 1,0067m = 9,9322 \text{ [V]}$$

**15.b.3. - Circuito da Figura 26c:**

- Caso típico @ 27 °C:

$$I_{C_3(\text{tip})} = \frac{24 - 0,63685 \text{ V}}{2,774044M + (310,2984 + 1) \times (9,967875k + 3,9k)} \times 310,2984 = 1,02235 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_3(\text{tip})} = 24 - \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times (9,967875k + 3900) \times 1,02235m = 9,7765 \text{ [V]}$$

- Caso típico @ 50 °C:

$$I_{C_3(50^\circ C)} = \frac{24 - 0,58848 \text{ V}}{2,774044M + (316,7076 + 1) \times (9,967875k + 3,9k)} \times 316,7076 = 1,03268 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_3(50^\circ C)} = 24 - \frac{316,7076 + 1}{316,7076} \times (9,967875k + 3,9k) \times 1,03268m = 9,6337 \text{ [V]}$$

- Caso típico @ 0 °C:

$$I_{C_3(0^\circ C)} = \frac{24 - 0,69254 \text{ V}}{2,774044M + (302,243 + 1) \times (9,967875k + 3,9k)} \times 302,243 = 1,0093 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_3(0^\circ C)} = 24 - \frac{302,243 + 1}{302,243} \times (9,967875k + 3,9k) \times 1,0093m = 9,9564 \text{ [V]}$$

**15.c.** - Variações de  $I_{CQ}$  em função das tensões de alimentação ( $\Delta I_{CQ}/\Delta V_{CC}$ ):

**15.c.1.** - Circuito da Figura 26a:

-  $V_{CC} = 24,5 \text{ V}$ :

$$I_{C_1(24,5V)} = \frac{\left( \frac{24,5}{220k} - \frac{0,63685}{43,83k} \right) \times 43,83k \times 310,2984}{43,83k + (310,2984 + 1) \times 3,9k} = 1,047 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_1(24,5V)} = 24,5 - \left( 10k + \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times 3,9k \right) \times 1,047m = 9,9347 \text{ [V]}$$

-  $V_{CC} = 23,5 \text{ V}$ :

$$I_{C_1(23,5V)} = \frac{\left( \frac{23,5}{220k} - \frac{0,63685}{43,83k} \right) \times 43,83k \times 310,2984}{43,83k + (310,2984 + 1) \times 3,9k} = 997,774 \text{ [A]}$$

e

$$V_{CE_1(23,5V)} = 23,5 - \left( 10k + \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times 3,9k \right) \times 997,774\mu = 9,6184 \text{ [V]}$$

**15.c.2.** - Circuito da Figura 26b:

-  $V_{CC} = 20,5 \text{ V}$ :

$$I_{C_2(20,5V)} = \frac{20,5 - 0,63685 \text{ V}}{2,774044M + (310,2984 + 1) \times 9,967875k} \times 310,2984 = 1,04875 \text{ [mA]}$$

e

$$V_{CE_2(20,5V)} = 20,5 - \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times 9,967875k \times 1,04875m = 10,0126 \text{ [V]}$$

-  $V_{CC} = 19,5 \text{ V}$ :

$$I_{C_2(19,5V)} = \frac{19,5 - 0,63685 \text{ V}}{2,774044M + (310,2984 + 1) \times 9,967875k} \times 310,2984 = 995,9465 \text{ [\mu A]}$$



e

$$V_{CE_2(19,5V)} = 19,5 - \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times 9,967875k \times 995,9465\mu = 9,5405 \quad [V]$$

**15.c.3.** - Circuito da Figura 26c:

$$- V_{CC} = 24,5 V:$$

$$I_{C_3(24,5V)} = \frac{24,5 - 0,63685 V}{2,774044M + (310,2984 + 1) \times (9,967875k + 3,9k)} \times 310,2984 = 1,04423 \quad [mA]$$

e

$$V_{CE_3(24,5V)} = 24,5 - \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times (9,967875k + 3,9k) \times 1,04423m = 9,9721 \quad [V]$$

$$- V_{CC} = 23,5 V:$$

$$I_{C_3(23,5V)} = \frac{23,5 - 0,63685 V}{2,774044M + (310,2984 + 1) \times (9,967875k + 3,9k)} \times 310,2984 = 1,0005 \quad [mA]$$

e

$$V_{CE_3(23,5V)} = 23,5 - \frac{310,2984 + 1}{310,2984} \times (9,967875k + 3,9k) \times 1,0005m = 9,5809 \quad [V]$$

**15.d.** - Conclusões:**15.d.1.** - Caso típico @ 27 °C:

O ponto quiescente, tipicamente, é igual para os três circuitos, isto é,  $I_{CQ} = 1,02235 mA$  e  $V_{CEQ} = 9,7765 V$ .

**15.d.2.** - Variação do ponto quiescente em função de  $\beta$ :

$$997,882\mu A \leq I_{C_1} \leq 1,04103mA$$

$$782,883\mu A \leq I_{C_2} \leq 1,3140mA$$

$$815,360\mu A \leq I_{C_3} \leq 1,2532mA$$

Conclui-se, então, que em função da variação do  $\beta$ , o circuito de polarização da Figura 26a é bem mais estável.

**15.d.2.** - Variação do ponto quiescente em função de  $\theta$ :

$$1,00759mA \leq I_{C_1} \leq 1,03507mA$$

$$1,00670mA \leq I_{C_2} \leq 1,03482mA$$

$$1,00930mA \leq I_{C_3} \leq 1,03268mA$$

Conclui-se, então, que em função da variação da temperatura, o circuito de polarização da Figura 26c é um pouco mais estável.

**15.d.3.** - Variação do ponto quiescente em função de  $V_{CC}$ :

$$997,774\mu A \leq I_{C_1} \leq 1,0470mA$$

$$995,946\mu A \leq I_{C_2} \leq 1,04875mA$$

$$1,0005mA \leq I_{C_3} \leq 1,04423mA$$

Conclui-se, então, que em função da variação de  $V_{CC}$ , o circuito de polarização da Figura 26c é um pouco mais estável.

**15.d.4.** - Conclusão:

Embora o circuito da Figura 26c tenha um ponto quiescente levemente mais estável do que os outros dois, em função da variação de  $V_{CC}$  e de  $\theta$ , o circuito da Figura 26a possui um ponto de polarização bem mais estável em função da variação do  $\beta$ . O circuito da Figura 26a deve, portanto, ser preferido em projetos de eletrônica analógica discreta, porque a variação de  $\beta$ , devido ao espalhamento de fabricação, afeta muito mais esses tipos de circuito, em montagens seriais e em casos de manutenção, do que as variações de  $V_{CC}$  e de  $\theta$ . A variação térmica, em circuitos de pequenos sinais, normalmente só é causada pela variação da temperatura ambiente e, nesses tipos de circuito, normalmente a tensão de alimentação advém de uma fonte estabilizada e bem filtrada. As influências de  $I_{C_{B0}}$  não foram computadas nos cálculos porque os seus efeitos já estão englobados nas variações térmicas dos  $\beta$ 's e porque, em qualquer situação, são desprezíveis nesses tipos de circuito. O circuito da Figura 26b possui a pior estabilidade dos três, mas tem o atrativo da simplicidade e pode ser usado em algumas aplicações onde a variação do ponto quiescente não é muito importante.

## 16. Amplificadores EC com Várias Topologias de Polarização

### 16.1. Proposição:

**16.a.** - Estudar o comportamento do circuito da Figura 26a em AC, na configuração EC, com  $R_E$  desacoplado e não desacoplado.

**16.b.** - Estudar o comportamento do circuito da Figura 26c em AC, na configuração EC, com  $R_E$  desacoplado e não desacoplado.

**16.c.** - Estudar o comportamento do circuito da Figura 26b em AC, na configuração EC.

### 16.2. Resolução:

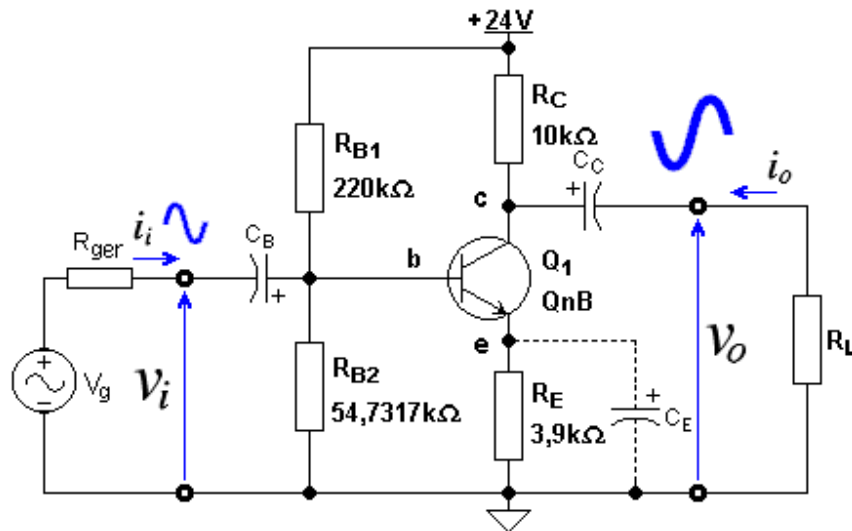


Figura 27 - Amplificador EC Polarizado com Divisor de Base e Realimentação Negativa de Emissor.

16.a. - Estudar o comportamento do circuito da Figura 26a em AC, na configuração EC, com  $R_E$  desacoplado e não desacoplado:

A Figura 27 apresenta o circuito da Figura 26a ligado como amplificador EC. A colocação do capacitor  $C_E$  é deixada como optativa.

- Parâmetros incrementais:

Transistor **QnB**  $\equiv \beta_{tip} = 310,2984$  ;  $V_{BEtip} = 0,63685$  V ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_{AF} = 66,4$  V @ 27 °C:

O ponto quiescente do circuito da Figura 27 foi calculado no Item 15.b.1 do Exercício 15 e apresenta, @ 27 °C, os seguintes valores:  $I_C = 1,02235$  mA e  $V_{CE} = 9,7765$  V. Então:

$$g_m = \frac{I_C}{N_F V_t} = \frac{1,02235m}{1,0022 \times 25,86495m} = 39,44 \text{ [mA/V]}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_{AC}}{g_m} = \frac{310,2984}{39,44m} = 7,8677 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$r_o = \frac{V_{AF} + V_{CE} - V_{BE}}{I_C} = \frac{66,4 + 9,7765 - 0,63685}{1,02235m} = 73,8886 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

16.a.1 - Amplificador EC com  $R_E$  não desacoplado ( $C_E = 0$ ),  $R_{ger} = 0$  e  $R_L \rightarrow \infty$ .

- Ganho de tensão:

$$A_{vl} = \frac{(R_E - g_m r_\pi r_o) \times R_C}{r_\pi \times (R_E + r_o + R_C) + R_E \times [R_C + r_o \times (1 + g_m r_\pi)]}$$

⇒

$$A_{vl} = \frac{(3,9k - 310,2984 \times 73,8886k) \times 10k}{7,8677k \times (3,9k + 73,8886k + 10k) + 3,9k \times [10k + 73,8886k \times 311,2984]}$$

⇒

$$\boxed{A_{vl} = -2,5348 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_{il}^* = r_\pi + \frac{R_C + (1 + g_m r_\pi) \times r_o}{r_o + R_C + R_E} \times R_E$$

⇒

$$R_{il}^* = 7,8677k + \frac{10k + 311,2984 \times 73,8886k}{73,8886k + 10k + 3,9k} \times 3,9k = 1,03 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_{B_{AC1}} = \frac{220k \times 54,7317k}{220k + 54,7317k} = 43,83 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_{il} = \frac{R_{B_{AC1}} \times R_i^*}{R_{B_{AC1}} + R_i^*} = \frac{43,83k \times 1,03M}{43,83k + 1,03M}$$

⇒

$$\boxed{R_{il} = 42,04 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

Como  $R_{ger} = 0$ , então:

$$r_{\pi 1} = \frac{R_{ger} \times R_{B_{AC1}}}{R_{ger} + R_{B_{AC1}}} + r_\pi = r_\pi = 7,8677 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_{ol} = \frac{[r_\pi \times (R_E + r_o) + R_E \times r_o \times (1 + g_m r_\pi)] \times R_{C1}}{r_\pi \times (R_E + r_o + R_{C1}) + R_E \times [R_{C1} + r_o \times (1 + g_m r_\pi)]}$$

⇒

$$R_{ol} = \frac{[7,8677k \times (3,9k + 73,8886k) + 3,9k \times 73,8886k \times 311,2984] \times 10k}{7,8677k \times (3,9k + 73,8886k + 10k) + 3,9k \times [10k + 73,8886k \times 311,2984]}$$

⇒

$$\boxed{R_{ol} = 9,987 \text{ k}\Omega}$$

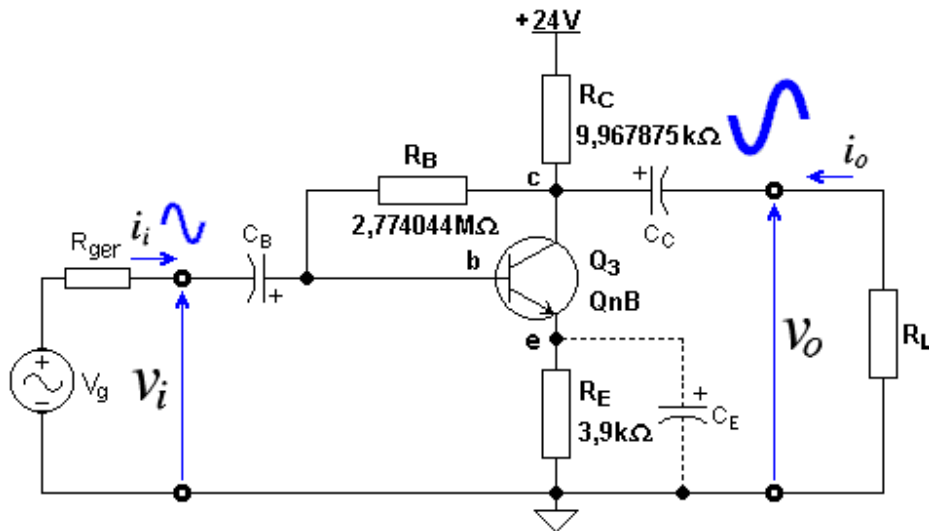


Figura 28 - Amplificador EC Polarizado com Realimentação Negativa de Coletor e de Emissor.

16.a.2 - Amplificador EC com  $R_E$  desacoplado ( $C_E \neq 0$ ),  $R_{ger} = 0$  e  $R_L \rightarrow \infty$ .

- Ganho de tensão:

$$A_{vl} = \frac{g_m \times r_o \times R_C}{r_o + R_C} = -\frac{39,44m \times 73,8886k \times 10k}{73,8886k + 10k}$$

⇒

$$\boxed{A_{vl} = -347,3811 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_{il}^* = r_\pi = 7,8677 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_{B_{AC1}} = \frac{220k \times 54,7317k}{220k + 54,7317k} = 43,83 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_{il} = \frac{R_{B_{AC1}} \times R_{il}^*}{R_{B_{AC1}} + R_{il}^*} = \frac{43,83k \times 7,8677k}{43,83k + 7,8677k}$$

⇒

$$\boxed{R_{il} = 6,67 \text{ k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de saída:

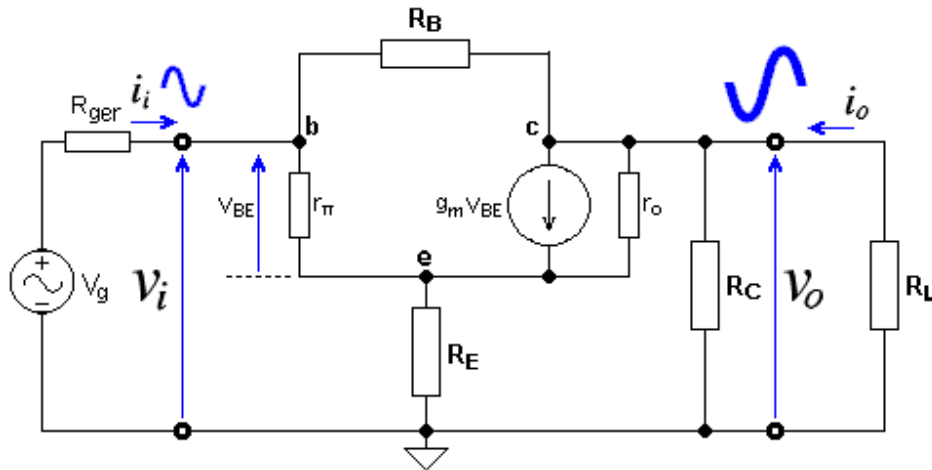


Figura 29 - Circuito Linearizado Equivalente AC do Amplificador da Figura 28, com  $C_E = 0$ .

$$R_{o1} = \frac{r_o \times R_C}{r_o + R_C} = \frac{73,8886k \times 10k}{73,8886k + 10k}$$

⇒

$$R_{o1} = 8,808 \text{ k}\Omega$$

**16.b.** - Estudar o comportamento do circuito da Figura 26c em AC, na configuração EC, com  $R_E$  desacoplado e não desacoplado:

A Figura 28 apresenta o circuito da Figura 26c ligado como amplificador EC. A colocação do capacitor  $C_E$  é deixada como optativa.

- Parâmetros incrementais:

São os mesmos calculados no Item 16.a, isto é,  $g_m = 39,44 \text{ mA/V}$ ;  $r_\pi = 7,8677 \text{ k}\Omega$  e  $r_o = 73,8886 \text{ k}\Omega$ .

**16.b.1** - Amplificador EC com  $R_E$  não desacoplado ( $C_E = 0$ ),  $R_{ger} = 0$  e  $R_L \rightarrow \infty$ .

A Figura 29 apresenta o circuito equivalente AC do amplificador da Figura 28, com  $C_E = 0$ . Os capacitores e a fonte de alimentação foram admitidos como curtos-circuitos.

Usando-se cálculos de tensões de nós no circuito da Figura 29, obtêm-se as seguintes equações (o leitor deve deduzi-las como exercício; dica: aplicar o Teorema de Miller sobre o resistor  $R_B$ ):

- Ganho de tensão:

$$A_{v3} = \frac{[r_\pi \times (R_E + r_o) + r_o R_E \times (1 + g_m r_\pi) + (R_E - g_m r_\pi r_o) \times R_B] \times R_C^*}{r_\pi \times [(R_C^* + R_B) \times (R_E + r_o) + R_B R_C^*] + R_E \times [(R_C^* + R_B) \times (1 + g_m r_\pi) \times r_o + R_B R_C^*]}$$

Como  $R_L \rightarrow \infty$ , então  $R_C^* = R_C = 9,967875 \text{ k}\Omega$ . Portanto:

$$A_{v3} = \frac{[7,868k \times (3,9k + 73,89k) + 288,17M \times 311,2984 - 22,92M \times 2,774M] \times 9,967875k}{7,868k \times [2,784M \times 77,79k + 27,65G] + 3,9k \times [2,784M \times 311,2984 \times 73,89k + 27,65G]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_{v3} = -2,5151 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada:

$$R_{i3}^* = r_\pi + \frac{r_o R_C^* \times (1 + g_m r_\pi) - A_{v3} \times [(R_C^* + R_B) \times (1 + g_m r_\pi) \times r_o + R_B R_C^*] \times R_E}{(r_o + R_E) \times R_C^* - A_{v3} \times [(r_o + R_E) \times (R_C^* + R_B) + R_B R_C^*]} \times R_E$$

$\Rightarrow$

$$R_{i3}^* = 7,868k + \frac{736,51M \times 311,2984 + 2,5151 \times [2,784M \times 311,2984 \times 73,89k + 27,65G]}{77,79k \times 9,967875k + 2,5151 \times [77,79k \times 2,784M + 27,65G]} \times 3,9k$$

$\Rightarrow$

$$R_{i3}^* = 1,0311 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

Então:

$$R_{i3} = \frac{R_B \times R_{i3}^*}{(1 - A_{v3}) \times R_{i3}^* + R_B} = \frac{2,774044M \times 1,0311M}{(1 + 2,5151) \times 1,0311M + 2,774044M}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_{i3} = 447,0282 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída, com  $R_{ger} = 0$ :

$$R_{o3} = \frac{\{r_o \times [r_\pi + R_E \times (1 + g_m r_\pi)] + R_E r_\pi\} \times R_B R_C}{(R_B + R_C) \times \{r_o \times [r_\pi + R_E \times (1 + g_m r_\pi)] + R_E r_\pi\} + (R_E + r_\pi) \times R_B R_C}$$

$\Rightarrow$

$$R_{o3} = \frac{\{73,89k \times [7,868k + 3,9k \times 311,2984] + 30,68M\} \times 27,65G}{2,784M \times \{73,89k \times [7,868k + 3,9k \times 311,2984] + 30,68M\} + 11,7677k \times 27,65G}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_{o3} = 9,91935 \text{ k}\Omega}$$

**16.b.2** - Amplificador *EC* com  $R_E$  não desacoplado ( $C_E \neq 0$ ),  $R_{ger} = 0$  e  $R_L \rightarrow \infty$ .

A Figura 30 apresenta o circuito equivalente AC do amplificador da Figura 28, com  $C_E \neq 0$ . Os capacitores e a fonte de alimentação foram admitidos como curtos-circuitos.

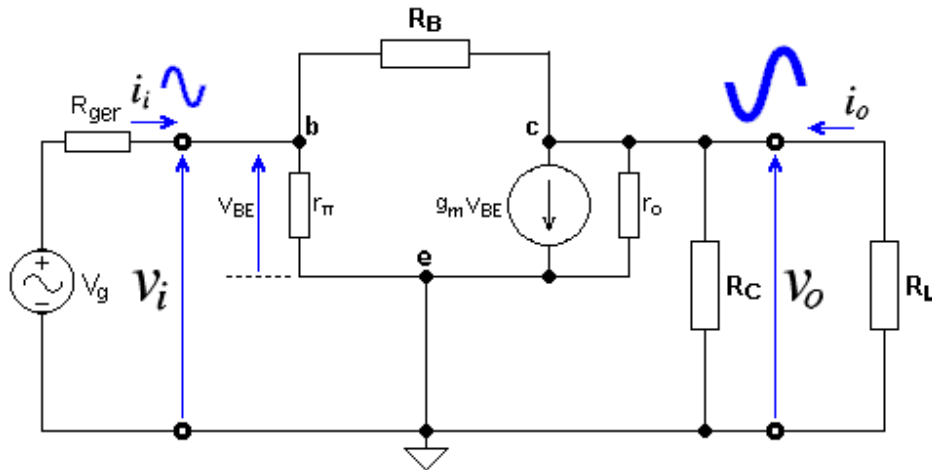


Figura 30 - Circuito Linearizado Equivalente do Amplificador da Figura 28, com  $R_E = 0$  ou com  $C_E \neq 0$ .

- Ganho de tensão:

$$A_{v3} = \frac{(1 - g_m R_B) \times r_o \times R_C^*}{r_o \times (R_B + R_C^*) + R_B R_C^*}$$

Como  $R_L \rightarrow \infty$ , então  $R_C^* = R_C = 9,967875 \text{ k}\Omega$ . Portanto:

$$A_{v3} = \frac{(1 - 39,44m \times 2,774044M) \times 73,8886k \times 9,967875k}{73,8886k \times (2,774044M + 9,967875k) + 2,774044M \times 9,967875k}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v3} = -345,2962 \text{ V/V}$$

- Resistência de entrada:

$$R_{i3} = \frac{[r_o \times (R_B + R_C^*) + R_B R_C^*] \times r_\pi}{r_\pi \times [r_o + (1 + g_m r_o) \times R_C^*] + r_o \times (R_B + R_C^*) + R_B R_C^*}$$

$\Rightarrow$

$$R_{i3} = \frac{[73,8886k \times (2,784M) + 27,651G] \times 7,8677k}{7,8677k \times [73,8886k + 29,06M] + 73,8886k \times (2,784M) + 27,651G}$$

$\Rightarrow$

$$R_{i3} = 3,9693 \text{ k}\Omega$$

- Resistência de saída, com  $R_{ger} = 0$ :

$$R_{o3} = \frac{r_o R_B R_C}{r_o R_B + r_o R_C + R_B R_C}$$

$\Rightarrow$



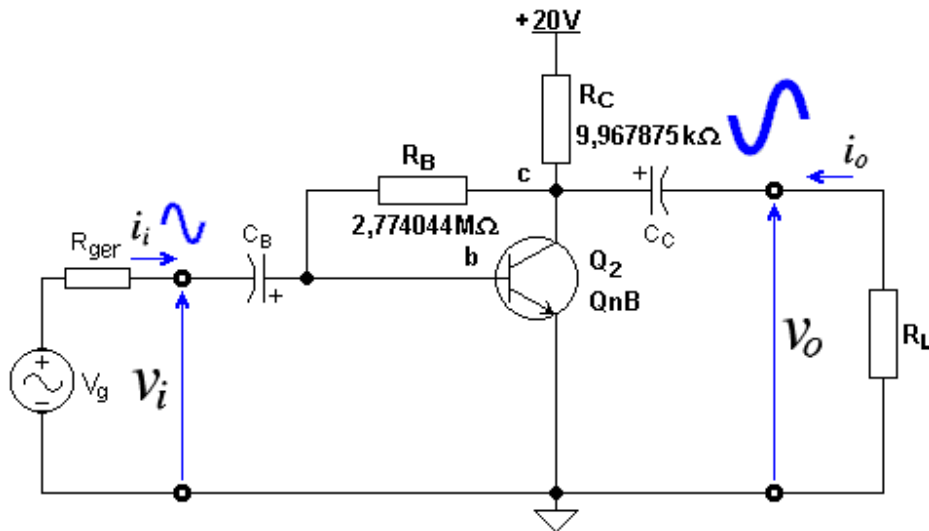


Figura 31 - Amplificador EC Polarizado com Realimentação Negativa de Coletor.

$$R_{o3} = \frac{73,8886k \times 2,774044M \times 9,967875k}{73,8886k \times 2,774044M + 73,8886k \times 9,967875k + 2,774044M \times 9,967875k}$$

⇒

$$R_{o3} = 8,7553 k\Omega$$

16.c. - Estudar o comportamento do circuito da Figura 26b em AC, na configuração EC:

A Figura 31 apresenta o circuito da Figura 26b ligado como amplificador EC. O circuito equivalente AC desse amplificador é o mesmo do caso anterior, apresentado na Figura 30. Como podem ser notados nesse circuito,  $v_i = v_{BE}$  e  $R_{EAC} = 0$ .

- Parâmetros incrementais:

São os mesmos calculados no Item 16.a, isto é,  $g_m = 39,44 \text{ mA/V}$ ;  $r_\pi = 7,8677 \text{ k}\Omega$  e  $r_o = 73,8886 \text{ k}\Omega$ .

- Parâmetros elétricos:

Como os parâmetros incrementais e o circuito equivalente AC são idênticos ao do caso anterior, visto no Item 16.b.2, os parâmetros elétricos também coincidem, isto é:

$$A_{v2} = -345,2962 \text{ V/V} ; R_{i2} = 3,9693 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{o2} = 8,7553 \text{ k}\Omega$$

- Conclusões:

Os três amplificadores analisados possuem os seguintes desempenhos em AC:

- Com  $R_E$  presente em AC:

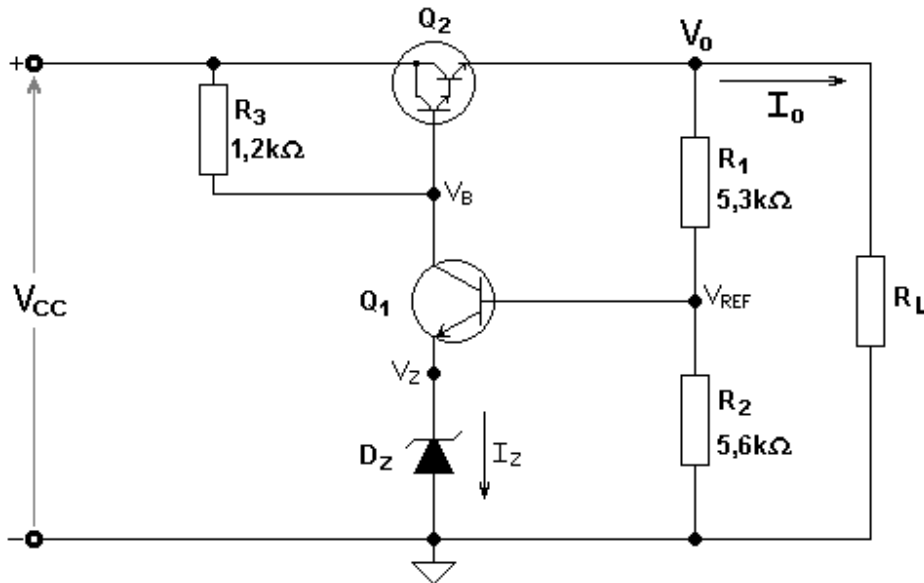


Figura 32 - Circuito Estabilizador de Tensão.

$$|A_{v1}| = 2,5348 \text{ V/V} ; R_{i1} = 42,04 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{o1} = 9,987 \text{ k}\Omega$$

e

$$|A_{v3}| = 2,5151 \text{ V/V} ; R_{i3} = 447,0282 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{o3} = 9,91935 \text{ k}\Omega$$

Assim, independentemente das diferentes estabilidades dos pontos quiescentes, estudadas no Exercício 15, os amplificadores apresentam aproximadamente o mesmo desempenho em AC, com exceção da resistência de entrada, que é muito mais elevada no circuito da Figura 28. O módulo do ganho de tensão, nos dois casos, é bem próximo do valor de cálculo aproximado:  $|A_v| \approx R_C/R_E$ .

Com  $R_E$  ausente em AC:

$$|A_{v1}| = 347,38141 \text{ V/V} ; R_{i1} = 6,67 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{o1} = 8,808 \text{ k}\Omega$$

$$|A_{v2}| = 345,2962 \text{ V/V} ; R_{i2} = 3,9693 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{o2} = 8,7553 \text{ k}\Omega$$

$$|A_{v3}| = 345,2962 \text{ V/V} ; R_{i3} = 3,9693 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{o3} = 8,7553 \text{ k}\Omega$$

Nesse caso, os amplificadores apresentam aproximadamente o mesmo desempenho, com exceção das resistências de entrada dos circuitos das Figuras 28 e 31, que são mais baixas do que a do circuito da Figura 27.

## 17. Amplificador DC com Realimentação Negativa

### 17.1. Proposição:

Dado o circuito da Figura 32, calcular @ 27 °C:

**17.a.** - A equação de  $V_o$  em função de todos os parâmetros elétricos do circuito.

**17.b.** - O valor numérico de  $V_o$  no caso típico e nos casos extremos.

Dados @ 27 °C:

- $V_{CC(típ)} = 17 \text{ V}; 15 \text{ V} \leq V_{CC} \leq 19 \text{ V}.$
- $V_{Z(típ)} = 5,556 \text{ V}; 5,455 \text{ V} \leq V_Z \leq 5,598 \text{ V}.$
- $R_{L(típ)} = 24 \ \Omega; 12 \ \Omega \leq R_L \leq \infty.$
- $\beta_{2(típ)} = 1500; 750 \leq \beta_2 \leq 1200.$
- $\beta_{1(típ)} = 400; 300 \leq \beta_1 \leq 380.$
- $V_{BE2(típ)} = 1,382 \text{ V}; 1,224 \text{ V} \leq V_{BE2} \leq 1,40 \text{ V}.$
- $V_{BE1(típ)} = 0,5915 \text{ V}; 0,5587 \text{ V} \leq V_{BE1} \leq 0,606 \text{ V}.$

## 17.2. Resolução:

**17.a.** - Dedução da equação de  $V_o$  em função de todos os parâmetros elétricos do circuito:

O circuito da Figura 32 é um amplificador *DC* de dois estágios, cuja entrada não inversora é o ponto  $V_Z$  e a entrada inversora é o ponto  $V_{REF}$ . O transistor  $Q_1$  está na configuração base-comum para a entrada  $V_Z$  e na configuração emissor-comum para a entrada  $V_{REF}$ . Como esses amplificadores possuem basicamente o mesmo ganho, em módulo, o sinal de entrada, que no caso é a tensão contínua de um diodo Zener, é aplicado ao ponto  $V_Z$  e a realimentação negativa é aplicada ao ponto  $V_{REF}$ . O transistor  $Q_2$  é um Darlington, que é uma arquitetura composta por dois *BJT* 's em cascata, com  $\beta$  muito elevado e tensão  $V_{BE}$  igual ao dobro de um *BJT* normal. Esse transistor está na configuração coletor-comum e tem o intuito de aumentar a capacidade de corrente e abaixar a resistência de saída. O funcionamento do circuito, resumidamente, é o seguinte:

- Se a tensão  $V_o$ , por algum motivo, tender a cair, uma contrarreação, aplicada através do divisor de tensão  $R_1$  e  $R_2$  à entrada inversora, faz com que o transistor  $Q_1$  conduza menos. Devido à somatória de correntes no nó  $V_B$ , se  $Q_1$  passa a conduzir menos, o transistor  $Q_2$  é obrigado a conduzir mais, elevando, assim, a tensão  $V_o$  e recolocando-a aproximadamente no seu valor original.
- Se a tensão  $V_o$ , por algum motivo, tender a aumentar, uma contrarreação, aplicada através do divisor de tensão  $R_1$  e  $R_2$  à entrada inversora, faz com que o transistor  $Q_1$  conduza mais. Devido à somatória de correntes no nó  $V_B$ , se  $Q_1$  passa a conduzir mais, o transistor  $Q_2$  é obrigado a conduzir menos, abaixando, assim, a tensão  $V_o$  e recolocando-a aproximadamente no seu valor original.

Com esse raciocínio, percebe-se que a tensão de saída  $V_o$  deveria permanecer imutável para qualquer variação dos parâmetros internos do circuito. Isso, no entanto, não acontece plenamente, porque a tensão de entrada  $V_Z$  não consegue permanecer constante com a variação de condução de  $Q_1$ . A dedução da equação de  $V_o$ , em função dos parâmetros internos do circuito, é feita pelo cálculo das correntes de nós do circuito.

Os resultados são apresentados a seguir, em função da corrente de saída  $I_o$  e em função da resistência de carga  $R_L$ . O leitor deve deduzir essas equações como exercício.

- Tensão  $V_o$  em função da corrente de saída  $I_o$ :

$$V_o = \frac{(V_{CC} - V_{BE2})(\beta_2 + 1)R_1 - R_1 R_3 I_o + V_{REF} \times \frac{R_3}{R_2} \times [R_2 + (\beta_2 + 1) \times \beta_1 \times (R_1 + R_2)]}{(\beta_2 + 1)(R_1 + \beta_1 R_3) + R_3} \quad (17.1)$$

- Tensão  $V_o$  em função da resistência de carga  $R_L$ :

$$V_o = \frac{(V_{CC} - V_{BE2})(\beta_2 + 1)R_1 + R_3 \times V_{REF} \times \left[ 1 + (\beta_2 + 1) \times \beta_1 \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right]}{R_L \times [(\beta_2 + 1)(R_1 + \beta_1 R_3) + R_3] + R_1 R_3} \times R_L \quad (17.2)$$

Onde:

$$V_{REF} = V_Z + V_{BE1}$$

Nas Equações 17.1 e 17.2, se o transistor  $Q_2$  possuir um ganho de corrente muito elevado, isto é, se  $\beta_2 \rightarrow \infty$ , então:

$$V_o = \frac{(V_{CC} - V_{BE2}) \times R_1 + R_3 \times V_{REF} \times \beta_1 \times \frac{R_1 + R_2}{R_2}}{R_1 + \beta_1 R_3}$$

Ou seja, a tensão de saída fica independente da corrente de carga  $I_o$  e, conseqüentemente, da resistência de carga  $R_L$ . Por isso, é aconselhável uma estrutura Darlington para  $Q_2$ .

Se, por outro lado, o transistor  $Q_1$  possuir um ganho de corrente muito elevado, isto é, se  $\beta_1 \rightarrow \infty$ , então:

$$V_o = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \times V_{REF} \quad (17.3)$$

Ou seja, a tensão de saída fica independente praticamente de tudo no circuito, com exceção do divisor resistivo,  $R_1$  e  $R_3$ , e da tensão de referência:  $V_{REF} = V_Z + V_{BE1}$ . O uso da estrutura Darlington, nesse caso, não é muito aconselhável porque a tensão entre base e emissor do transistor, que degrada a tensão de referência, também fica aumentada. Deve-se, no entanto, usar um transistor de pequenos sinais com  $\beta$  elevado, como é o caso do *BC548C*.

**17.b.** - Valores numéricos de  $V_o$ :

- Caso típico:

Nesse caso, os parâmetros do circuito da Figura 32 valem:  $V_{CC(tip)} = 17 \text{ V}$ ;  $V_{Z(tip)} = 5,556 \text{ V}$ ;  $R_{L(tip)} = 24 \text{ } \Omega$ ;  $\beta_{2(tip)} = 1500$ ;  $\beta_{1(tip)} = 400$ ;  $V_{BE2(tip)} = 1,382 \text{ V}$ ;  $V_{BE1(tip)} = 0,5915 \text{ V}$ .

Pela Equação 17.3, que é a equação aproximada geralmente usada para esse tipo de circuito, tem-se que:

$$V_{o(tip)} \cong \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times V_{REF(tip)} = \left(1 + \frac{5,3k}{5,6k}\right) \times (5,556 + 0,5915) = 11,96567 \quad [\text{V}]$$

Pela Equação 17.2, que é a equação completa para esse tipo de circuito, tem-se que:

$$V_{o(tip)} = \frac{(17 - 1,382) \times (1500 + 1) \times 5,3k + 1,2k \times 6,1475 \times \left[1 + (1500 + 1) \times 400 \times \frac{5,3k + 5,6k}{5,6k}\right]}{24 \times [(1500 + 1) \times (5,3k + 400 \times 1,2k) + 1,2k] + 5,3k \times 1,2k} \times 24$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{V_{o(tip)} = 12 \text{ V}}$$

O circuito da Figura 32 apresenta, portanto, uma tensão de saída de  $12 \text{ V}$  para uma corrente de carga de  $0,5 \text{ A}$  e uma tensão de alimentação de  $17 \text{ V}$ . Calculada pela equação aproximada, a tensão de saída apresenta um erro de apenas  $-0,286\%$ , fazendo com que a Equação 17.3 seja perfeitamente adequada para essa aplicação.

- Casos extremos:

- Tensão de alimentação mínima:

Nesse caso, os parâmetros do circuito da Figura 32 valem:  $V_{CC(min)} = 15 \text{ V}$ ;  $V_{Z(min)} = 5,455 \text{ V}$ ;  $R_{L(min)} = 12 \text{ } \Omega$ ;  $\beta_{2(max)} = 1200$ ;  $\beta_{1(min)} = 300$ ;  $V_{BE2(max)} = 1,4 \text{ V}$ ;  $V_{BE1(min)} = 0,5587 \text{ V}$ .

Pela Equação 17.3, que é a equação aproximada geralmente usada para esse tipo de circuito, tem-se que:

$$V_{o(min)} \cong \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times V_{REF(min)} = \left(1 + \frac{5,3k}{5,6k}\right) \times (5,455 + 0,5587) = 11,705 \quad [\text{V}]$$

Pela Equação 17.2, que é a equação completa para esse tipo de circuito, tem-se que:

$$V_{o(min)} = \frac{(15 - 1,4) \times (1200 + 1) \times 5,3k + 1,2k \times 6,0137 \times \left[1 + (1200 + 1) \times 300 \times \frac{5,3k + 5,6k}{5,6k}\right]}{12 \times [(1200 + 1) \times (5,3k + 300 \times 1,2k) + 1,2k] + 5,3k \times 1,2k} \times 12$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{V_{o(min)} = 11,72 \text{ V}}$$

O circuito da Figura 32 apresenta, portanto, uma tensão de saída de  $11,72\text{ V}$  para uma corrente de carga de  $0,9767\text{ A}$  e uma tensão de alimentação de  $15\text{ V}$ . Calculada pela equação aproximada, a tensão de saída apresenta um erro de apenas  $-0,126\%$ , fazendo com que a Equação 17.3 seja perfeitamente adequada para essa aplicação.

- Tensão de alimentação máxima:

Nesse caso, os parâmetros do circuito da Figura 32 valem:  $V_{CC(max)} = 19\text{ V}$ ;  $V_{Z(max)} = 5,598\text{ V}$ ;  $R_{L(max)} = \infty$ ;  $\beta_{2(min)} = 750$ ;  $\beta_{1(max)} = 380$ ;  $V_{BE2(min)} = 1,224\text{ V}$ ;  $V_{BE1(max)} = 0,606\text{ V}$ .

Pela Equação 17.3, que é a equação aproximada geralmente usada para esse tipo de circuito, tem-se que:

$$V_{o(max)} \cong \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times V_{REF(max)} = \left(1 + \frac{5,3k}{5,6k}\right) \times (5,598 + 0,606) = 12,076 \quad [\text{V}]$$

Pela Equação 17.2, que é a equação completa para esse tipo de circuito, tem-se que:

$$V_{o(max)} = \frac{(19 - 1,224) \times (750 + 1) \times 5,3k + 1,2k \times 6,204 \times \left[1 + (750 + 1) \times 380 \times \frac{5,3k + 5,6k}{5,6k}\right]}{(750 + 1) \times (5,3k + 380 \times 1,2k) + 1,2k}$$

⇒

$$\boxed{V_{o(max)} = 12,14\text{ V}}$$

O circuito da Figura 32 apresenta, portanto, uma tensão de saída de  $12,14\text{ V}$  para uma corrente de carga de  $0\text{ A}$  e uma tensão de alimentação de  $19\text{ V}$ . Calculada pela equação aproximada, a tensão de saída apresenta um erro de apenas  $-0,537\%$ , fazendo com que a Equação 17.3 seja perfeitamente adequada para essa aplicação.

- Conclusões:

O circuito da Figura 32 é um amplificador *DC* chamado de estabilizador de tensão, porque, para uma tensão  $V_{CC}$  de  $17\text{ V} \pm 11,765\%$ , a tensão de saída se apresentou igual a  $12\text{ V} + 1,173\%$  e  $-2,33\%$ , tendo, portanto, uma variação bem menor do que a de  $V_{CC}$ . A estabilização só não é melhor, nesse tipo de circuito, porque o diodo Zener (de  $5,6\text{ V}$ , no caso) possui uma corrente de polarização muito variável e, também, porque a tensão de referência do circuito depende de  $V_{BE1}$ , que varia levemente e no mesmo sentido de  $V_Z$ .

Os valores de  $\beta_{max}$  e de  $\beta_{min}$  dos transistores são, ambos, menores do que o de  $\beta_{tip}$ , porque são os valores de alta e de baixa injeção do *BJT*, inferiores, portanto, ao valor de  $\beta$  na região normal de funcionamento. O porquê do estabelecimento de parâmetros máximos e mínimos usados no circuito, em função da variação de  $V_{CC}$ , deve ser investigado pelo leitor.

## 18. Amplificador *EC* Genérico

## 18.1. Proposição:

Para o circuito da Figura 33, calcular:

- O ponto de polarização.
- As grandezas elétricas ( $A_v$ ;  $R_i$  e  $R_o$ ) do amplificador em vazio e com  $R_X = 0$ .
- O valor comercial do resistor  $R_X$  para que o ganho de tensão do amplificador torne-se igual a  $10 \text{ V/V} \pm 1\%$ , em módulo, com  $R_L = 69,23 \text{ k}\Omega$ .
- As grandezas elétricas ( $A_v$ ;  $R_i$  e  $R_o$ ) do amplificador em vazio, com  $R_X$  igual ao calculado no item *c*.

Obs:  $\beta = 524,373$ ;  $V_{BE} = 637,81 \text{ mV}$ ;  $V_{AF} = 33,38 \text{ V}$ ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_i = 25,86495247 \text{ mV}$ .

## 18.2. Resolução:

- Ponto de polarização:

Em *DC*, o resistor  $R_{B1}$  vale a soma de  $R_{B1a}$  com  $R_{B1b}$  e, portanto,  $R_{B1} = 91k + 6,8k = 97,8 \text{ k}\Omega$ . O resistor  $R_B$ , em *DC*, vale, então:

$$R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{97,8k \times 18k}{97,8k + 18k} = 15,202 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

A corrente quiescente de coletor de  $Q_1$  vale, portanto:

$$I_{CQ} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BE}}{R_B}\right) \times R_B \times \beta}{R_B + (\beta + 1) \times R_E} = \frac{\left(\frac{12}{97,8k} - \frac{0,63781}{15,202k}\right) \times 15,202k \times 524,373}{15,202k + 525,373 \times 1,2k} \text{ [}\mu\text{A}\text{]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{I_{CQ} = 996,91 \mu\text{A}}$$

A tensão quiescente entre coletor e emissor de  $Q_1$  vale, portanto:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \left[ R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} \times R_E \right] \times I_{CQ} = 12 - \left( 5,6k + \frac{525,373}{524,373} \times 1,2k \right) \times 996,91 \mu \text{ [V]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{V_{CEQ} = 5,21873 \text{ V}}$$

A tensão no emissor de  $Q_1$  vale aproximadamente  $10\%$  de  $V_{CC}$ , isto é:

$$V_E = \frac{525,373}{524,373} \times 996,91 \mu \times 1,2k = 1,1986 \text{ [V]}$$

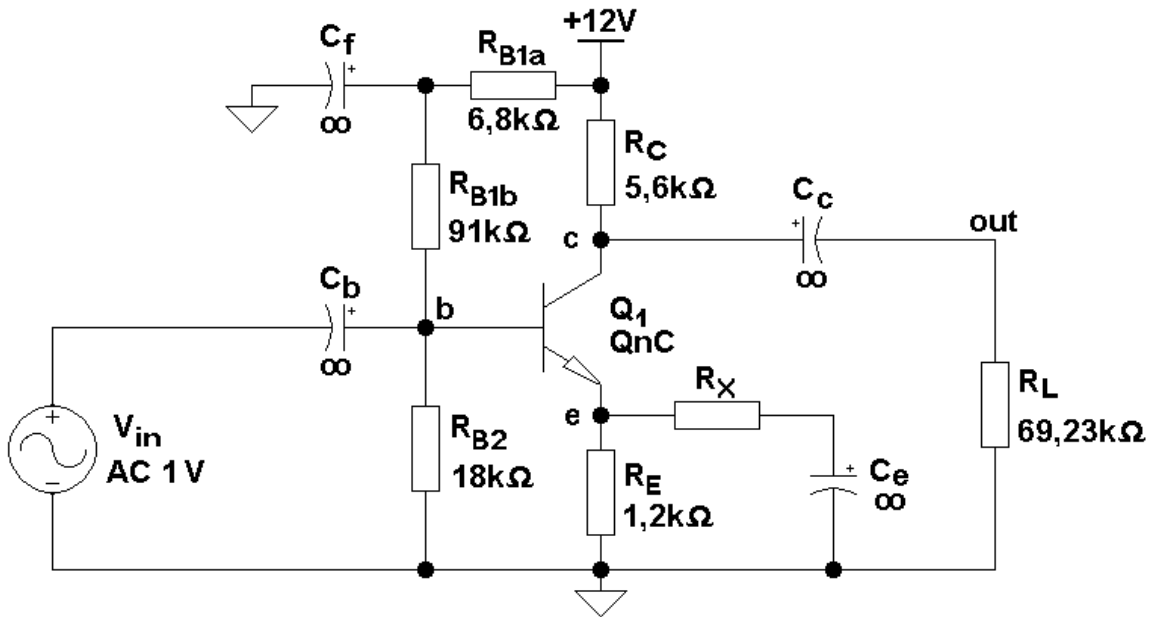


Figura 33 - Amplificador EC Genérico.

No centro da reta de carga, a tensão quiescente entre coletor e emissor deveria ser igual à  $V_{CEQ( teor )} = (12 - 1,1986) / 2 = 5,40 \text{ V}$ . Como  $V_{CEQ} = 5,21873 \text{ V}$ , o transistor está bem polarizado. O fator de estabilidade do ponto quiescente vale:

$$S \cong 1 + \frac{R_B}{R_E} = 1 + \frac{15,202k}{1,2k} = 13,668$$

O ponto quiescente do circuito é, então, estável em relação às variações dos parâmetros internos do transistor ( $\beta$ ,  $I_{CBo}$ ,  $V_{BE}$ ,  $\theta$ , etc.).

- Parâmetros incrementais:

- Transcondutância:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{N_F V_t} = \frac{996,91\mu}{1,0022 \times 25,86495247m} = 38,4583 \text{ [mA/V]}$$

- Resistência incremental de entrada:

$$r_\pi = \frac{\beta_{AC}}{g_m} = \frac{524,373}{38,4583m} = 13,6349 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência incremental de saída:



$$r_o = \frac{V_{AF} + V_{CEQ} - V_{BE}}{I_{CQ}} = \frac{33,38 + 5,21873 - 0,63781}{996,91\mu} = 38,0786 \quad [\text{k}\Omega]$$

**b.)** Grandezas elétricas ( $A_v$ ;  $R_i$  e  $R_o$ ) do amplificador em vazio e com  $R_X = 0$ :  
O amplificador é do tipo emissor-comum.

Se  $R_X = 0$ , então,  $R_{E(AC)} = 0$ . Em vazio,  $R_L \rightarrow \infty$  e, conforme o circuito da Figura 33:

$$R_{B(AC)} = \frac{R_{B1b} \times R_{B2}}{R_{B1b} + R_{B2}} = \frac{91k \times 18k}{91k + 18k} = 15,0275 \quad [\text{k}\Omega]$$

Têm-se, portanto, que:

- Ganho de tensão:

$$A_v = -\frac{g_m r_o R_C}{r_o + R_C} = \frac{38,4583m \times 38,0786k \times 5,6k}{38,0786k + 5,6k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_v = -187,754 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_i^* = r_\pi = 13,6349 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_{B(AC)} \times R_i^*}{R_{B(AC)} + R_i^*} = \frac{15,0275k \times 13,6349k}{15,0275k + 13,6349k}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_i = 7,1587 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

$$R_o = \frac{r_o \times R_C}{r_o + R_C} = \frac{38,0786k \times 5,6k}{38,0786k + 5,6k}$$

$\Rightarrow$

$$R_o = 4,882 \text{ k}\Omega$$

**c.)** O valor comercial do resistor  $R_X$  para que o ganho de tensão do amplificador torne-se igual a  $10 \text{ V/V} \pm 1\%$ , em módulo, com  $R_L = 69,23 \text{ k}\Omega$ :

Com  $R_X \neq 0$  e  $R_L$  finito, a equação do ganho de tensão vale:

$$A_v = \frac{(R_{E(AC)} - g_m r_\pi r_o) \times R_C^*}{(R_{E(AC)} + r_o + R_C^*) \times r_\pi + [R_C^* + (1 + g_m r_\pi) \times r_o] \times R_{E(AC)}}$$

Onde:

$$R_C^* = \frac{R_C \times R_L}{R_C + R_L} = \frac{5,6k \times 69,23k}{5,6k + 69,23k} = 5,181 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_{E(AC)} = R_{E1} + \frac{R_{E2} \times R_{E3}}{R_{E2} + R_{E3}} = 0 + \frac{1,2k \times R_X}{1,2k + R_X}$$

Substituindo-se esse resultado na equação do ganho, tem-se:

$$-10 = \frac{\left( \frac{1,2k \times R_X}{1,2k + R_X} - 524,373 \times 38,0786k \right) \times 5,181k}{\left( \frac{1,2k \times R_X}{1,2k + R_X} + 38,0786k + 5,181k \right) \times 13,6349k + [5,181k + 525,373 \times 38,0786k] \times \frac{1,2k \times R_X}{1,2k + R_X}}$$

Resolvendo-se a equação acima (*solve*), obtém-se o resultado:  $R_X = 820,063 \Omega$ , cujo valor comercial mais próximo é:

$$\boxed{R_X = 820 \Omega}$$

**d.)** As grandezas elétricas ( $A_v$ ;  $R_i$  e  $R_o$ ) do amplificador em vazio, com  $R_X = 820 \Omega$ , valem:

- Resistores de coletor e de emissor, vistos pelo sinal AC, com  $R_L \rightarrow \infty$ :

$$R_C^* = R_C = 5,6 \text{ [k}\Omega\text{]} \text{ e } R_{E(AC)} = \frac{1,2k \times 820}{1,2k + 820} = 487,13 \text{ [}\Omega\text{]}$$

- Ganho de tensão:

$$A_v = \frac{(487,13 - 524,373 \times 38,0786k) \times 5,6k}{(487,13 + 38,0786k + 5,6k) \times 13,6349k + [5,6k + 525,373 \times 38,0786k] \times 487,13}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_v = -10,8032 \text{ V/V}}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{r_o + R_C^* + g_m r_\pi r_o}{R_{E(AC)} + r_o + R_C^*} \times R_{E(AC)} = 13,6349k + \frac{525,373 \times 38,0786k + 5,6k}{487,13 + 38,0786k + 5,6k} \times 487,13$$

⇒

$$R_i^* = 234,3482 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_i^* \times R_{B(AC)}}{R_i^* + R_{B(AC)}} = \frac{234,3482k \times 15,0275k}{234,3482k + 15,0275k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 14,122 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de saída:

Como  $R_{ger} = 0$ , então  $r_{\pi}' = r_{\pi}$ . Portanto:

$$R_o = \frac{[r_{\pi}' \times (R_{E(AC)} + r_o) + r_o R_{E(AC)} \times (1 + g_m r_{\pi})] \times R_C}{r_{\pi}' \times (R_{E(AC)} + r_o + R_C) + R_{E(AC)} \times [R_C + r_o \times (1 + g_m r_{\pi})]}$$

⇒

$$R_o = \frac{[13,6349k \times (487,13 + 38,0786k) + 487,13 \times 38,0786k \times 525,373] \times 5,6k}{13,6349k \times (487,13 + 38,0786k + 5,6k) + 487,13 \times (5,6k + 38,0786k \times 525,373)}$$

⇒

$$\boxed{R_o = 5,5572 \text{ k}\Omega}$$

- Conclusão:

Quando  $R_X = 0$ , o resistor de emissor fica totalmente desacoplado pelo capacitor  $C_e$  e, nesse caso, o amplificador apresenta um ganho de tensão elevado, em módulo, e resistências de entrada e de saída médias. Com  $R_X = 820 \Omega$ , o amplificador tem seu ganho de tensão reduzido, em módulo, para  $10 \text{ V/V}$ . As resistências de entrada e de saída, nesse caso, se elevam um pouco. O ganho de tensão, então, fica muito próximo do valor:

$$A_v \cong -\frac{R_C}{R_{E(AC)}} = -\frac{5,6k}{487,13} = -11,5 \text{ [V/V]}$$

## 19. Amplificador EC com Carga Ativa e Realimentação de Coletor.

### 19.1. Proposição:

Para o circuito da Figura 34, calcular:

- O ponto de polarização.
- As grandezas elétricas ( $A_v$ ;  $R_i$  e  $R_o$ ) do amplificador em vazio.

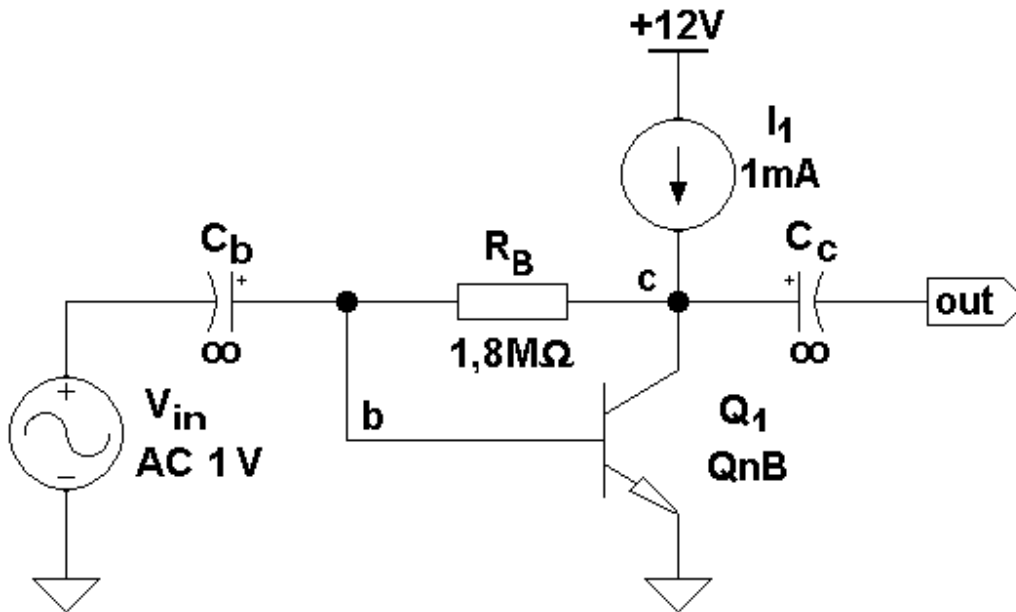


Figura 34 - Amplificador EC com Carga Ativa e Realimentação de Coletor.

Obs:  $\beta = 297,52$ ;  $V_{BE} = 637,28 \text{ mV}$ ;  $V_{AF} = 66,4 \text{ V}$ ;  $N_F = 1,0022$  e  $V_t = 25,86495247 \text{ mV}$ .  
 A fonte de corrente  $I_1$  deve ser considerada ideal, isto é,  $R_{f(interna)} \rightarrow \infty$  para AC.

## 19.2. Resolução:

a.) Ponto de polarização:

Pela análise do circuito da Figura 34, conclui-se que:

$$V_{CEQ} = \frac{I_1}{\beta + 1} \times R_B + V_{BE} = \frac{1\text{m}}{297,52 + 1} \times 1,8\text{M} + 0,63728 = 6,667 \text{ [V]}$$

e

$$I_{CQ} = \frac{I_1 \times \beta}{\beta + 1} = \frac{1\text{m} \times 297,52}{298,52} = 996,65 \text{ [\mu A]}$$

- Parâmetros incrementais:

- Transcondutância:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{N_F V_t} = \frac{996,65\mu}{1,0022 \times 25,86495247\text{m}} = 38,4483 \text{ [mA/V]}$$

- Resistência incremental de entrada:

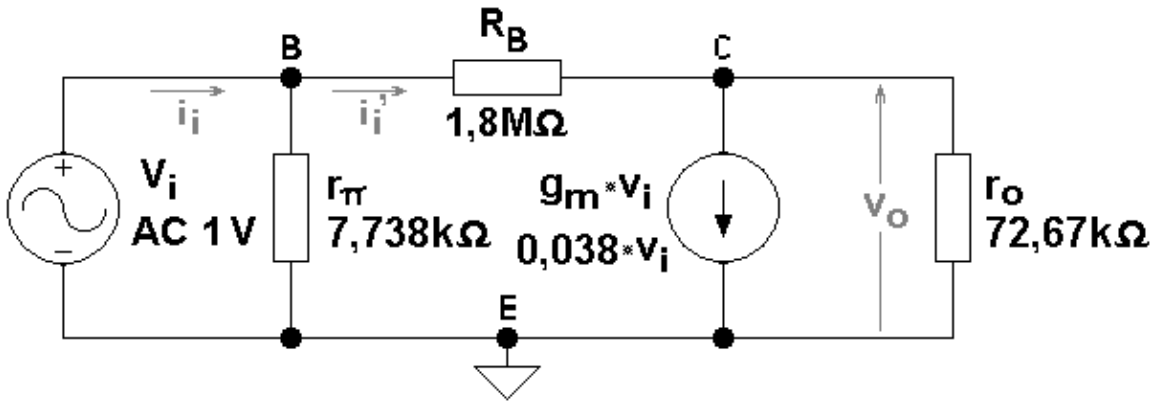


Figura 35 - Circuito Linearizado Equivalente ao Amplificador da Figura 34.

$$r_{\pi} = \frac{\beta_{AC}}{g_m} = \frac{297,52}{38,4483m} = 7,7382 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência incremental de saída:

$$r_o = \frac{V_{AF} + V_{CEQ} - V_{BE}}{I_{CQ}} = \frac{66,4 + 6,667 - 0,63728}{996,65\mu} = 72,673 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

**b.)** Grandezas elétricas ( $A_v$ ;  $R_i$  e  $R_o$ ) do amplificador em vazio:

- Ganho de tensão:

Segundo o circuito equivalente linearizado, apresentado na Figura 35, pode-se calcular:

$$v_o = \frac{\frac{v_i}{R_B} - g_m v_i}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_o}} = \frac{(1 - g_m R_B) \times r_o}{R_B + r_o} \times v_i$$

⇒

$$A_v = \frac{(1 - g_m R_B) \times r_o}{R_B + r_o} \text{ [V/V]}$$

⇒

$$A_v = \frac{(1 - 38,4483m \times 1,8M) \times 72,673k}{1,8M + 72,673k}$$

⇒

$$\boxed{A_v = -2.685,685 \text{ V/V}}$$

- Resistência de saída:

$$R_o = \frac{v_{o(vazio)}}{i_{o(curto)}} = \frac{\frac{(1 - g_m R_B) \times r_o}{R_B + r_o} \times v_i}{\frac{(1 - g_m R_B) \times v_i}{R_B}} = \frac{R_B \times r_o}{R_B + r_o} \quad [\Omega]$$

Se  $R_{ger} \neq 0$ , então:

$$R_o = \frac{R_S \times r_o}{R_S + r_o} \quad [\Omega]$$

Onde:

$$R_S = R_B + \frac{R_{ger} \times r_\pi}{R_{ger} + r_\pi} \quad [\Omega]$$

No caso presente:

$$R_o = \frac{1,8M \times 72,673k}{1,8M + 72,673k}$$

⇒

$$\boxed{R_o = 69,853 \text{ k}\Omega}$$

- Resistência de entrada:

Pelo equacionamento do circuito da Figura 35, tem-se que:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{\frac{v_i}{r_\pi} + \frac{v_i - v_o}{R_B}} = \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + \frac{1 - A_v}{R_B}} = \frac{r_\pi \times R_B}{R_B + (1 - A_v) \times r_\pi} = \frac{(R_B + r_o) \times r_\pi}{R_B + r_o + (1 + g_m r_o) \times r_\pi} \quad [\Omega]$$

⇒

$$R_i = \frac{7,7382k \times 1,8M}{1,8M + (1 + 2685,685) \times 7,7382k}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 616,587 \Omega}$$

- Conclusão:

O amplificador da Figura 34, graças à carga ativa de coletor, apresenta elevado ganho de tensão, em módulo, e alta resistência de saída. A resistência de entrada, porém, devido ao ganho muito elevado, é muito baixa para um amplificador desse tipo (*EC*).

O ponto quiescente é muito estável em relação à  $I_{CQ}$ , graças à fonte de corrente  $I_I$ . O mesmo não se pode dizer, no entanto, em relação à  $V_{CEQ}$ , que, apesar da realimentação negativa de coletor, varia em função das variações de  $\beta$  do transistor. Para  $\beta$ 's maiores do que 297,5, o ponto quiescente do transistor é levado para a região de saturação e, para  $\beta$ 's menores do que 297,5, o ponto quiescente do transistor é levado para a região de corte. O circuito da Figura 34, não é, portanto, prático quando montado isoladamente. Esses cálculos também podem ser feitos através da aplicação do Teorema de Miller sobre o resistor  $R_B$ .

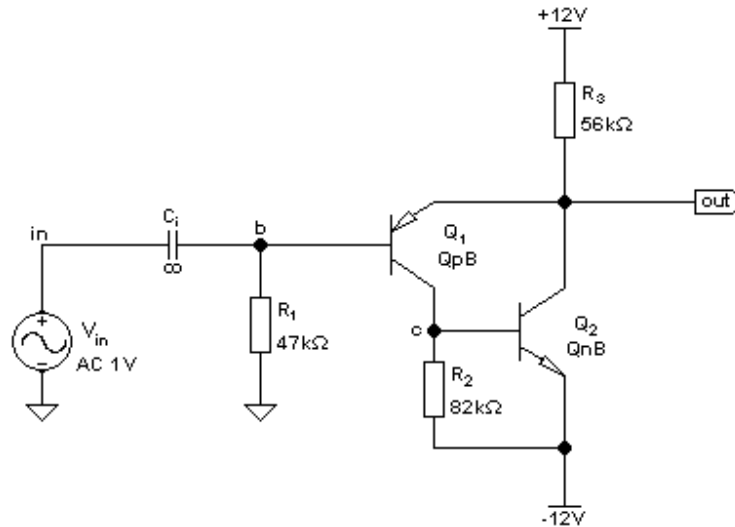


Figura 36 - Amplificador Isolador com Alto Desempenho.

## 20. Amplificador Isolador com Alto Desempenho.

### 20.1. Proposição:

Para o circuito da Figura 36, calcular @ 27 °C:

- O ponto quiescente e os parâmetros incrementais dos transistores.
- O ganho de tensão,  $A_v = v_{out} / v_{in}$ .
- Dizer qual é o nome técnico desse circuito.

Dados:

	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>
$\beta$	349,00	321,66
$V_{BE}$ [V]	-0,4979	0,5933
$V_{AF}$ [V]	30,9	66,4
$N_F$	1,0	1,0022

### 20.2. Resolução:

- Ponto quiescente e parâmetros incrementais dos transistores:

- Ponto quiescente:

Equacionando-se o circuito da Figura 36, chega-se a:

$$\frac{V_{CC} - V_{out}}{R_3} = I_{C(Q2)} + \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C(Q1)} \quad ; \quad I_{C(Q1)} = \frac{I_{C(Q2)}}{\beta_2} + \frac{V_{BE2}}{R_2} \quad \text{e} \quad V_{out} = \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1} \times R_1 + |V_{BE1}|$$

Agrupando-se a três equações anteriores, obtêm-se:

$$I_{C(Q2)} = \frac{(V_{CC} - |V_{BE1}|) \times \beta_1 \times \beta_2 - [(\beta_1 + 1) \times R_3 + R_1] \times \frac{V_{BE2}}{R_2} \times \beta_2}{(\beta_1 \times \beta_2 + \beta_1 + 1) \times R_3 + R_1}$$

⇒

$$I_{C(Q2)} = \frac{(12 - 0,4979) \times 349 \times 321,66 - [350 \times 56k + 47k] \times \frac{0,5933}{82k} \times 321,66}{(349 \times 321,66 + 349 + 1) \times 56k + 47k}$$

⇒

$$I_{C(Q2)} = 197,504 \quad [\mu A]$$

Usando-se a equação de  $I_{C(Q1)}$  acima, tem-se que:

$$I_{C(Q1)} = \frac{I_{C(Q2)}}{\beta_2} + \frac{V_{BE2}}{R_2} = \frac{197,504 \mu}{321,66} + \frac{0,5933}{82k} = 7,8494 \quad [\mu A]$$

e

$$V_{out} = \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1} \times R_1 + |V_{BE1}| = \frac{7,8494 \mu}{349} \times 47k + 0,4979 = 0,49896 \quad [V]$$

As tensões entre coletores e emissores valem:

$$V_{CE(Q2)} = V_{out} - (-V_{CC}) = 12 + 0,49896 = 12,49896 \quad [V]$$

e

$$|V_{CE(Q1)}| = V_{out} - V_{BE2} - (-V_{CC}) = 12 + 0,49896 - 0,5933 = 11,906 \quad [V]$$

- Parâmetros incrementais:

- Transcondutâncias:

$$g_{m1} = \frac{I_{C(Q1)}}{N_{F1} \times V_t} = \frac{7,8494 \mu}{25,86495247m} = 303,476 \quad [\mu A/V]$$

e

$$g_{m2} = \frac{I_{C(Q2)}}{N_{F2} \times V_t} = \frac{197,504 \mu}{1,0022 \times 25,86495247m} = 7,62 \quad [mA/V]$$

- Resistências incrementais de entrada:

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_1}{g_{m1}} = \frac{349}{303,476 \mu} = 1,15 \quad [M\Omega]$$

e



$$r_{\pi 2} = \frac{\beta_2}{g_{m2}} = \frac{321,66}{7,62m} = 42,22 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Resistências incrementais de saída:

$$r_{o1} = \frac{V_{AF1} + |V_{CE(Q1)}| - |V_{BE1}|}{I_{C(Q1)}} = \frac{30,9 + 11,906 - 0,4979}{7,8494\mu} = 5,39 \quad [\text{M}\Omega]$$

e

$$r_{o2} = \frac{V_{AF2} + V_{CE(Q2)} - V_{BE2}}{I_{C(Q2)}} = \frac{66,4 + 12,49896 - 0,5933}{197,504\mu} = 396,477 \quad [\text{k}\Omega]$$

**b.)** Ganho de tensão,  $A_v = v_{out} / v_{in}$ :

Para o cálculo do ganho de tensão, com pequenos sinais e baixas frequências, o circuito equivalente da Figura 37 deve ser usado. Equacionando-se esse circuito, tem-se que:

$$v_{BE1} = v_{in} - v_{out}$$

$$r_{\pi 2}^* = \frac{r_{\pi 2} \times R_2}{r_{\pi 2} + R_2}$$

$$v_{BE2} = \frac{r_{\pi 2}^*}{r_{o1} + r_{\pi 2}^*} \times v_{out} - \frac{g_{m1} \times r_{o1} \times r_{\pi 2}^*}{r_{o1} + r_{\pi 2}^*} \times v_{in} + \frac{g_{m1} \times r_{o1} \times r_{\pi 2}^*}{r_{o1} + r_{\pi 2}^*} \times v_{out}$$

e

$$v_{out} = \frac{\frac{v_{in} - g_{m2} \times v_{BE2} + \frac{g_{m1} \times r_{o1} \times v_{BE1}}{r_{o1} + r_{\pi 2}^*}}{r_{\pi 1}}}{\frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{r_{o1} + r_{\pi 2}^*}}$$

$\Rightarrow$

$$v_{out} = \frac{\frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{g_{m1} \times r_{o1} \times (1 + g_{m2} \times r_{\pi 2}^*)}{r_{o1} + r_{\pi 2}^*}}{\frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{o2}} + \frac{(1 + g_{m2} \times r_{\pi 2}^*) \times (1 + g_{m1} \times r_{o1})}{r_{o1} + r_{\pi 2}^*}} \times v_{in}$$

$\Rightarrow$

$$A_v = \frac{[r_{o1} + r_{\pi 2}^* + g_{m1} \times r_{o1} \times r_{\pi 1} \times (1 + g_{m2} \times r_{\pi 2}^*)] \times r_{o2} \times R_3}{(r_{o1} + r_{\pi 2}^*) \times r_{\pi 1} \times r_{o2} + [(r_{o1} + r_{\pi 2}^*) \times (r_{\pi 1} + r_{o2}) + (1 + g_{m2} \times r_{\pi 2}^*) \times (1 + g_{m1} \times r_{o1}) \times r_{\pi 1} \times r_{o2}] \times R_3}$$

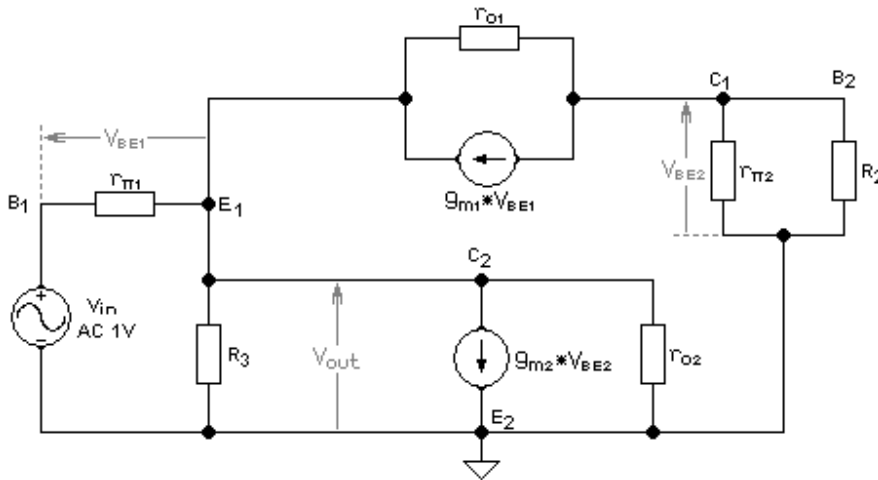


Figura 37 – Circuito Linearizado Equivalente AC do Amplificador da Figura 36.

Substituindo-se os valores numéricos correspondentes na equação acima, tem-se que:

$$A_v = 0,999073 \text{ V/V}$$

c.) Nome técnico desse circuito: o circuito da Figura 36 é um amplificador do tipo coletor-comum, com um ganho de tensão muito próximo da unidade. Os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  formam um par conhecido como falso Darlington ou Sziklai. O objetivo dessa configuração é o de aumentar significativamente o  $\beta$  do transistor equivalente, formado pela ligação em cascata de  $Q_1$  e de  $Q_2$ . Como o amplificador coletor-comum, ao contrário dos outros tipos, depende significativamente do  $\beta$  do transistor, o amplificador da Figura 36 possui alta resistência de entrada ( $R_i \cong R_1$ ), baixa resistência de saída ( $R_o < 50 \Omega$ ) e ganho de tensão muito próximo da unidade. Além disso, a resistência de saída do amplificador é bem independente da resistência interna do gerador ( $R_{ger}$ ), a distorção é muito baixa e a excursão de sinal de saída é bem extensa. Por isso esse circuito também é conhecido como isolador de alto desempenho e é muito usado em pré-amplificadores de áudio *Hi-Fi*.

Genericamente, pode-se equacionar o circuito da Figura 38 da seguinte maneira:

- Ponto quiescente:

$$I_{C(Q2)} = \frac{(V_{CC} - |V_{BE1}|) \times \beta_1 \times \beta_2 - [(\beta_1 + 1) \times R_E + R_B] \times \frac{V_{BE2}}{R_{B2}} \times \beta_2}{(\beta_1 \times \beta_2 + \beta_1 + 1) \times R_E + R_B}$$

$$I_{C(Q1)} = \frac{I_{C(Q2)}}{\beta_2} + \frac{V_{BE2}}{R_{B2}}$$

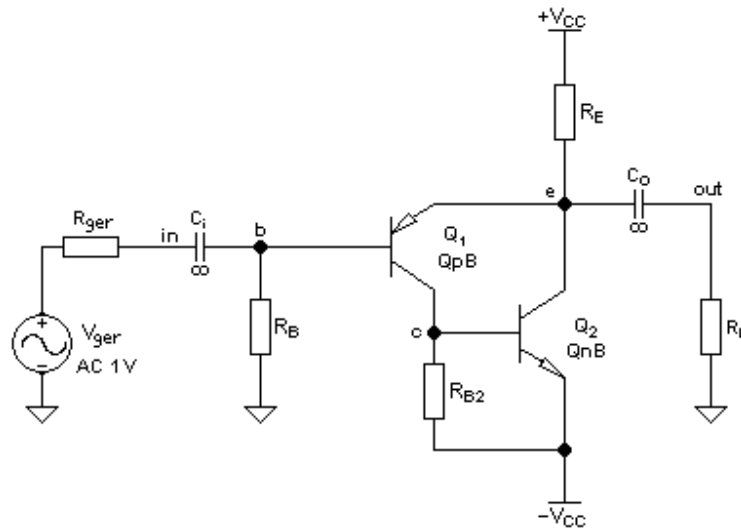


Figura 38 – Circuito Genérico de um Isolador de Alto Desempenho.

$$V_e = \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1} \times R_B + |V_{BE1}|$$

$$V_{CE(Q2)} = \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1} \times R_B + |V_{BE1}| + V_{CC}$$

e

$$|V_{CE(Q1)}| = V_{CC} + \frac{I_{C(Q1)}}{\beta_1} \times R_B + |V_{BE1}| - V_{BE2}$$

- Ganho de tensão, para pequenos sinais e baixas frequências:

$$A_v = \frac{[r_{o1} + r_{\pi 2}^* + g_{m1} \times r_{\pi 1} \times r_{o1} \times (1 + g_{m2} \times r_{\pi 2}^*)] \times r_{o2} \times R_L^*}{(r_{o1} + r_{\pi 2}^*) \times r_{\pi 1} \times r_{o2} + [(r_{o1} + r_{\pi 2}^*) \times (r_{\pi 1} + r_{o2}) + (1 + g_{m2} \times r_{\pi 2}^*) \times (1 + g_{m1} \times r_{o1}) \times r_{\pi 1} \times r_{o2}] \times R_L^*}$$

Onde:

$$R_L^* = \frac{R_E \times R_L}{R_E + R_L}$$

- Resistência de saída:

$$R_o = \frac{(r_{o1} + r_{\pi 2}^*) \times r_{\pi 1}' \times r_{o2}^*}{(r_{o1} + r_{\pi 2}^*) \times (r_{\pi 1}' + r_{o2}^*) + (1 + g_{m2} \times r_{\pi 2}^*) \times (r_{\pi 1}' + g_{m1} \times r_{o1}) \times r_{o2}^*}$$

Onde:

$$r_{\pi 1}' = r_{\pi 1} + \frac{R_{ger} \times R_B}{R_{ger} + R_B}$$

$$r_{\pi 2}^* = \frac{r_{\pi 2} \times R_{B2}}{r_{\pi 2} + R_{B2}}$$

e

$$r_{o2}^* = \frac{r_{o2} \times R_E}{r_{o2} + R_E}$$

- Resistência de entrada vista na base:

$$R_i^* = \frac{r_{\pi 1}}{1 - A_v}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{R_B \times R_i^*}{R_B + R_i^*}$$

Considerando  $r_{o1}$  e  $r_{o2}$  muito elevadas, as grandezas elétricas desse amplificador podem ser escritas como:

$$A_v \cong \frac{\beta_1 \beta_2 R_L^*}{r_{\pi 1} + R_L^* + \beta_1 \beta_2 R_L^*} \cong 1 \text{ [V/V]} ; R_i \cong R_B \text{ e } R_o \propto \frac{r_{\pi 1}}{\beta_1 \beta_2}$$

## 21. Amplificador Operacional Idealizado.

### 21.1. Proposição:

O circuito da Figura 39 teve suas fontes de corrente otimizadas para que  $V_{out(DC)} = 0 \text{ V} \pm 10 \mu\text{V}$  @ 27 °C. Calcular:

- As grandezas quiescentes e os parâmetros incrementais dos transistores:  $I_{CQ}$ ;  $V_{CEQ}$ ;  $g_m$ ;  $r_{\pi}$  e  $r_o$ .
- Os parâmetros elétricos do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências:  $A_v (v_{out}/v_{in})$ ;  $R_i$  e  $R_o$ .
- Avaliar o valor da máxima excursão do sinal de saída, para  $R_L = 28 \text{ k}\Omega$ .

Dados:

	Q1a	Q1b	Q2	Q3
$\beta$	332	334,370	701,692	659,815
$V_{BE}$ (V)	0,5567	0,5567	-0,5783	0,6139
$V_{AF}$ (V)	66,40	66,40	23,00	33,38
$N_F$	1,0022	1,0022	1,010	1,0022

## 21.2. Resolução:

a.) Cálculo das grandezas quiescentes e dos parâmetros incrementais dos transistores:

$$I_{CQ}; V_{CEQ}; g_m; r_{\pi} \text{ e } r_o:$$

- Grandezas quiescentes:

Considerando-se  $V_{out(DC)} = 0 \text{ V}$ , então  $V_{CE(Q3)} = 15 \text{ V}$ . A corrente quiescente de coletor desse transistor vale:

$$I_{C(Q3)} = \frac{\beta_3}{\beta_3 + 1} \times I_3 = \frac{659,815}{660,815} \times 500\mu = 499,243 \quad [\mu\text{A}]$$

A tensão na base de  $Q_3$ , que é igual à tensão no coletor de  $Q_2$ , vale  $V_{BE(Q3)} = 0,6139 \text{ V}$ . Então  $|V_{CE(Q2)}| = 15 - 0,6139 = 14,3861 \text{ V}$ . A corrente quiescente de coletor desse transistor vale:

$$|I_{C(Q2)}| = I_2 + I_{B(Q3)} = 200\mu + \frac{499,243\mu}{659,815} = 200,757 \quad [\mu\text{A}]$$

A tensão no coletor de  $Q_{1a}$  vale:  $V_{CC} - |V_{BE(Q2)}| = 15 - 0,5783 = 14,4217 \text{ V}$ . A tensão no emissor de  $Q_{1a}$  vale:  $V_e = -0,5567 \text{ V}$ . Então  $V_{CE(Q1a)} = 14,4217 + 0,5567 = 14,9784 \text{ V}$ . A corrente quiescente de coletor desse transistor vale:

$$I_{C(Q1a)} = I_1 + |I_{B(Q2)}| = 49,386552\mu + \frac{200,757\mu}{701,692} = 49,67266 \quad [\mu\text{A}]$$

A corrente de emissor de  $Q_{1a}$  vale:

$$I_{E(Q1a)} = \frac{\beta_{1a} + 1}{\beta_{1a}} \times I_{C(Q1a)} = \frac{333}{332} \times 49,67266\mu = 49,822 \quad [\mu\text{A}]$$

A corrente de emissor de  $Q_{1b}$  vale, então:  $I_{E(Q1b)} = I_o - I_{E(Q1a)} = 100\mu - 49,822\mu = 50,178\mu\text{A}$ . A corrente quiescente de coletor desse transistor vale, portanto:

$$I_{C(Q1b)} = \frac{\beta_{1b}}{\beta_{1b} + 1} \times I_{E(Q1b)} = \frac{334,37}{335,37} \times 50,178\mu = 50,028 \quad [\mu\text{A}]$$

Como  $V_e = -0,5567 \text{ V}$ , então  $V_{CE(Q1b)} = 15 + 0,5567 = 15,5567 \text{ V}$ .

A Tabela 1 resume os valores das grandezas quiescentes dos transistores do circuito da Figura 39.

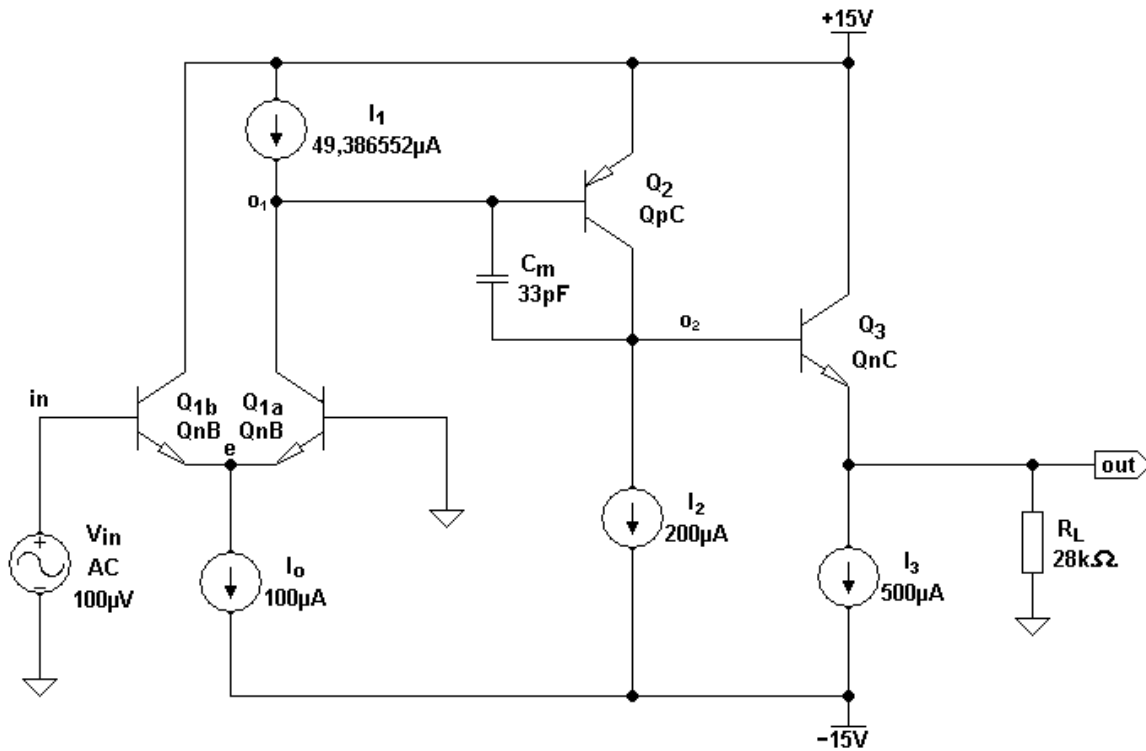


Figura 39 – Amplificador Operacional Idealizado.

	Q1a	Q1b	Q2	Q3
$I_{CQ}$ [ $\mu A$ ]	49,67266	50,028	-200,757	499,243
$V_{CEQ}$ [V]	14,9784	15,5567	-14,3861	15
$V_{BEQ}$ [V]	0,5567	0,5567	-0,5783	0,6139

Tabela 1 – Grandezas Quiescentes dos Transistores da Figura 39.

- Parâmetros incrementais:

Transistor  $Q_{1a}$ :

$$g_{m(Q1a)} = \frac{49,67266\mu}{1,0022 \times 25,86495m} = 1,91625 \text{ [mA/V]}$$

$$r_{\pi(Q1a)} = \frac{332}{1,91625m} = 173,2554 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$r_{o(Q1a)} = \frac{66,4 + 14,9784 - 0,5567}{49,67266\mu} = 1,62709 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

Transistor  $Q_{1b}$ :

$$g_{m(Q1b)} = \frac{50,028\mu}{1,0022 \times 25,86495m} = 1,92996 \quad [\text{mA/V}]$$

$$r_{\pi(Q1b)} = \frac{334,37}{1,92966m} = 173,2524 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r_{o(Q1a)} = \frac{66,4 + 15,5567 - 0,5567}{50,028\mu} = 1,62709 \quad [\text{M}\Omega]$$

Transistor  $Q_2$ :

$$g_{m(Q2)} = \frac{200,757\mu}{1,01 \times 25,86495m} = 7,68488 \quad [\text{mA/V}]$$

$$r_{\pi(Q2)} = \frac{701,692}{7,68488m} = 91,3082 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r_{o(Q2)} = \frac{23 + 14,3861 - 0,5783}{200,757\mu} = 183,3454 \quad [\text{k}\Omega]$$

Transistor  $Q_3$ :

$$g_{m(Q3)} = \frac{499,243\mu}{1,0022 \times 25,86495m} = 19,2596 \quad [\text{mA/V}]$$

$$r_{\pi(Q3)} = \frac{659,815}{19,2596m} = 34,2591 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r_{o(Q3)} = \frac{33,38 + 15 - 0,6139}{499,243\mu} = 95,677 \quad [\text{k}\Omega]$$

	$Q_{1a}$	$Q_{1b}$	$Q_2$	$Q_3$
$g_m$ [mA/V]	1,91625	1,92996	7,68488	19,2596
$r_\pi$ [kΩ]	173,2554	173,2524	91,3082	34,2591
$r_o$ [kΩ]	1627,09	1627,09	183,3454	95,677

**Tabela 2 – Parâmetros Incrementais dos Transistores do Circuito da Figura 39.**

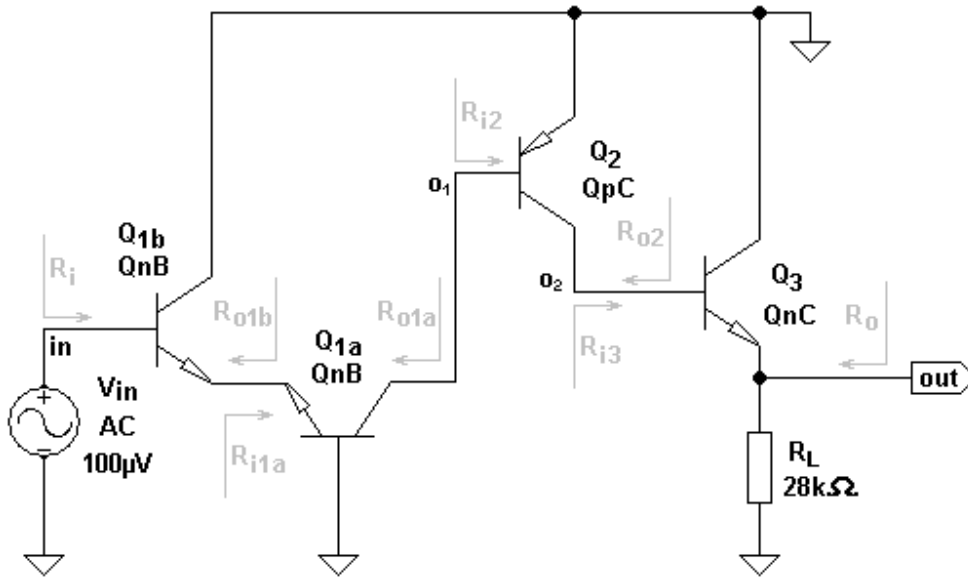


Figura 40 – Circuito Equivalente AC ao Amplificador da Figura 39.

- b.) Os parâmetros elétricos do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências:  
 $A_v (v_{out}/v_{in})$ ;  $R_i$  e  $R_o$ .

Sendo infinitas as resistências internas das fontes de corrente, consideradas ideais, e usando-se o Teorema da Superposição, o circuito equivalente AC do amplificador da Figura 39 fica tal como o apresentado na Figura 40. Conclui-se, então, que  $Q_{1a}$  forma um amplificador CC,  $Q_{1b}$  forma um amplificador BC,  $Q_2$  forma um amplificador EC e, finalmente,  $Q_3$  forma um amplificador CC. Lembrando-se que a resistência de carga do estágio anterior é a resistência de entrada do estágio posterior, isto é,  $R_{L(n-1)} = R_{i(n)}$ , e que a resistência de gerador do estágio posterior é a resistência de saída do estágio anterior, isto é,  $R_{ger(n)} = R_{o(n-1)}$ , pode-se calcular:

- Resistência de entrada do último estágio ( $Q_3$ ), CC:

$$R_{i3} = R_{L2} = r_{\pi(Q3)} + \frac{r_{o(Q3)} \times (1 + g_{m(Q3)} \times r_{\pi(Q3)})}{r_{o(Q3)} + R_L} \times R_L$$

⇒

$$R_{i3} = R_{L2} = 34,2591k + \frac{95,677k \times 660,815}{95,677k + 28k} \times 28k = 14,3481 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

- Ganho de tensão do último estágio ( $Q_3$ ), CC:

$$A_{v3} = \frac{r_{o(Q3)} \times (1 + g_{m(Q3)} \times r_{\pi(Q3)}) \times R_L}{r_{o(Q3)} \times (1 + g_{m(Q3)} \times r_{\pi(Q3)}) \times R_L + (r_{o(Q3)} + R_L) \times r_{\pi(Q3)}}$$

⇒



$$A_{v3} = \frac{95,677k \times 660,815 \times 28k}{95,677k \times 660,815 \times 28k + (95,677k + 28k) \times 34,2591k} = 0,9976 \quad [\text{V/V}]$$

- Ganho de tensão do penúltimo estágio ( $Q_2$ ), *EC*:

$$A_{v2} = -\frac{g_{m(Q2)} r_{o(Q2)} R_{i3}}{r_{o(Q2)} + R_{i3}} = -\frac{7,68488m \times 183,3454k \times 14,3481M}{183,3454k + 14,3481M} = -1391,209 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de entrada do penúltimo estágio ( $Q_2$ ), *EC*:

$$R_{i2} = R_{L1a} = r_{\pi(Q2)} = 91,3082 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Ganho de tensão do segundo estágio ( $Q_{1a}$ ), *BC*:

$$A_{v1a} = \left( \frac{1}{r_{o(Q1a)}} + g_{m(Q1a)} \right) \times \frac{r_{o(Q1a)} \times R_{i2}}{r_{o(Q1a)} + R_{i2}}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v1a} = \left( \frac{1}{1,62709M} + 1,91625m \right) \times \frac{1,62709M \times 91,3082k}{1,62709M + 91,3082k} = 165,725 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de entrada do segundo estágio ( $Q_{1a}$ ), *BC*:

$$R_{i1a} = R_{L1b} = \frac{(r_{o(Q1a)} + R_{i2}) \times r_{\pi(Q1a)}}{r_{\pi(Q1a)} + R_{i2} + r_{o(Q1a)} \times (1 + g_{m(Q1a)} \times r_{\pi(Q1a)})}$$

$\Rightarrow$

$$R_{i1a} = R_{L1b} = \frac{(1,62709M + 91,3082k) \times 173,2554k}{173,2554k + 91,3082k + 1,62709M \times 333} = 549,2155 \quad [\Omega]$$

- Ganho de tensão do primeiro estágio ( $Q_{1b}$ ), *CC*:

$$A_{v1b} = \frac{r_{o(Q1b)} \times (1 + g_{m(Q1b)} \times r_{\pi(Q1b)}) \times R_{L1b}}{r_{o(Q1b)} \times (1 + g_{m(Q1b)} \times r_{\pi(Q1b)}) \times R_{L1b} + (r_{o(Q1b)} + R_{L1b}) \times r_{\pi(Q1b)}}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v1b} = \frac{1,62709M \times 335,37 \times 549,2155}{1,62709M \times 335,37 \times 549,2155 + (1,62709M + 549,2155) \times 173,2524k}$$

$\Rightarrow$

$$A_{v1b} = 0,515216 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de entrada do primeiro estágio ( $Q_{1b}$ ), *CC*:

$$R_{i1b} = r_{\pi(Q1b)} + \frac{r_{o(Q1b)} \times (1 + g_{m(Q1b)} \times r_{\pi(Q1b)})}{r_{o(Q1b)} + R_{L1b}} \times R_{L1b}$$

⇒

$$R_{i1b} = 173,2524k + \frac{1,62709M \times 335,37}{1,62709M + 549,2155} \times 549,2155 = 357,38 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de saída do penúltimo estágio ( $Q_2$ ), *EC*:

Analisando-se a equação da resistência de saída do amplificador emissor-comum constata-se que, se  $R_{E(AC)} = 0$  e se  $R_C \rightarrow \infty$ , então  $R_o = r_o$ , independentemente de tudo que está ligado antes do amplificador. Portanto:

$$R_{o(Q2)} = R_{ger(Q3)} = r_{o(Q2)} = 183,3454 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de saída do último estágio ( $Q_3$ ), *CC*:

$$r_{\pi(Q3)} = R_{ger(Q3)} + r_{\pi(Q3)} = 183,3454k + 34,2591k = 217,604 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

⇒

$$R_{o(Q3)} = \frac{r_{\pi(Q3)} \times r_{o(Q3)}}{r_{\pi(Q3)} + r_{o(Q3)} \times (1 + g_{m(Q3)} \times r_{\pi(Q3)})} = \frac{217,604k \times 95,677k}{217,604k + 95,677k \times 660,815}$$

⇒

$$R_{o(Q3)} = 328,1676 \text{ [}\Omega\text{]}$$

- Ganho de tensão total do amplificador:

$$A_v = A_{v1b} \times A_{v1a} \times A_{v2} \times A_{v3} = 0,515216 \times 165,725 \times (-1391,209) \times 0,9976$$

⇒

$$\boxed{A_v = -118.503,6 \text{ V/V}} \text{ (101,47463 dB, inversor)}$$

- Resistência de entrada do amplificador:

$$R_i = R_{i1b}$$

⇒

$$\boxed{R_i = 357,38 \text{ k}\Omega\text{}}$$

- Resistência de saída do amplificador:

$$R_o = R_{o(Q3)}$$

⇒

$$\boxed{R_o = 328,1676 \text{ }\Omega\text{}}$$

- Conclusão:

O amplificador da Figura 39 é um amplificador operacional de três estágios, do estilo do 741, com um ganho em malha aberta elevado (118503,6 V/V), com resistência de entrada relativamente elevada (357,38 k $\Omega$ ) e com resistência de saída baixa (328,1676  $\Omega$ ).

c.) Máxima excursão do sinal de saída, para  $R_L = 28 \text{ k}\Omega$ :

Quando o sinal de saída estiver na sua máxima excursão negativa, o transistor  $Q_3$  será levado ao corte e a tensão de saída mínima só poderá ser igual a:

$$V_{o(\min)} = -I_3 \times R_L = -500\mu \times 28k = -14 \text{ [V]}$$

A máxima excursão positiva de saída será igual a:

$$V_{o(\max)} = V_{CC} - V_{CEsat}(Q_2) - V_{BEsat}(Q_3) \cong 15 - 0,1 - 0,8 = 14,1 \text{ [V]}$$

O amplificador da Figura 39 possui, portanto, uma excursão máxima útil de saída igual à  $V_{o(\max)} = 28 \text{ V}_{pk-pk}$ , com uma carga de 28 k $\Omega$ .

- Obs.: O capacitor  $C_m$  do circuito da Figura 39 estabelece o polo dominante da função de transferência do amplificador em malha aberta e tem como objetivo estabilizar o circuito quando realimentado, inclusive para  $G_v = 1,0 \text{ V/V}$ . A análise do efeito desse capacitor sobre o desempenho do circuito, no entanto, não faz parte deste texto.

## 22. Estabilizador de Tensão.

### 22.1. Proposição:

Usando as leis de Ohm e de Kirchhoff, deduzir as equações que calculam os valores da tensão de saída ( $V_o$ ) e da corrente no diodo Zener ( $I_Z$ ), no circuito da Figura 41. Usar, para o diodo Zener, um modelo linearizado com os parâmetros  $V_{rev}$  e  $R_{rev}$  e considerar:  $I_Z \gg I_{B1}$ .

### 22.2. Resolução Literal:

Usando-se o modelo linearizado, a tensão sobre o diodo Zener vale:

$$V_Z = V_{rev} + R_{rev} I_Z$$

Analisando-se o circuito da Figura 41 constata-se que a tensão  $V_X$  vale:

$$V_X = V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}$$

Então:

$$\frac{V_o - V_X}{R_1} = \frac{V_X}{R_2} + \frac{I_{C1}}{\beta_1}$$

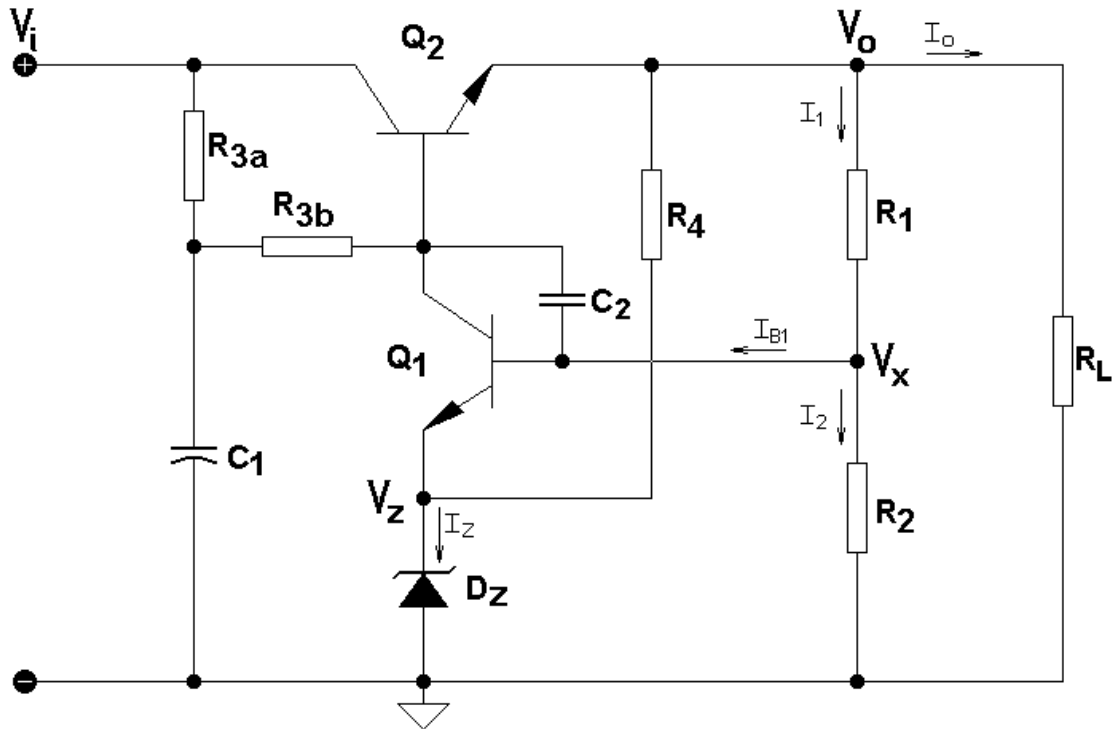


Figura 41 – Estabilizador de Tensão.

⇒

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times V_x + \frac{R_1 I_{C1}}{\beta_1}$$

⇒

$$V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C1}}{\beta_1} \quad (22.1)$$

Na malha de entrada, pode-se escrever que:

$$\frac{V_i - V_o - V_{BE2}}{R_3} = I_{C1} + \frac{I_o + I_1 + I_{R4}}{\beta_2 + 1} = I_{C1} + \frac{V_o}{(\beta_2 + 1) \times R_L} + \frac{V_o}{(\beta_2 + 1) \times (R_1 + R_2)} + \frac{V_o - V_{rev} - R_{rev} I_Z}{R_4}$$

Como  $I_2 \gg I_{B1}$ , então  $I_2 \cong I_1 = V_o / (R_1 + R_2)$ . Consequentemente:

$$I_{C1} = \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4} \right) \right] \times V_o + \frac{V_{rev} + R_{rev} I_Z}{(\beta_2 + 1) R_4}$$

Se  $\beta_2$  for suficientemente grande, pode-se então aproximar a equação acima para:

$$I_{C_1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4} \right) \right] \times V_o \quad (22.2)$$

A corrente no diodo Zener vale:

$$I_Z = \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} I_{C_1} + \frac{V_o - V_{rev} - R_{rev} I_Z}{R_4}$$

Então:

$$I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} \quad (22.3)$$

As Equações 1, 2 e 3 resolvem, portanto, em um problema de análise, o sistema no qual as incógnitas são:  $I_{C_1}$ ;  $I_Z$  e  $V_o$ . Em um circuito como o da Figura 41, para que  $\beta_2$  seja suficientemente grande, isto é,  $\beta_2 > 1500$ , o transistor  $Q_2$  deve estar em uma configuração Darlington. Nesse caso, a Equação 22.2 pode ser reescrita, de forma aproximada, como:

$$I_{C_1} \approx \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} \quad (22.4)$$

Por isso:

$$I_Z \approx \frac{R_4 \times (V_i - V_{BE2}) + (V_o - V_{rev}) \times R_3}{(R_4 + R_{rev}) \times R_3} = \frac{R_4 \times (V_i - V_{BE2})}{(R_4 + R_{rev}) \times R_3} + \frac{V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} \quad (22.5)$$

Assim, portanto, a saída do estabilizador fica virtualmente independente de  $R_L$  e de  $I_o$ . Se, por outro lado,  $\beta_1 > 400$ , a Equação 22.1 pode ser reescrita como:

$$V_o \approx (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} = (V_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (22.6)$$

A Equação 22.6 é, então, a equação normalmente usada para calcular a tensão de saída aproximada do circuito da Figura 41.

Se, ainda,  $R_3 \gg R_4$ , pela Equação 22.5, constata-se que a corrente do diodo Zener fica virtualmente independente de  $V_i$  e, então, o estabilizador passa a apresentar uma tensão de saída quase que totalmente independente da tensão de entrada e da carga e, portanto, constante. Se, no entanto, for usado um transistor normal para  $Q_2$ , com  $\beta_2 < 200$ , o resistor  $R_3$  não pode possuir uma resistência muito grande porque não conseguirá suprir a corrente de base desse transistor. Nesse caso deve-se usar  $R_3 \approx (V_i - V_o - 0,7) \times \beta_2 / I_o$  e  $R_4 \approx R_3$ . O desempenho do estabilizador, então, cai bastante nessa situação.

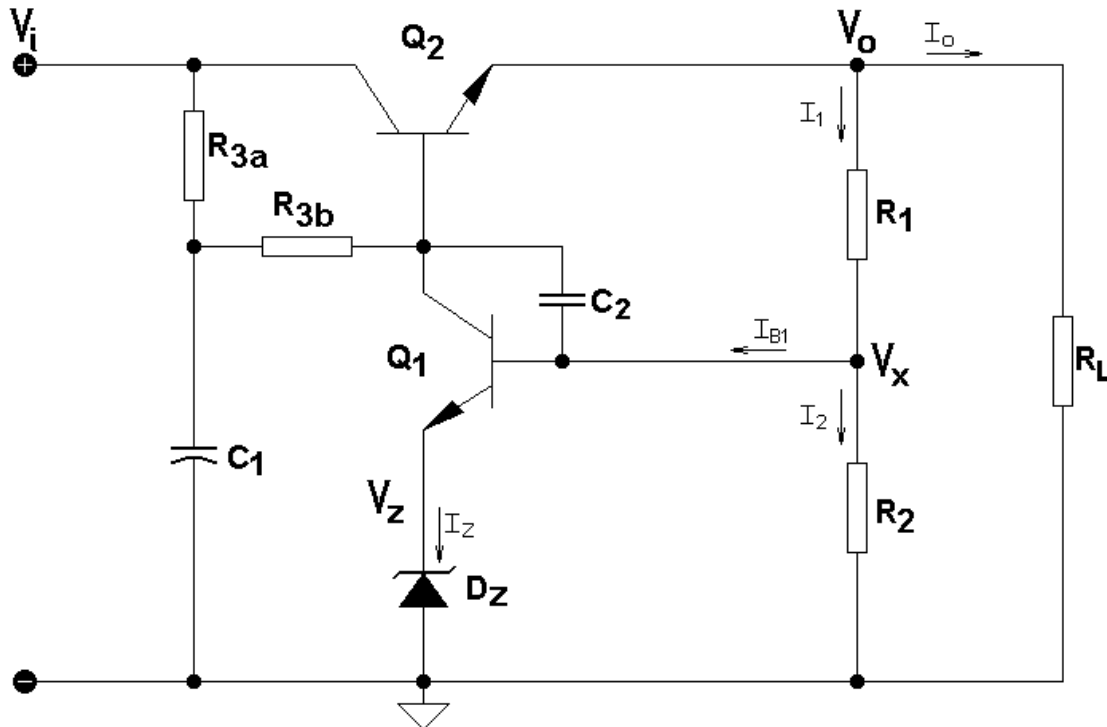


Figura 42 – Estabilizador de Tensão Simplificado.

A resistência  $R_3$ , no circuito da Figura 41, foi dividida em duas, isto é,  $R_3 = R_{3a} + R_{3b}$ . A adição do capacitor  $C_1$  forma, com essas resistências, um filtro passa-baixas com  $fc \leq 2 \text{ Hz}$ , que minimiza a injeção de ondulações (*ripple*) e de ruídos no circuito.

O resistor  $R_4$ , que provê corrente de polarização para o diodo Zener, deve ser dimensionado para que:  $3 \text{ mA} \leq I_Z \leq 6 \text{ mA}$ . O resistor  $R_3$ , que ainda provê uma parcelada da corrente de polarização do diodo Zener, deve ser dimensionado para que:  $300 \mu\text{A} \leq I_{R3} \leq 1 \text{ mA}$ , se o transistor  $Q_2$  possuir  $\beta_2 > 1500$ .

Os resistores  $R_1$  e  $R_2$ , além de permitirem o ajuste exato da tensão de saída do estabilizador, polarizam a base do transistor  $Q_1$  e devem ser dimensionados para que:  $1 \text{ mA} \leq I_1 \leq 10 \text{ mA}$ .

O transistor  $Q_1$  deve possuir  $\beta_1 > 400$  e, portanto, devem ser usados, para esse componente, transistores com sufixo *C*, como, por exemplo, o *BC548C*.

O transistor  $Q_2$  deve possuir  $\beta_2 > 1500$  e, portanto, devem ser usados, para eles, transistores Darlington, como, por exemplo, o *2N6039*, o *TIP41*, o *ZTX605*, etc., dependendo da corrente de saída e do diferencial de tensão entre a entrada e a saída do estabilizador.

O capacitor  $C_2$  da Figura 41, de poliéster metalizado ou de cerâmica com valores na faixa  $1\text{nF} \leq C_2 \leq 10\text{nF}$ , deve ser usado para evitar oscilações e ruídos de alta frequência.

Se o resistor  $R_4$  não for usado, como mostra a Figura 42 e como foi analisado no Exercício 17, o desempenho do estabilizador cai um pouco e as equações de análise do circuito tornam-se:

$$V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_Z}{\beta_1 + 1} \quad (22.7)$$

$$I_Z = \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times \left\{ \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) \right] \times V_o \right\} \quad (22.8)$$

### 22.3. Resolução Numérica:

Resolver o circuito da Figura 41 para os seguintes componentes:  $R_1 = 2,5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{3a} = R_{3b} = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_4 = 3,9 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{L(\text{tip})} = 160 \Omega$  e  $118,706 \Omega \leq R_L \leq \infty$ . A tensão de entrada vale:  $V_{i(\text{tip})} = 35 \text{ V}$  e  $28 \text{ V} \leq V_i \leq 42 \text{ V}$ .

Dados:  $Q_1 \Rightarrow \beta_1 = 600$ ;  $V_{BE1(\text{tip})} = 0,65705 \text{ V}$  e  $0,58794 \text{ V} \leq V_{BE1} \leq 0,67574 \text{ V}$ .

$Q_2 \Rightarrow \beta_2 = 2000$ ;  $V_{BE2(\text{tip})} = 1,358 \text{ V}$  e  $1,2871 \text{ V} \leq V_{BE2} \leq 1,3676 \text{ V}$ .

$D_Z \Rightarrow V_{fwd} = 0,6 \text{ V}$ ;  $R_{on} = 9 \Omega$ ;  $V_{rev} = 6,15 \text{ V}$ ;  $R_{rev} = 10 \Omega$  e  $R_{off} = 1,33333 \text{ M}\Omega$ .

- Típico:

Tipicamente:  $V_i = 35 \text{ V}$ ;  $\beta_1 = 600$ ;  $V_{BE1} = 0,65705 \text{ V}$ ;  $\beta_2 = 2000$ ;  $V_{BE2} = 1,358 \text{ V}$ ;  $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 160 \Omega$ . Usando-se a Equação 22.1, tem-se que:

$$V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C1}}{\beta_1} = (6,15 + 10 I_Z + 0,65705) \times 3,5 + \frac{2,5 \text{ k} \times I_{C1}}{600}$$

Onde, pela Equação 22.2:

$$I_{C1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4} \right) \right] \times V_o$$

$\Rightarrow$

$$I_{C1} \cong \frac{35 - 1,358}{20 \text{ k}} - \left[ \frac{1}{20 \text{ k}} + \frac{1}{2001} \times \left( \frac{1}{160} + \frac{1}{3,5 \text{ k}} + \frac{1}{3,9 \text{ k}} \right) \right] \times V_o = 1,6821 \text{ m} - 53,394365 \mu \times V_o$$

E, pela Equação 22.3:

$$I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} = \frac{\frac{601}{600} \times (1,6821 \text{ m} - 53,394365 \mu \times V_o) \times 3,9 \text{ k} + V_o - 6,15}{3,9 \text{ k} + 10}$$

Substituindo-se esses valores na equação de  $V_o$ , obtém-se:

$$\boxed{V_o = 24 \text{ V}}$$

Retornando-se esse valor às equações de  $I_{C1}$  e de  $I_Z$ , calcula-se:

$$I_{C1} = 400,6279 \mu\text{A} ; I_Z = 4,96552 \text{ mA} \text{ e } I_o = 150 \text{ mA}.$$

- Mínimo:

A tensão de saída será mínima quando  $V_i$  for mínima e a carga for máxima. Nesse caso:  $V_i = 28 \text{ V}$ ;  $\beta_1 = 600$ ;  $V_{BE1} = 0,58794 \text{ V}$ ;  $\beta_2 = 2000$ ;  $V_{BE2} = 1,3676 \text{ V}$ ;  $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = 118,706 \text{ }\Omega$ . Usando-se a Equação 22.1, tem-se que:

$$V_o = (V_{rev} + R_{rev}I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C1}}{\beta_1} = (6,15 + 10I_Z + 0,58784) \times 3,5 + \frac{2,5k \times I_{C1}}{600}$$

Onde, pela Equação 22.2:

$$I_{C1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4} \right) \right] \times V_o$$

$\Rightarrow$

$$I_{C1} \cong \frac{28 - 1,3676}{20k} - \left[ \frac{1}{20k} + \frac{1}{2001} \times \left( \frac{1}{118,706} + \frac{1}{3,5k} + \frac{1}{3,9k} \right) \right] \times V_o = 1,33162m - 54,481\mu \times V_o$$

E, pela Equação 22.3:

$$I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} = \frac{\frac{601}{600} \times (1,33162m - 54,481\mu \times V_o) \times 3,9k + V_o - 6,15}{3,9k + 10}$$

Substituindo-se esses valores na equação de  $V_o$ , obtém-se:

$$\boxed{V_o = 23,7414 \text{ V}}$$

Retornando-se esse valor às equações de  $I_{C1}$  e de  $I_Z$ , calcula-se:

$$I_{C1} = 38,167 \text{ }\mu\text{A e } I_Z = 4,5372 \text{ mA}$$

Nesse caso,  $V_{BE1} = V_{BE1(\min)}$  porque  $I_{C1} = I_{C1(\min)}$  e  $V_{BE2} = V_{BE2(\max)}$  porque  $I_{C2} = I_{C2(\max)}$ .  
 $I_o = 200 \text{ mA}$ .

- Máximo:

A tensão de saída será máxima quando  $V_i$  for máxima e a carga for mínima. Nesse caso:  $V_i = 42 \text{ V}$ ;  $\beta_1 = 600$ ;  $V_{BE1} = 0,67574 \text{ V}$ ;  $\beta_2 = 2000$ ;  $V_{BE2} = 1,2871 \text{ V}$ ;  $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$  e  $R_L = \infty$ . Usando-se a Equação 22.1, tem-se que:

$$V_o = (V_{rev} + R_{rev}I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C1}}{\beta_1} = (6,15 + 10I_Z + 0,67574) \times 3,5 + \frac{2,5k \times I_{C1}}{600}$$



Onde, pela Equação 22.2:

$$I_{C_1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4} \right) \right] \times V_o$$

$\Rightarrow$

$$I_{C_1} \cong \frac{42 - 1,2871}{20k} - \left[ \frac{1}{20k} + \frac{1}{2001} \times \left( \frac{1}{3,5k} + \frac{1}{3,9k} \right) \right] \times V_o = 2,035645m - 50,271\mu \times V_o$$

E, pela Equação 22.3:

$$I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} = \frac{\frac{601}{600} \times (2,035645m - 50,271\mu \times V_o) \times 3,9k + V_o - 6,15}{3,9k + 10}$$

Substituindo-se esses valores na equação de  $V_o$ , obtém-se:

$$\boxed{V_o = 24,083 \text{ V}}$$

Retornando-se esse valor às equações de  $I_{C_1}$  e de  $I_Z$ , calcula-se:

$$I_{C_1} = 824,9753 \mu\text{A} \text{ e } I_Z = 5,4107 \text{ mA}$$

Nesse caso,  $V_{BE1} = V_{BE1(max)}$  porque  $I_{C_1} = I_{C_1(max)}$  e  $V_{BE2} = V_{BE2(min)}$  porque  $I_{C_2} = I_{C_2(min)}$ .  
 $I_o = 0$ .

A potência dissipada sobre  $Q_2$  pode atingir o valor:  $P_{Q_2} \approx (42 - 24) \times 0,2 = 3,6 \text{ W}$ . Nesse caso, o transistor  $Q_2$  deve ser escolhido adequadamente e um dissipador de calor deve ser dimensionado para ele. O transistor  $Q_1$  é um transistor de pequenos sinais de áudio.

Esse estabilizador apresenta uma variação de 1,42 % na tensão de saída para uma variação de 40 % na tensão de entrada, com uma variação de corrente de saída de 0 a 200 mA. É, portanto, um estabilizador de tensão de alto desempenho.

## 22.4. Proteção contra curtos-circuitos e sobrecargas:

Se os estabilizadores das Figuras 41 e 42 sofrerem um curto-circuito em suas saídas, o transistor  $Q_2$  será irremediavelmente danificado por excesso de corrente. Para evitar isso, devem ser adicionados o transistor  $Q_3$  e o resistor  $R_5$ , como mostra a Figura 43. Em funcionamento normal, isto é, quando  $R_5 \times I_o < 0,6 \text{ V}$ , o transistor  $Q_3$  não conduz e, portanto, comporta-se como ausente do circuito. Se a corrente  $I_o$  for excessiva, contudo,  $V_{BE}$  do transistor  $Q_3$  ultrapassa a 0,6 V e ele começa a conduzir, retirando corrente de base de  $Q_2$  e levando-o ao corte. Definem-se para o estabilizador, nesse caso, duas correntes de saída singulares: a corrente de saída limite ( $I_{o(lim)}$ ) e a corrente de saída em curto-circuito ( $I_{o(curto)}$ ). Pode-se, então, escrever que:

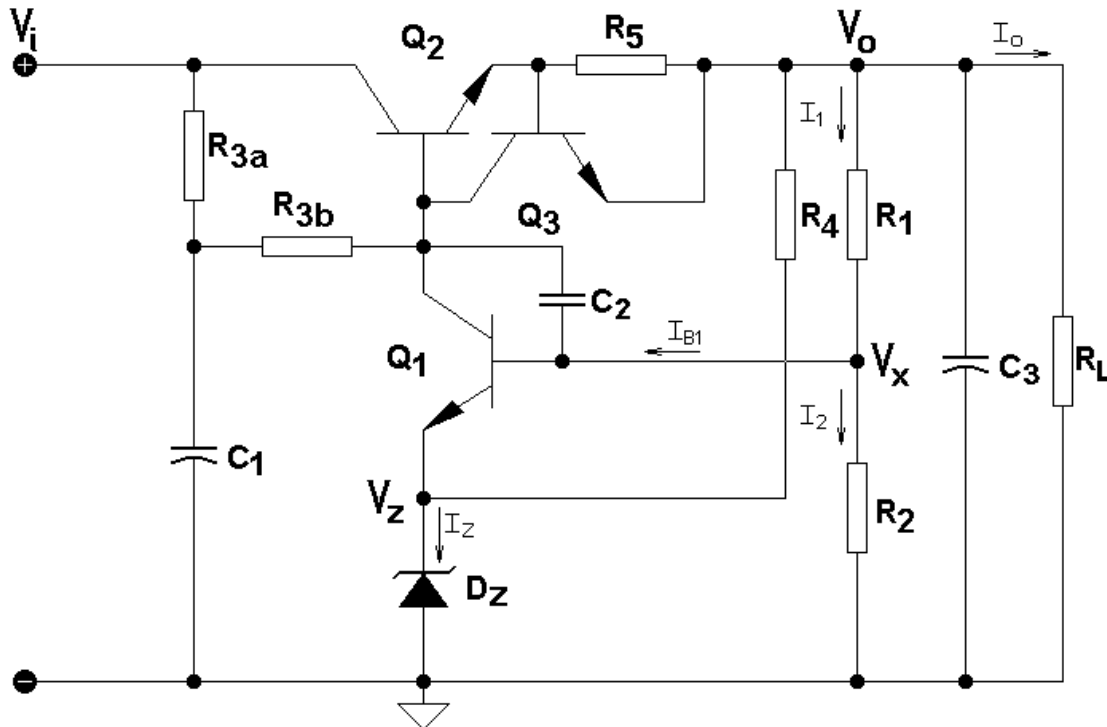


Figura 43 - Estabilizador com Dispositivo de Proteção Contra Curtos-Circuitos e Sobrecargas.

$$I_{o(lim)} \cong \frac{0,6}{R_5} \text{ [A]} \quad \text{e} \quad I_{o(curto)} \cong \frac{0,7}{R_5} \text{ [A]}$$

Para  $I_o > I_{o(lim)}$ , os circuitos das Figuras 41 e 42 funcionam aproximadamente como uma fonte de corrente, com  $I_{o(lim)} \leq I_o \leq I_{o(curto)}$ . Deve-se lembrar, também, que, na situação de curto circuito,  $P_{Q2} \approx V_i \times I_{o(curto)}$ . Se, por exemplo,  $R_5 = 3,3 \Omega$ , então  $I_{o(curto)} = 0,7 / 3,3 = 212,12 \text{ mA}$ . No exemplo numérico do item 22.3, portanto,  $P_{Q2} \approx 42 \times 0,21212 = 8,91 \text{ W}$ . O transistor  $Q_2$  e o seu dissipador de calor, conseqüentemente, devem ser dimensionados para essa potência.

O transistor  $Q_3$ , assim como o transistor  $Q_1$ , é um transistor de pequenos sinais de áudio. No circuito da Figura 43 foi acrescentado o capacitor  $C_3$ . Esse capacitor funciona como um filtro adicional de ripple e de ruídos na saída da fonte. Ele é do tipo eletrolítico e, normalmente, não possui capacitância muito elevada, ficando, em geral, na seguinte faixa de valores:  $10 \mu\text{F} \leq C_3 \leq 100 \mu\text{F}$ .

## 23. Amplificador Diferencial com Cargas Passivas

### 23.1. Proposição:

O circuito da Figura 44 é um amplificador diferencial básico, carregado com cargas passivas. Calcular, em  $27^\circ\text{C}$ , o ponto quiescente do circuito da Figura 44 e, posteriormente, calcular os parâmetros AC do amplificador, isto é:  $A_{v1} = v_o / v_{i1}$  e  $A_{v2} = v_o / v_{i2}$ . O circuito está alimentado com  $V_{CC} = \pm 30 \text{ V}$ .

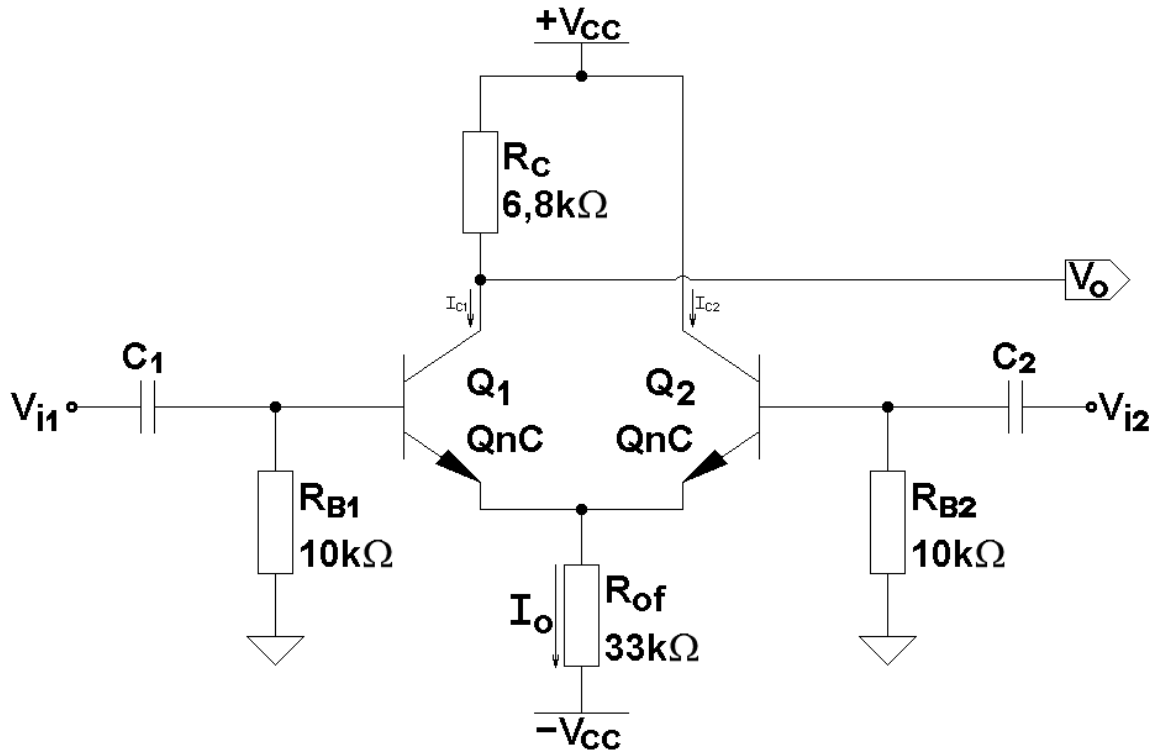


Figura 44 – Amplificador Diferencial Básico.

### 23.2. Resolução Literal:

O ponto quiescente do circuito da Figura 44 só pode ser calculado com certa precisão se os parâmetros de modelagem dos transistores forem usados. Considerando  $V_{BC} \ll 0$ , as equações que resolvem o circuito são:

$$I_C = \frac{I_S}{q_b} \times \left( e^{\frac{V_{BE}}{N_F V_T}} - 1 \right) \quad (23.1)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} \times \left( e^{\frac{V_{BE}}{N_F V_T}} - 1 \right) \quad (23.2)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C + V_{BE} + R_B I_B \quad (23.3)$$

$$q_b = \frac{V_{AF}}{V_{AF} + V_{CE} - V_{BE}} \quad (23.4)$$

No sistema de equações acima, o valor de  $V_{BE}$  deve ser conhecido ou estimado.

### 23.3. Resolução Numérica:

No circuito da Figura 44 os transistores são do tipo  $QnC$  que possuem os seguintes parâmetros de modelagem estática:  $I_S = 18,068052fA$   $\beta_F = 461,09356$   $V_{AF} = 33,38V$  e  $N_F = 1,0022$ . Supondo  $V_{BE} = 0,6042 V$  para os dois transistores, o sistema de Equações 23.1 ~ 23.4 torna-se igual a:

$$I_C = \frac{18,068052 \times 10^{-15}}{q_b} \times \left( e^{\frac{0,6042}{1,0022V_T}} - 1 \right) \quad (23.5)$$

$$I_B = \frac{18,068052 \times 10^{-15}}{461,09356} \times \left( e^{\frac{0,6042}{1,0022V_T}} - 1 \right) \quad (23.6)$$

$$V_{CE} = 30 - 6800I_C + 0,6042 + 10000I_B \quad (23.7)$$

$$q_b = \frac{33,38}{33,38 + V_{CE} - 0,6042} \quad (23.8)$$

Executando-se o *solve* na Equação 23.5 em 27 °C, obtém-se para  $Q_1$ :  $I_{C1} = 434,1871 \mu A$  e  $V_{CE1} = 27,667 V$ .

Para o transistor  $Q_2$  deve-se executar o *solve* na Equação 23.5 em 27 °C com  $R_C = 0$ . Então:  $I_{C2} = 455,4 \mu A$  e  $V_{CE2} = 30,609 V$ .

Os parâmetros incrementais para pequenos sinais dos transistores valem, portanto:

$$g_{m1} = 16,75 \text{ [mA/V]} \quad ; \quad r_{\pi 1} = 49,84 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad ; \quad r_{o1} = 139,186 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$g_{m2} = 17,568 \text{ [mA/V]} \quad ; \quad r_{\pi 2} = 49,84 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad ; \quad r_{o2} = 139,186 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

### 23.4. Grandezas AC:

- Ganho  $A_{vl}$ :

Em relação à entrada  $v_{i1}$  e à saída  $v_o$ , o amplificador comporta-se como emissor-comum com resistência de emissor. A resistência de emissor, no caso, é a resistência de entrada do amplificador base-comum, constituído por  $Q_2$ , em paralelo com  $R_{of}$ . Então:

$$R_{EI(AC)} = \frac{r_{o2} r_{\pi 2} R_{of}}{r_{o2} r_{\pi 2} + R_{of} \times [r_{\pi 2} + r_{o2} \times (1 + g_{m2} r_{\pi 2})]}$$

Com os parâmetros incrementais calculados acima e com  $R_{of} = 33 \text{ k}\Omega$ , obtém-se:  $R_{EI(AC)} = 56,74 \Omega$ . O ganho do amplificador  $EC$  vale, portanto:

$$A_{vl} = \frac{v_o}{v_{i1}} = \frac{(56,74 - 16,75m \times 49,84k \times 139,186k) \times 6,8k}{49,84k \times (56,74 + 139,86k + 6,8k) + 56,74 \times [6,8k + 139,186k \times (1 + 16,75 \times 49,84)]}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{A_{vl} = -56,9277 \text{ V/V}}$$

O ganho  $A_{v2}$  depende de dois amplificadores: um coletor-comum, constituído por  $Q_2$ , e um base-comum, constituído por  $Q_1$ .

O amplificador coletor-comum possui o seguinte ganho:

$$A'_{v2} = \frac{(1 + g_{m2} r_{\pi2}) \times r_{o2} \times R_{E2(AC)}}{(1 + g_{m2} r_{\pi2}) \times r_{o2} \times R_{E2(AC)} + (r_{o2} + R_{E2(AC)}) \times r_{\pi2}}$$

onde:

$$R_{E2(AC)} = \frac{(r_{o1} + R_C) \times r_{\pi1} \times R_{of}}{(r_{o1} + R_C) r_{\pi1} + R_{of} \times [r_{\pi1} + R_C + r_{o1} \times (1 + g_{m1} r_{\pi1})]} = 62,39 \text{ } [\Omega]$$

Então:

$$A'_{v2} = \frac{(1 + 875,57) \times 139,186k \times 62,39}{(1 + 875,57) \times 139,186k \times 62,39 + (139,186k + 62,39) \times 49,84k} = 0,523 \text{ } [V/V]$$

O amplificador base-comum possui o seguinte ganho:

$$A''_{v2} = \left( \frac{1}{r_{o1}} + g_{m1} \right) \times \frac{r_{o1} \times R_C}{r_{o1} + R_C} = \left( \frac{1}{139,186k} + 16,75m \right) \times \frac{139,186k \times 6,8k}{139,186k + 6,8k} = 108,64 \text{ } [V/V]$$

O ganho total vale, portanto:

$$A_{v2} = \frac{v_o}{v_{i2}} = A'_{v2} \times A''_{v2} = 0,523 \times 108,64$$

⇒

$$\boxed{A_{v2} = 56,831 \text{ } V/V}$$

O amplificador diferencial, com duas entradas e com uma saída simples, possui ganhos essencialmente iguais em relação às duas entradas. Uma entrada, no entanto, é inversora e a outra é não inversora. Sinais diferenciais aplicados às entradas, portanto, são amplificados com o dobro do ganho de tensão e sinais em modo comum são essencialmente cancelados. Entende-se por sinais diferenciais aos sinais com os mesmos módulos de amplitude e com fases opostas. Entende-se por sinais em modo comum aos sinais idênticos, tanto em módulo quanto em fase.

### Apêndice

Os transistores usados na maioria dos exercícios deste texto são transistores modelados adequadamente para cálculos manuais e seus modelos, simplificados, mantêm boa precisão em relação aos transistores reais correspondentes, na região ativa direta. Os parâmetros de modelagem desses transistores valem, em 27 °C:

```

*****
*****
.model QnA NPN (IS=19,605587fA BF=173,65534 VAF=110,4V NF=1,0022
+          BR=13 NR=1
+          CJC=6,517pF VJC=0,6148V MJC=0,3362
+          CJE=12,5pF VJE=0,6V MJE=0,55
+          TF=810ps XTI=5,24 XTB=0,4 FC=0,5)
*****
.model QnB NPN (IS=19,22105fA BF=272,7546 VAF=66,4V NF=1,0022
+          BR=10 NR=1
+          CJC=6,517pF VJC=0,6148V MJC=0,3362
+          CJE=12,5pF VJE=0,6V MJE=0,55
+          TF=820ps XTI=5,98 XTB=0,3 FC=0,5)
*****
.model QnC NPN (IS=18,068052fA BF=461,09356 VAF=33,38V NF=1,0022
+          BR=6 NR=1
+          CJC=6,517pF VJC=0,6148V MJC=0,3362
+          CJE=12,5pF VJE=0,6V MJE=0,55
+          TF=830ps XTI=5,54 XTB=0,3 FC=0,5)
*****
*****
.model QpA PNP (IS=2,3623fA BF=165,3933 VAF=47,682V NF=0,9123
+          BR=8,35 NR=1
+          CJC=12,0pF VJC=0,55V MJC=0,333
+          CJE=20,0pF VJE=0,696V MJE=0,50
+          TF=930ps XTI=10 XTB=0,4 FC=0,5)
*****
*****
.model QpB PNP (IS=25,0343fA BF=254,8935 VAF=30,9V NF=1,0
+          BR=5 NR=1
+          CJC=12,0pF VJC=0,55V MJC=0,333
+          CJE=20,0pF VJE=0,696V MJE=0,50
+          TF=940ps XTI=5,95 XTB=0,4 FC=0,5)
*****
*****
.model QpC PNP (IS=30,4532fA BF=438,4653 VAF=23,0V NF=1,01
+          BR=2,45 NR=1
+          CJC=12,0pF VJC=0,55V MJC=0,333
+          CJE=20,0pF VJE=0,696V MJE=0,50
+          TF=950ps XTI=4 XTB=0,4 FC=0,5)
*****
*****

```