Emissor-Comum

Análise do amplificador *EC* genérico:

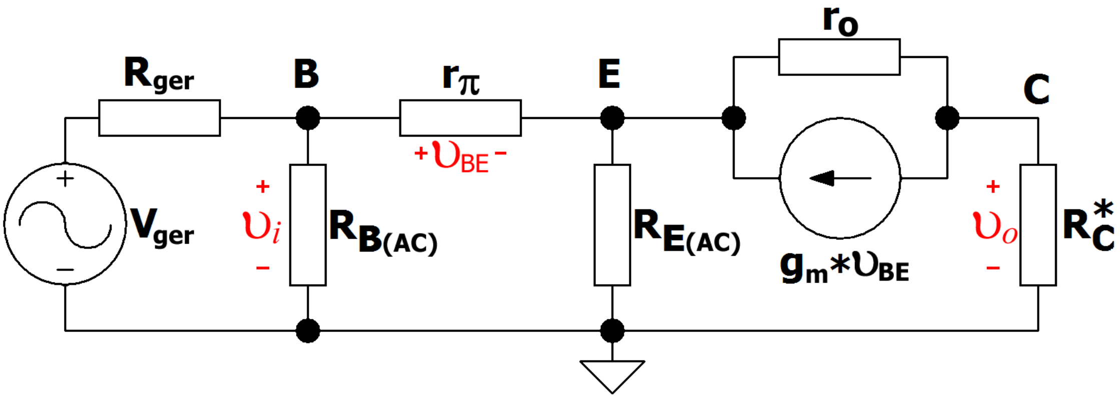

Figura 1 – Modelo Linearizado do Amplificador *EC* Genérico.

A Figura *1* apresenta o modelo linearizado de um amplificador *EC* genérico, com o resistor R_E não desacoplado. Aplicando-se os Teoremas de Norton e de Thévenin ao circuito da Figura *1*, pode-se, a partir da saída, reduzir o circuito a uma malha apenas, como mostra a Figura *2*.

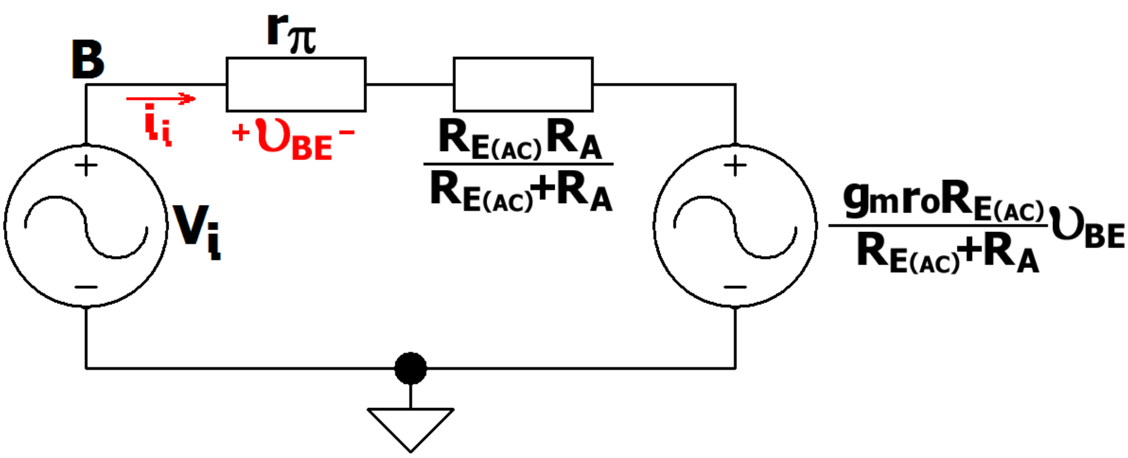

Figura 2 – Amplificador *EC* com Modelo Compactado a Partir da Saída.

Sendo:

$$R_A = r_o + R_C^* \quad \text{e} \quad R_C^* = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

A corrente de malha do circuito da Figura *2* vale:

$$i_i = \frac{\left(R_{E(AC)} + R_A\right)\vartheta_i}{R_{E(AC)}R_A + r_\pi\left[R_A + R_{E(AC)}(1 + g_m r_o)\right]}$$

→

$$\vartheta_{BE} = \frac{r_\pi\left(R_{E(AC)} + R_A\right)}{R_{E(AC)}R_A + r_\pi\left[R_A + R_{E(AC)}(1 + g_m r_o)\right]} \times \vartheta_i$$

Como ϑ_i/i_i é igual à resistência de entrada (R_i^*), vista na base do *BJT*, então:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{R_C^* + r_o(1 + g_m r_\pi)}{R_C^* + r_o + R_{E(AC)}} \times R_{E(AC)} \tag{1}$$

Usando-se novamente os Teoremas de Thévenin e de Norton, o circuito da Figura *1* pode ser reduzido, a partir da entrada, como mostra a Figura *3*.

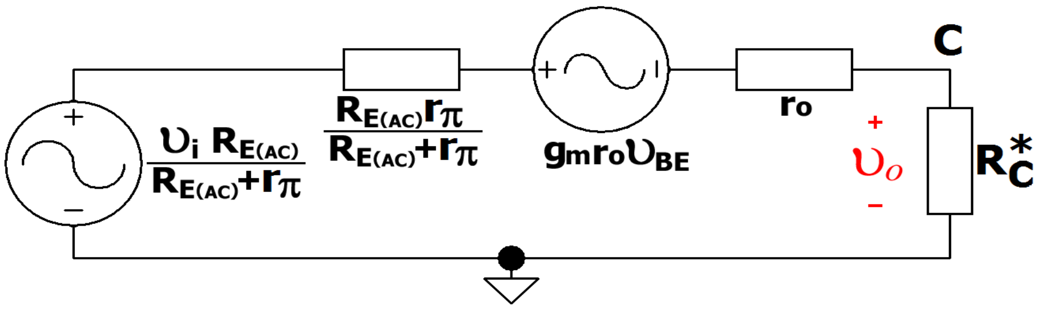

Figura 3 - Amplificador *EC* com Modelo Compactado a Partir da Entrada.

A tensão de saída do circuito, calculada através da corrente da malha, vale, portanto:

$$\vartheta_o = \frac{(R_{E(AC)}-g_m r_\pi r_o)R_C^*}{r_\pi(R_{E(AC)}+r_o+R_C^*)+R_{E(AC)}[R_C^*+r_o(1+g_m r_\pi)]} \times \vartheta_i \qquad (2)$$

A grandeza ϑ_o é a tensão de saída e R_C^* é a carga total do circuito, que vale:

$$R_C^* = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

Se o circuito estiver em vazio, isto é, se $R_L \rightarrow \infty$, então $R_C^* = R_C$ e $\vartheta_o = \vartheta_{o(vazio)}$. Assim:

$$\vartheta_{o(vazio)} = \frac{(R_{E(AC)}-g_m r_\pi r_o)R_C}{r_\pi(R_{E(AC)}+r_o+R_C)+R_{E(AC)}[R_C+r_o(1+g_m r_\pi)]} \times \vartheta_i \qquad (3)$$

Se, no entanto, o circuito estiver com a saída em curto-circuito, então $R_L = 0$, $R_C^* = 0$, $\vartheta_o = 0$ e, consequentemente:

$$i_{o(curto)} = \frac{R_{E(AC)}-g_m r_\pi r_o}{r_\pi(R_{E(AC)}+r_o)+R_{E(AC)} r_o(1+g_m r_\pi)} \times \vartheta_i \qquad (4)$$

A <u>resistência de saída</u> de um circuito vale $R_o = \vartheta_{o(vazio)}/i_{o(curto)}$. Dividindo-se a Equação *3* pela Equação *4*, conclui-se que:

$$\boxed{R_o = \frac{[r'_\pi(R_{E(AC)}+r_o)+R_{E(AC)} r_o(1+g_m r_\pi)]R_C}{r'_\pi(R_{E(AC)}+r_o+R_C)+R_{E(AC)}[R_C+r_o(1+g_m r_\pi)]}} \quad [\Omega] \qquad (5)$$

A grandeza r_π', como mostra o circuito da Figura *1*, agrega todas as resistências que estão ligadas na entrada do amplificador (r_π ; $R_{B(AC)}$ e R_{ger}), que não foram computadas até agora. Vale, portanto, para $\vartheta_i = 0$:

$$r'_\pi = r_\pi + \frac{R_{ger} R_{B(AC)}}{R_{ger} + R_{B(AC)}}$$

Como a resistência de entrada também engloba a resistência de base, vista pelo sinal *AC*, ela vale $R_i = R_i^*//R_{B(AC)}$. Então a <u>resistência de entrada</u> do amplificador vale:

$$\boxed{R_i = \frac{R_i^* R_{B(AC)}}{R_i^* + R_{B(AC)}}} \quad [\Omega] \qquad (6)$$

O <u>ganho de tensão</u> do amplificador, dado pela relação ϑ_o/ϑ_i, segundo a Equação *2*, vale:

$$\boxed{A_\vartheta = \frac{(R_{E(AC)}-g_m r_\pi r_o)R_C^*}{r_\pi(R_{E(AC)}+r_o+R_C^*)+R_{E(AC)}[R_C^*+r_o(1+g_m r_\pi)]}} \quad [V/V] \qquad (7)$$

Em relação ao gerador, o ganho de tensão do amplificador vale:

$$A_{\vartheta g} = \frac{R_i}{R_{ger} + R_i} \times A_\vartheta$$

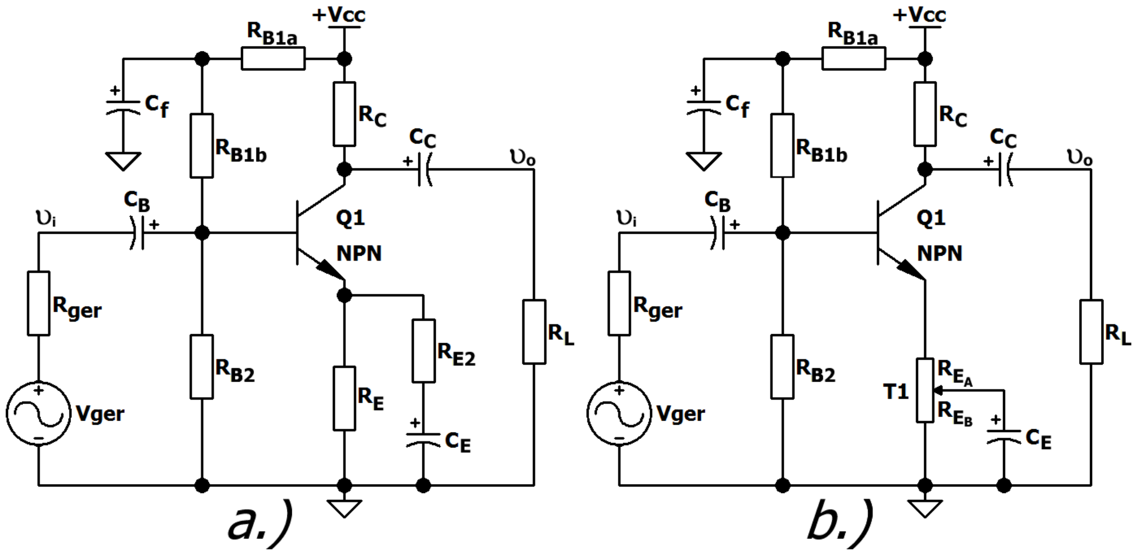

Figura 4 – Amplificadores *EC* Genéricos. *a.)* Com Ganho de Tensão Fixo. *b.)* Com Ganho de Tensão Ajustável.

A Figura *4* mostra dois exemplos de amplificadores genéricos, do tipo emissor-comum. Nesses amplificadores, a diferenciação entre os comportamentos em *DC* e *AC* são feitos pelas seguintes relações:

- Em *DC*:

$$R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} \;\; ; \;\; R_{B1} = R_{B1a} + R_{B1b} \;\; ; \;\; R_E = R_E \;\; \text{ou} \;\; R_E = R_{EA} + R_{EB}$$

- Em *AC*:

$$R_{B(AC)} = \frac{R_{B1b}R_{B2}}{R_{B1b}+R_{B2}} \;\; ; \;\; R_{E(AC)} = \frac{R_{E2}R_E}{R_{E2}+R_E} \;\; \text{ou} \;\; R_{E(AC)} = R_{EA}$$

Pelo teorema da superposição, a fonte V_{CC} deve ser anulada e os capacitores C_B, C_C, C_E e C_f devem ser considerados como curtos-circuitos, para a análise em *AC*.

- Exercício *1*:

O circuito da Figura *4a* foi polarizado com as seguintes grandezas: $V_{CC} = +30\ V$, $R_{B1a} = 20\ k\Omega$, $R_{B1b} = 180\ k\Omega$, $R_{B2} = 33\ k\Omega$, $R_C = 6{,}8\ k\Omega$ e $R_E = 1{,}5\ k\Omega$. O resistor R_{E2} teve seu valor ajustado para $1{,}08\ k\Omega$ e $R_{ger} = 1{,}0$. Assim:

a.) Sabendo-se que o transistor, tipo Q_{sedra}, possui $\beta_{AC} = \beta = 102{,}2$; $V_{BE} = 0{,}7\ V$ e $V_{AF} = \infty$, calcular para o amplificador: R_i , R_o , A_ϑ e $A_{\vartheta g}$, em vazio, para pequenos sinais e baixas frequências. Considerar todos os capacitores como curtos-circuitos em *AC*.

b.) Dizer se o circuito foi bem polarizado e se o fator de estabilidade do ponto quiescente (S) está adequado.

c.) Calcular, também, as porcentagens dos erros obtidos se as grandezas *AC* do amplificador, em vazio, forem calculadas pelas maravilhosas e supercompactas equações:

$$A_\vartheta = -\frac{R_C}{R_{E(AC)}} \;\; ; \;\; R_i^* = r_\pi + (\beta+1)R_{E(AC)} \;\; \text{e} \;\; R_o = R_C$$

Base-Comum

Análise do amplificador *BC* genérico:

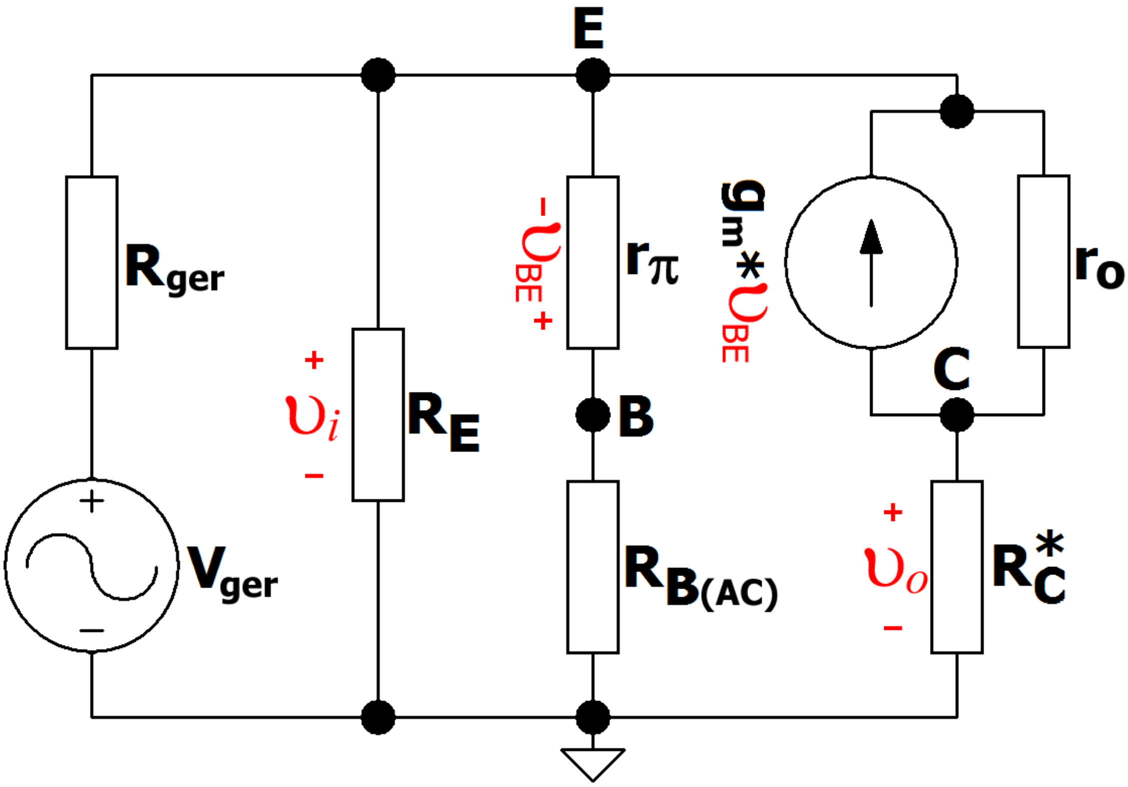

Figura 5 - Modelo Linearizado do Amplificador *BC* Genérico.

A Figura *5* apresenta o modelo linearizado de um amplificador *BC* genérico, com o resistor R_B não desacoplado. Aplicando-se os Teoremas de Norton e de Thévenin ao circuito da Figura *5*, pode-se, a partir da saída, reduzir o circuito a uma malha apenas, como mostra a Figura *6*.

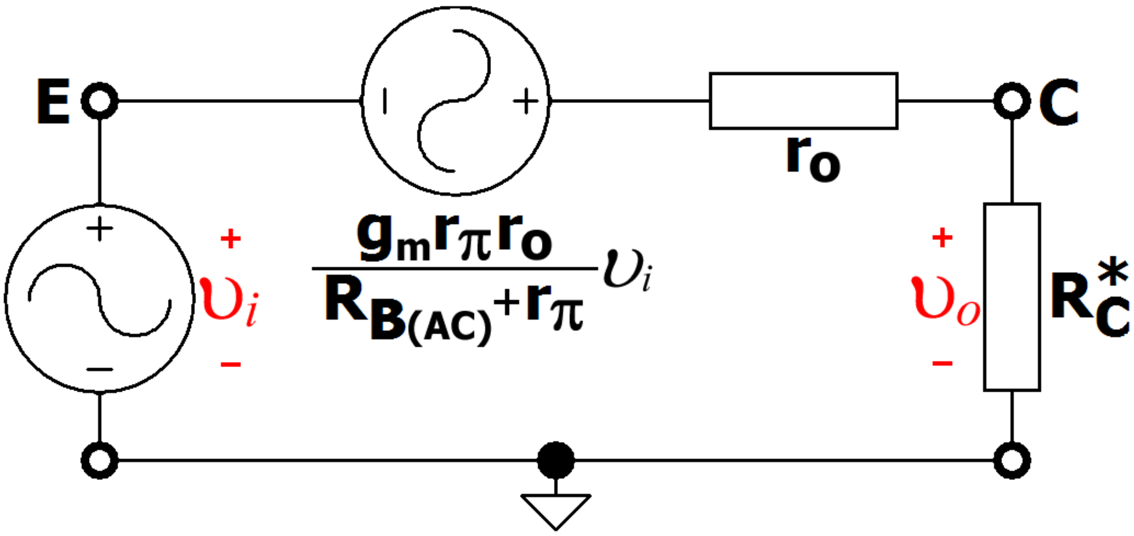

Figura 6 - Amplificador *BC* com Modelo Compactado a Partir da Saída.

Pelo circuito da Figura *5* tem-se que:

$$\vartheta_{BE} = -\frac{r_\pi}{R_{B(AC)} + r_\pi}\vartheta_i$$

Usando-se esse valor e equacionando-se o circuito da Figura *6*, calcula-se a corrente da malha (i_o), que vale:

$$\frac{\left(1+\frac{g_m r_\pi r_o}{R_{B(AC)}+r_\pi}\right)\vartheta_i}{r_o+R_C^*}=i_o \tag{1}$$

A tensão de saída do circuito vale, portanto:

$$\vartheta_o=\frac{\left(R_{B(AC)}+r_\pi+g_m r_\pi r_o\right)R_C^*}{\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)\left(r_o+R_C^*\right)}\vartheta_i \tag{2}$$

Assim:

$$A_\vartheta=\frac{\left(R_{B(AC)}+r_\pi+g_m r_\pi r_o\right)R_C^*}{\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)\left(r_o+R_C^*\right)}$$

Então:

$$\boxed{A_\vartheta=\left(\frac{1}{r_o}+\frac{g_m r_\pi}{r_\pi+R_{B(AC)}}\right)R_L^*} \tag{3}$$

Onde:

$$R_L^*=\frac{r_o R_C^*}{r_o+R_C^*} \qquad \text{e} \qquad R_C^*=\frac{R_C R_L}{R_C+R_L}$$

A corrente de entrada, inserida no emissor, vale:

$$i_i=\frac{\vartheta_i}{r_\pi+R_{B(AC)}}+i_o=\frac{\vartheta_i}{r_\pi+R_{B(AC)}}+\frac{\left(R_{B(AC)}+r_\pi+g_m r_\pi r_o\right)}{\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)\left(r_o+R_C^*\right)}\vartheta_i$$

→

$$i_i=\frac{r_o+R_C^*+R_{B(AC)}+r_\pi+g_m r_\pi r_o}{\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)\left(r_o+R_C^*\right)}\vartheta_i$$

A resistência de entrada, vista no emissor, vale, portanto:

$$R_i^*=\frac{\vartheta_i}{i_i}=\frac{\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)\left(r_o+R_C^*\right)}{r_o+R_C^*+R_{B(AC)}+r_\pi+g_m r_\pi r_o}$$

Logo

$$R_i^*=\frac{\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)\left(r_o+R_C^*\right)}{R_{B(AC)}+R_C^*+r_\pi+r_o\left(1+g_m r_\pi\right)} \tag{4}$$

A resistência de entrada do amplificador vale, portanto:

$$\boxed{R_i=\frac{R_E R_i^*}{R_E+R_i^*}} \tag{5}$$

Pela Equação *2*, a tensão de saída em vazio, vale:

$$\vartheta_{o(vazio)}=\frac{\left(R_{B(AC)}+r_\pi+g_m r_\pi r_o\right)R_C}{\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)\left(r_o+R_C\right)}\vartheta_i$$

Pela Equação *1*, por outro lado, a corrente de saída em curto vale:

$$i_{o(curto)}=\frac{\left(R_{B(AC)}+r_\pi+g_m r_\pi r_o\right)}{r_o\left(R_{B(AC)}+r_\pi\right)}\vartheta_i$$

Então:

$$\boxed{R_o=\frac{r_o R_C}{R_C+r_o}} \tag{6}$$

A Equação *6*, embora razoavelmente precisa, não é exata, pois não leva em conta a influência dos componentes ligados na entrada. Por isso, a equação exata vale:

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

Onde:

$$R_S = \frac{R_{ger} R_E}{R_{ger} + R_E} \qquad \text{e} \qquad r_\pi^{'} = \frac{(r_\pi + R_{B(AC)}) \times R_S}{r_\pi + R_{B(AC)} + R_S}$$

A Equação *6*, no entanto, é normalmente usada no cálculo dessa resistência.
Como no caso do amplificador *EC*, em relação ao gerador, o ganho de tensão do amplificador *BC* vale:

$$A_{\vartheta g} = \frac{R_i}{R_{ger} + R_i} \times A_\vartheta$$

Em linhas gerais, se polarizados no mesmo ponto quiescente, os amplificadores *EC* e *BC* possuem o mesmo ganho de tensão em módulo. O *EC* é, no entanto, um amplificador inversor e o *BC* não. A resistência de entrada do amplificador *BC* é muito baixa, enquanto que a do *EC* é média ou alta. As resistências de saída dos dois amplificadores são de amplitudes muito próximas e altas, sendo que a do *BC* é, geralmente, levemente superior. A Figura *7b* mostra um amplificador base-comum, com resistência de base desacoplada, comparando-o com um amplificador emissor comum, mostrado na Figura *7a*.

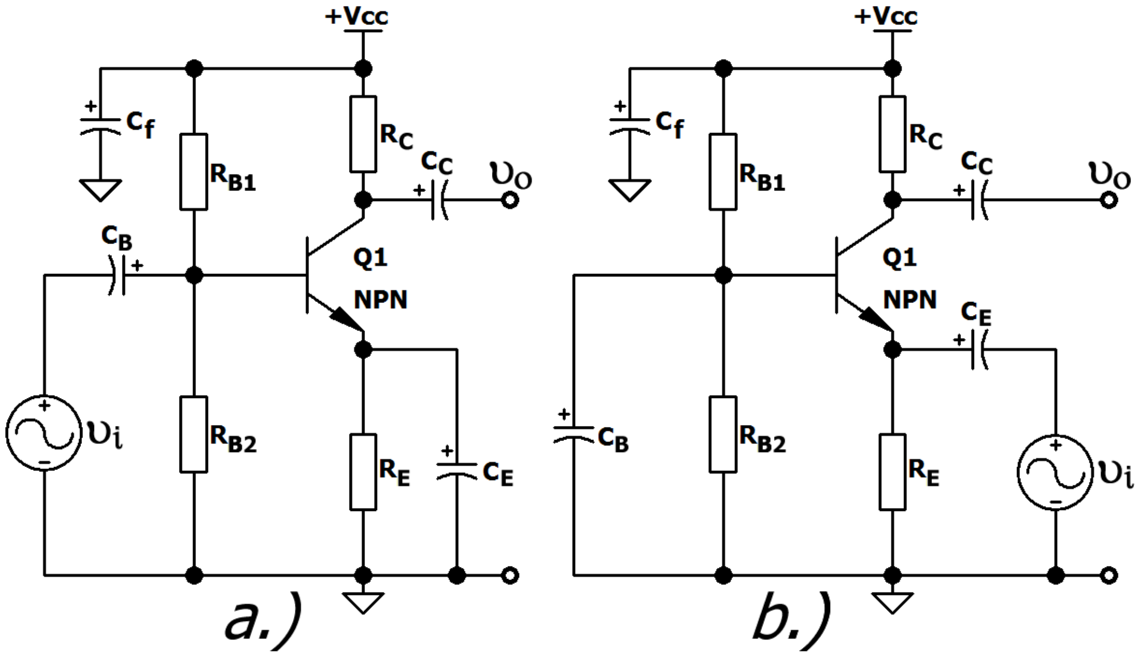

Figura 7 – Amplificadores Básicos. ***a.) EC*** **com** R_E **Desacoplado.** ***b.) BC*** **com** R_B **Desacoplado.**

- Exercício *2*:

Comparar os valores das grandezas elétricas de pequenos sinais e baixas frequências (R_i ; R_o e A_ϑ) fornecidas pelos dois amplificadores da Figura *7*. As resistências de polarização valem: $R_{B1} = 200\ k\Omega$, $R_{B2} = 33\ k\Omega$, $R_C = 6{,}8\ k\Omega$ e $R_E = 1{,}5\ k\Omega$. A fonte de alimentação vale: $V_{CC} = +30\ V$ e o transistor, tipo Q_{sedra}, possui $\beta_{AC} = \beta = 102{,}2$; $V_{BE} = 0{,}7\ V$ e $V_{AF} = \infty$. Considerar todos os capacitores como curtos-circuitos em *AC*.

Coletor-Comum

Análise do amplificador *BC* genérico:

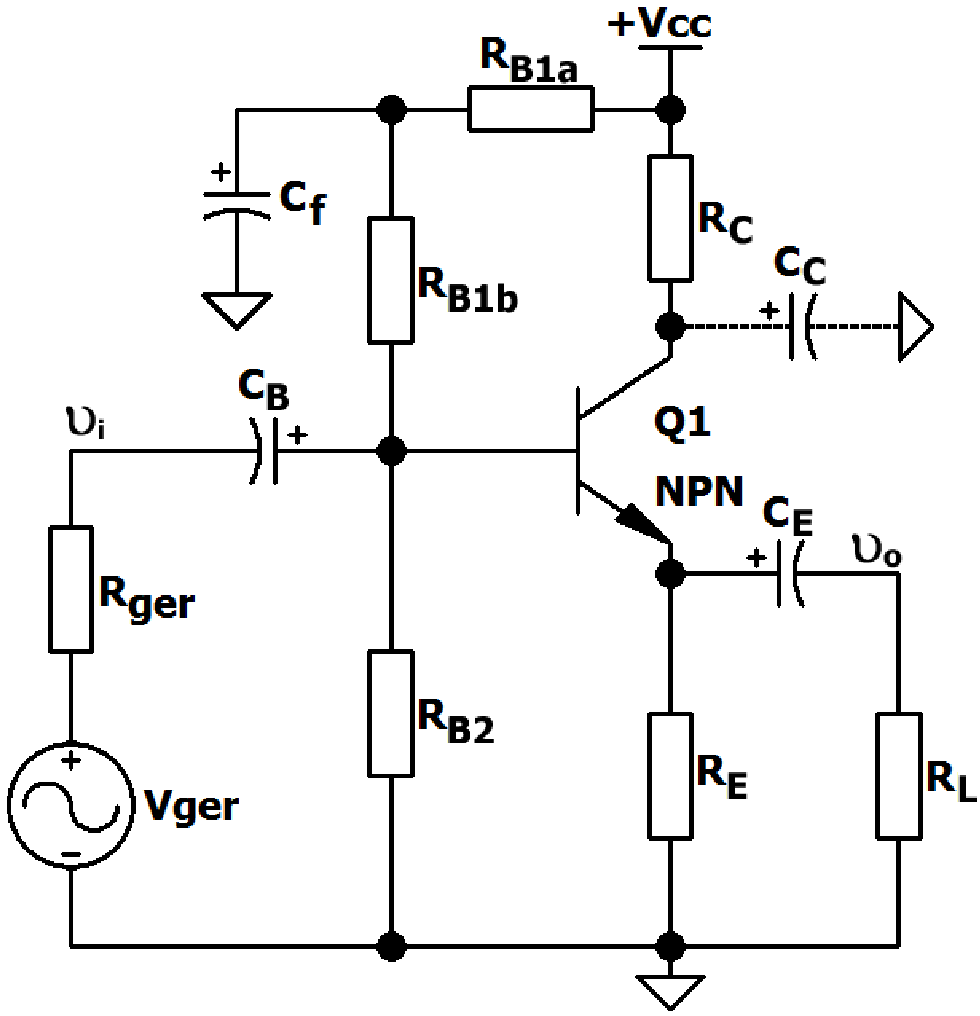

Figura 8 – Amplificador Coletor-Comum Genérico.

A Figura *8* apresenta o esquemático de um amplificador coletor-comum, também conhecido como seguidor de emissor pelo fato de possuir um ganho de tensão muito próximo da unidade. O resistor R_C foi deixado no circuito para torná-lo o mais genérico possível. Se $C_C = 0$, então $R_{C(AC)} = R_C$. Se, no entanto, $C_C >> 0$, então $R_{C(AC)} = 0$. Normalmente, $R_C = 0$, tanto para *AC*, quanto para *DC*. Para pequenos sinais e baixas frequências, o circuito linearizado equivalente ao circuito da Figura *8* é igual ao da Figura *9*, apresentado mais compactado na Figura *10*.

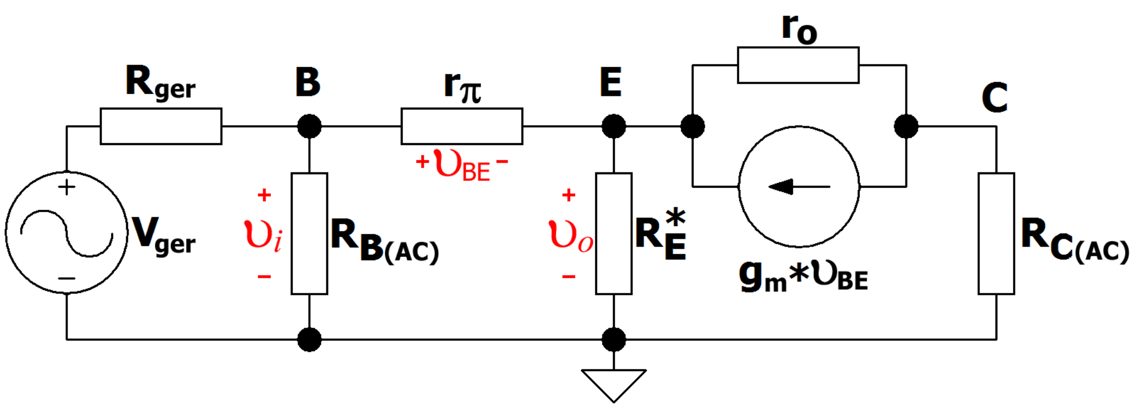

Figura 9 – Modelo Linearizado para Pequenos Sinais e Baixas Frequências do Amplificador Coletor-Comum.

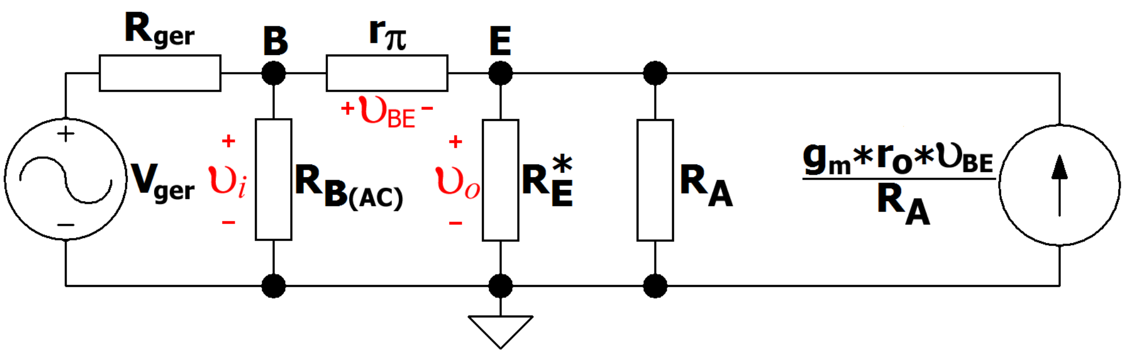

Figura 10 – Circuito da Figura *9* com a Malha de Coletor Compactada.

No circuito da Figura *10*, tem-se que: $R_A = r_o + R_{C(AC)}$ e $\vartheta_{BE} = \vartheta_i - \vartheta_o$. Equacionando-se esse circuito por cálculo de tensões de nós, tem-se que:

$$\vartheta_o = \frac{\dfrac{\vartheta_i}{r_\pi} + \dfrac{g_m r_o \vartheta_{BE}}{R_A}}{\dfrac{1}{r_\pi} + \dfrac{1}{R_E^*} + \dfrac{1}{R_A}} = \frac{\dfrac{\vartheta_i}{r_\pi} + \dfrac{g_m r_o \vartheta_i}{r_o + R_{C(AC)}} + \dfrac{g_m r_o \vartheta_o}{r_o + R_{C(AC)}}}{\dfrac{1}{r_\pi} + \dfrac{1}{R_E^*} + \dfrac{1}{r_o + R_{C(AC)}}}$$

Portanto:

$$\vartheta_o = \frac{R_E^* r_o \left(\dfrac{r_o + R_{C(AC)}}{r_o} + g_m r_\pi\right)}{R_E^* r_o \left(\dfrac{r_o + R_{C(AC)}}{r_o} + g_m r_\pi\right) + r_\pi\left(R_E^* + r_o + R_{C(AC)}\right)} \vartheta_i$$

Então:

$$\vartheta_{o(vazio)} = \frac{R_E r_o \left(\dfrac{r_o + R_{C(AC)}}{r_o} + g_m r_\pi\right)}{R_E r_o \left(\dfrac{r_o + R_{C(AC)}}{r_o} + g_m r_\pi\right) + r_\pi\left(R_E + r_o + R_{C(AC)}\right)} \vartheta_i$$

e

$$i_{o(curto)} = \frac{r_o \left(\dfrac{r_o + R_{C(AC)}}{r_o} + g_m r_\pi\right)}{r_\pi\left(r_o + R_{C(AC)}\right)} \vartheta_i$$

Assim, agregando-se todas as resistências que estão ligadas na entrada do amplificador, tem-se que:

$$\boxed{R_o = \frac{r'_\pi R_E\left(r_o + R_{C(AC)}\right)}{R_E\left[R_{C(AC)} + r_o(1 + g_m r_\pi)\right] + r'_\pi\left(R_E + r_o + R_{C(AC)}\right)}}$$

Onde:

$$r'_\pi = r_\pi + \frac{R_{ger} R_{B(AC)}}{R_{ger} + R_{B(AC)}}$$

O ganho de tensão $A_\vartheta = \vartheta_o/\vartheta_i$, como já foi calculado, vale:

$$\boxed{A_\vartheta = \frac{R_E^*\left[R_{C(AC)} + r_o(1 + g_m r_\pi)\right]}{R_E^*\left[R_{C(AC)} + r_o(1 + g_m r_\pi)\right] + r_\pi\left(R_E^* + r_o + R_{C(AC)}\right)}}$$

A resistência de entrada, vista na base do transistor, é calculada de maneira idêntica à do amplificador *EC* com R_E não desacoplado, tal como na Equação *1*. Vale, portanto:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{R_{C(AC)} + r_o(1 + g_m r_\pi)}{R_E^* + r_o + R_{C(AC)}} \times R_E^*$$

Então a resistência de entrada do amplificador vale:

$$\boxed{R_i = \frac{R_i^* R_{B(AC)}}{R_i^* + R_{B(AC)}}}$$

Em relação ao gerador, o ganho de tensão do amplificador *CC* vale:

$$A_{\vartheta g} = \frac{R_i}{R_{ger} + R_i} \times A_{\vartheta}$$

- Exercício 3:

Calcular os valores das grandezas elétricas de pequenos sinais e baixas frequências (R_i ; R_o e A_ϑ) do amplificador da Figura 8, em vazio . As resistências de polarização valem: $R_{B1a} = 20\ k\Omega$, $R_{B1b} = 180\ k\Omega$, $R_{B2} = 33\ k\Omega$, $R_C = 6{,}8\ k\Omega$, $R_E = 1{,}5\ k\Omega$ e $R_{ger} = 1{,}0\ k\Omega$. A fonte de alimentação vale $V_{CC} = +30\ V$ e o transistor, tipo Q_{sedra}, possui $\beta_{AC} = \beta = 102{,}2$; $V_{BE} = 0{,}7\ V$ e $V_{AF} = \infty$. Considerar todos os capacitores como curtos-circuitos em *AC*.

- Observação:

A parte dinâmica desses três tipos de amplificadores básicos, isto é, a resposta em frequências, nas baixas e nas altas, não foi calculada neste texto. As equações que calculam esses valores estão listadas na Apostila *BJT – Resumo da Teoria*.