SEL-EESC-USP

BJT – Resumo da Teoria

P. R. Veronese
2012

SEL313 – Circuitos Eletrônicos I

BJT – Resumo da Teoria

1. Circuito de Polarização

É possível determinar-se um circuito de polarização para o *BJT* que seja estável termicamente e razoavelmente independente dos parâmetros internos do dispositivo. A Figura *1* apresenta o circuito de polarização mais usado na prática. Pela análise da relação de dependência do ponto de repouso com os parâmetros internos, conclui-se, também, que mais estável será esse ponto quanto maior for o resistor R_E e menor for o resistor R_B. O fator de estabilidade *S*, dado pela Equação *1*, define as faixas de maior ou menor estabilidade do circuito.

$$S \approx 1 + \frac{R_B}{R_E} \quad [-] \tag{1}$$

Baseando-se em resultados práticos, pode-se estabelecer que:

$1 < S \leq 10 \Rightarrow$ **pontos de polarização superestáveis**.
$10 < S \leq 20 \Rightarrow$ **pontos de polarização estáveis.**
$20 < S \leq 30 \Rightarrow$ **pontos de polarização pouco estáveis.**
$S > 30 \Rightarrow$ **pontos de polarização instáveis.**

Pelo fato do resistor R_E introduzir perdas de inserção no circuito, ele não pode ser de valor muito elevado e, por isso, a faixa $10 < S \leq 20$ é geralmente preferida na prática.
Por outro lado, o emprego de resistências R_B pequenas é um procedimento inviável, pois acarreta em correntes de base muito elevadas. Para contornar esse inconveniente, usando-se o Teorema de Thévenin aplicado à malha de base, substitui-se o resistor R_B por um divisor de tensão resistivo, como mostra a Figura *1a*.
O circuito da Figura *1b* é totalmente equivalente ao circuito da Figura *1a*, se o Teorema de Thévenin for satisfeito nessa malha, isto é, se:

$$R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad [\Omega] \tag{2}$$

e

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times V_{CC} = \frac{R_B}{R_{B1}} \times V_{CC} \quad [V] \tag{3}$$

Como, pela Equação *3*, $V_{BB} << V_{CC}$, pode-se usar, no circuito da Figura *1b*, uma resistência bem menor para R_B do que o valor usado no circuito de polarização convencional e, assim, obter-se um valor de *S* menor sem alterar as características do ponto de repouso do transistor.

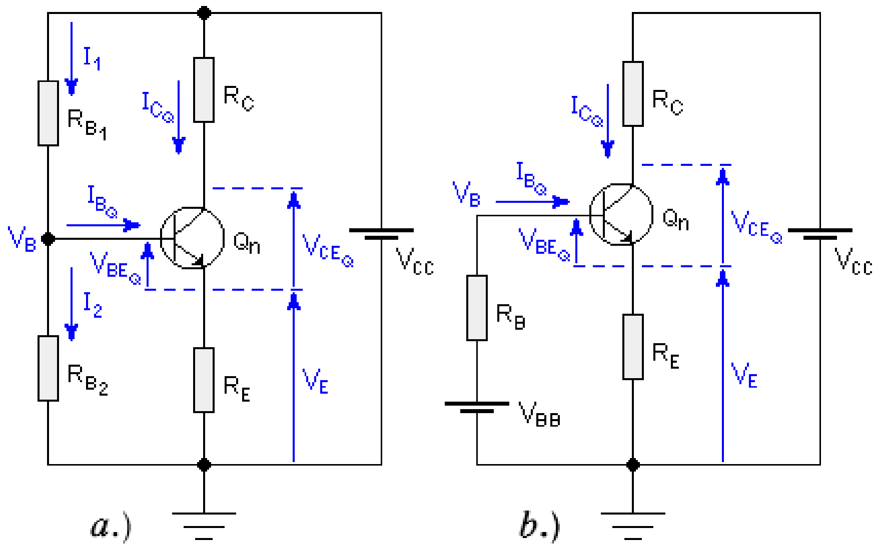

Figura 1 - Circuito de Polarização com Estabilização do Ponto Quiescente. ***a.)*** **Com Divisor de Tensão na Malha de Base.** ***b.)*** **Circuito Equivalente.**

O circuito da Figura *1a* é, portanto, o mais indicado e o mais usado para se obter um ponto de polarização estável e as Equações *4* e *5*, deduzidas por somatória de correntes nas malhas, calculam esse ponto em função dos parâmetros internos do transistor, das grandezas elétricas externamente aplicadas e do fator de estabilidade pretendido.

$$I_{C_Q} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BEQ}}{R_B}\right) R_B \beta}{R_B + r_x + (\beta+1) R_E} + S \times I_{CBo} = \frac{\left(V_{BB} - V_{BEQ}\right)\beta}{R_B + r_x + (\beta+1) R_E} + S \times I_{CBo} \quad [A] \tag{4}$$

e

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - \left(R_C + \frac{\beta+1}{\beta} \times R_E\right) \times I_{CQ} \quad [V] \tag{5}$$

2. Roteiro Para Cálculo de Pontos de Polarização Estáveis

Segue-se um roteiro que permite o cálculo de pontos de polarização estáveis e bem independentes dos parâmetros internos do *BJT*, usados para amplificadores de pequenos sinais e baseados no circuito da Figura *1*. As pequenas variantes apresentadas acontecem em função do tipo de amplificador ao qual o circuito se prestará. Os tipos de amplificadores, que serão estudados posteriormente, são:

EC ≡ Amplificador Emissor-Comum.
BC ≡ Amplificador Base-Comum.
CC ≡ Amplificador Coletor-Comum.

Roteiro:

a.) Escolher V_{CC} ($3\ V \leq V_{CC} \leq V_{CEmax}$).
b.) Escolher I_{CQ} ($10\ \mu A \leq I_{CQ} \leq 10\ mA$).
c.) Escolher V_E ($V_E = \eta V_{CC}$), onde:

$0{,}05 \leq \eta \leq 0{,}2$; sendo $\eta_{tip}=0{,}1$ p/ *EC* e *BC*.
$0{,}25 \leq \eta \leq 0{,}75$; sendo $\eta_{tip}=0{,}5$ p/ *CC*.

d.) Calcular R_E:

$$R_E \approx \frac{V_E}{I_{C_Q}} \quad [\Omega]$$

⇒ **Arredondar R_E para o valor comercial mais próximo**.

e.) Escolher *S* (usar os critérios de estabilidade apresentados na Secção *1*).
f.) Calcular R_B:

$$R_B = (S-1)\times R_E$$

g.) Calcular V_{BB}:

$$V_{BB} = \frac{(\beta+1)\times R_E + R_B}{\beta} I_{C_Q} + V_{BE_Q}$$

h.) Calcular R_{B1}:

$$R_{B1} = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} R_B \quad [\Omega]$$

⇒ **Arredondar R_{B1} para o valor comercial mais próximo**.

i.) Calcular R_{B2}:

$$R_{B2} = \frac{R_{B1}\times R_B}{R_{B1} - R_B} \quad [\Omega]$$

⇒ **Arredondar R_{B2} para o valor comercial mais próximo**.

j.) Recalcular R_B e I_{CQ} em função dos valores de R_{B1}, R_{B2} e R_E arredondados:

$$R_B = \frac{R_{B1}\times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

e

$$I_{C_Q} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BE_Q}}{R_B}\right) \times R_B \times \beta}{R_B + r_x + (\beta + 1) \times R_E} + S \times I_{CBo}$$

Obs.: I_{CBo} pode ser considerada desprezível em temperaturas ambientes situadas na faixa: $10°C \leq \theta \leq 30°C$ e r_x, que é a resistência interna de perdas de base, normalmente também é considerada nula em cálculos manuais.

k.) Calcular R_C:

Para *EC* e *BC*:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE_Q} - \left(\frac{\beta + 1}{\beta}\right) \times R_E \times I_{C_Q}}{I_{C_Q}} \qquad [\Omega]$$

⇒ **Arredondar R_C para o valor comercial mais próximo.**

Para *CC*:

$$R_C = 0 \qquad [\Omega]$$

O valor de V_{CEQ} usado no item *1.k* depende da *classe* do amplificador. Para amplificadores de pequenos sinais *classe A* ⇒

EC e *BC*:

$$V_{CE_Q} \approx \frac{1 - \eta}{2} V_{CC} \qquad [V]$$

CC:

$$V_{CE_Q} \approx \eta V_{CC} \qquad [V]$$

l.) Recalcular V_{CEQ} em função do valor de R_C arredondado:

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E\right) \times I_{C_Q} \qquad [V]$$

3. Parâmetros Incrementais

Os parâmetros incrementais de pequenos sinais do *BJT* permitem que seja estipulado um modelo linearizado para o dispositivo, como mostra a Figura *2*, calculado nas vizinhanças do ponto quiescente pré-determinado e válido apenas para sinais alternados (*AC*). Esses parâmetros são calculados como a seguir:

3.1 Transcondutância:

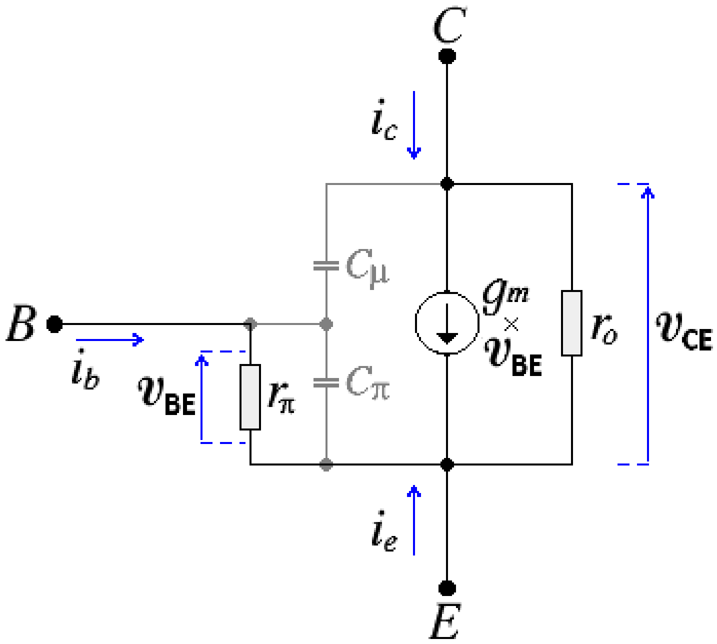

Figura 2 - Modelo Simplificado, para Pequenos Sinais, do *BJT*.

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{I_{C_Q}}{N_F V_t} \quad [A/V]$$

3.2 Resistência Incremental de Entrada:

$$r_\pi = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{\beta_{AC}}{g_m} \quad [\Omega]$$

3.3 Resistência Incremental de Saída:

$$r_o = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} = \frac{V_{AF} + V_{CE_Q} - V_{BE_Q}}{I_{C_Q}} \quad [\Omega]$$

3.4 Capacitância Incremental de Base:

$$C_\pi = g_m \tau_F + C_{JE}(1 - F_C)^{-(1+m_{je})}\left[1 - F_C(1 + m_{je}) + \frac{m_{je} V_{BE_Q}}{V_{JE}}\right] \quad [F]$$

3.5 Capacitância Incremental de Coletor:

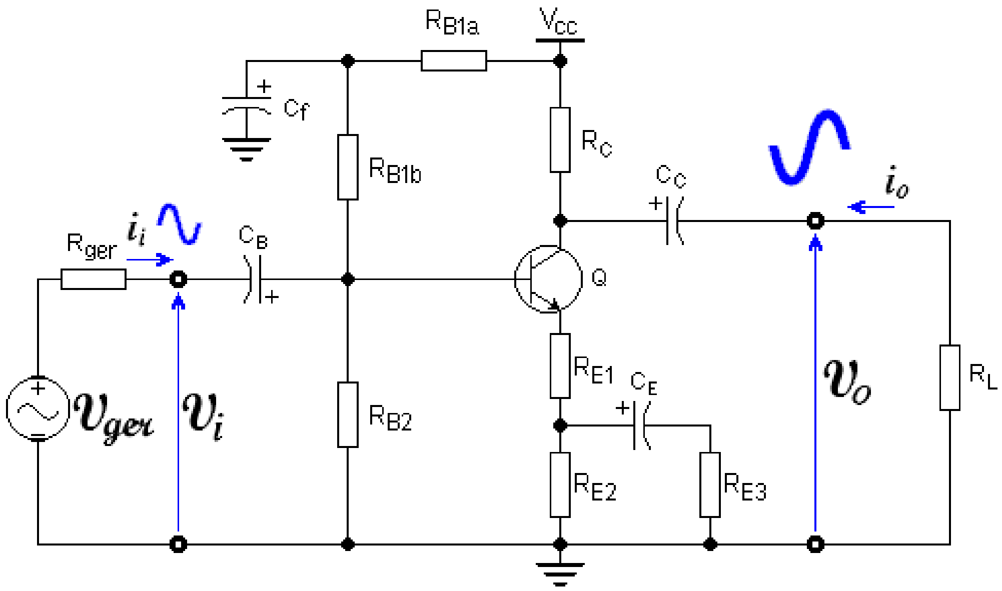

Figura 3 - Amplificador Emissor-Comum Genérico.

$$C_\mu = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \dfrac{V_{BE_Q} - V_{CE_Q}}{V_{JC}}\right)^{m_{jc}}} \quad \text{[F]}$$

3.6 Frequência de Transição:

A frequência de transição (f_T) do *BJT* é definida como sendo a frequência na qual o ganho dinâmico de corrente cai à unidade, isto é, $\beta_{AC} \to 1$ para $f \to f_T$. Embora não seja um parâmetro de modelagem, essa grandeza pode ser calculada no ponto quiescente e vale:

$$f_T \cong \frac{g_m}{2\pi \times (C_\pi + C_\mu)} \quad \text{[Hz]}$$

4. Resumo das Equações Para Amplificadores Básicos

4.1 Emissor-Comum

Emissor-comum é o mais importante e mais usado amplificador bipolar de eletrônica analógica. Equações referentes ao circuito genérico da Figura *3*, no qual o transistor foi substituído pelo modelo linearizado para pequenos sinais, mostrado na Figura *2* são:

4.1.1 Ganho de Tensão:

$$A_v = \frac{\left(R_{E(AC)} - g_m r_\pi r_o\right) \times R_C^*}{r_\pi\left(R_{E(AC)} + r_o + R_C^*\right) + R_{E(AC)}\left[R_C^* + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)\right]} \quad \text{[V/V]}$$

ou

$$A_v \approx -\frac{R_L^*}{R_{E(AC)}} \quad [\text{V/V}]$$

4.1.2 Resistência de Saída:

$$R_o = \frac{\left[\left(R_{E(AC)} + r_o\right)\times r_\pi^{'} + r_o \times R_{E(AC)} \times \left(1 + g_m r_\pi\right)\right]\times R_C}{\left(R_{E(AC)} + r_o + R_C\right)\times r_\pi^{'} + \left[R_C + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)\right]\times R_{E(AC)}} \quad [\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$R_o \approx \frac{r_o R_C}{r_o + R_C} \quad [\Omega]$$

4.1.3 Resistência de Entrada Vista na Base:

$$R_i^* = r_\pi + \frac{r_o + R_C^* + g_m r_\pi r_o}{r_o + R_C^* + R_{E(AC)}} \times R_{E(AC)} \quad [\Omega]$$

$\Rightarrow$

$$R_i^* \approx r_\pi + \beta_{AC} R_{E(AC)} \quad [\Omega]$$

4.1.4 Resistência de Entrada:

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

Onde:

$$R_E = R_{E(DC)} = R_{E1} + R_{E2} \quad [\Omega]$$

$$R_{E(AC)} = \frac{R_{E2} R_{E3}}{R_{E2} + R_{E3}} + R_{E1} \quad [\Omega]$$

$$R_{B1} = R_{B1a} + R_{B1b} \quad [\Omega]$$

$$R_B = R_{B(DC)} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad [\Omega]$$

$$R_{B(AC)} = \frac{R_{B2} R_{B1b}}{R_{B2} + R_{B1b}} \quad [\Omega]$$

Um circuito mais usual para o amplificador emissor-comum é apresentado na Figura *4*. Nesse caso, as equações que calculam esse circuito, extraídas do modelo linearizado para pequenos sinais apresentado na Figura *5*, valem:

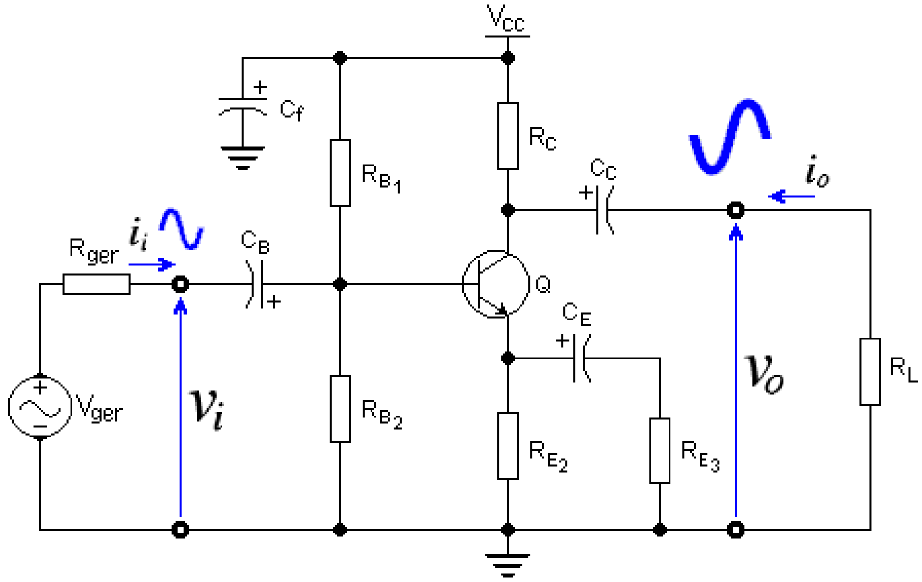

Figura 4 – Amplificador Emissor-Comum.

4.1.5.a Ganho de Tensão em Relação à Entrada, para o Centro da Faixa Passante:

$$A_\vartheta = \frac{\vartheta_o}{\vartheta_i} = \frac{\left(R_{E(AC)} - g_m r_\pi r_o\right) \times R_C^*}{\left(r_\pi + r_x\right)\left(R_{E(AC)} + r_o + R_C^*\right) + R_{E(AC)}\left[R_C^* + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)\right]}$$

4.1.5.b Ganho de Tensão em Relação ao Gerador, para o Centro da Faixa Passante:

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

4.1.5.c Ganho de Tensão em Relação ao Gerador, para $R_{E(AC)} = 0$ e $f > f_{CB}$:

$$A_{\vartheta s} = \frac{\vartheta_{o(S)}}{\vartheta_{ger(S)}} = \frac{\left(S - \frac{g_m}{C_\mu}\right) \times \frac{|A_{\vartheta g}|}{g_m C_\pi R_S^* R_L^*}}{S^2 + S\left[\frac{1}{C_\mu R_L^*} + \frac{1}{C_\pi R_S^*} + \frac{1 + g_m R_L^*}{C_\pi R_L^*}\right] + \frac{1}{C_\mu C_\pi R_S^* R_L^*}}$$

4.1.6 Resistência de Saída, para o Centro da Faixa Passante:

$$R_o = \frac{\left[\left(R_{E(AC)} + r_o\right) \times r_\pi' + r_o \times R_{E(AC)} \times \left(1 + g_m r_\pi\right)\right] \times R_C}{\left(R_{E(AC)} + r_o + R_C\right) \times r_\pi' + \left[R_C + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)\right] \times R_{E(AC)}} \quad [\Omega]$$

4.1.7 Resistência de Entrada Vista na Base, para o Centro da Faixa Passante:

$$R_i^* = r_\pi + r_x + \frac{R_C^* + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)}{r_o + R_C^* + R_{E(AC)}} \times R_{E(AC)} \quad [\Omega]$$

4.1.8 Resistência de Entrada, para o Centro da Faixa Passante:

$$R_i = \frac{R_i^* R_B}{R_i^* + R_B} \qquad [\Omega]$$

4.1.9 Frequência de Corte nas Altas (p/ $R_{E(AC)} = 0$ ou p/ $C_E \neq 0$ e $R_{ger} \geq 1\ k\Omega$):

$$f_{CA} \approx IFTE(R_{ger} \neq 0, \frac{r_\pi' - r_x}{2\pi \times r_\pi \times R_S \times \left\{C_\pi + C_\mu\left[1 + \left(\frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{R_S} + g_m\right)R_L^*\right]\right\}}, \frac{1}{2\pi C_\mu R_L^*}) \quad [\mathrm{Hz}]$$

4.1.10 Frequência de Corte nas Altas (p/ $R_{E(AC)} \neq 0$):

Nesse caso o cálculo torna-se mais complexo e a frequência de corte nas altas pode ser calculada aproximadamente pelo conjunto de equações a seguir. O circuito linearizado equivalente usado para os cálculos, está apresentado na Figura *5*.

- Ganho interno do amplificador usado na aplicação do Teorema de Miller:

$$k = \frac{\left(R_{E(AC)} - g_m r_\pi r_o\right) \times R_C^*}{r_\pi\left(R_{E(AC)} + r_o + R_C^*\right) + R_{E(AC)}\left[R_C^* + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)\right]}$$

- Teorema de Miller aplicado sobre C_μ:

  - Constante de tempo devida à parcela de C_μ refletida na base do transistor:

$$\tau_{\mu B} = (1 - k) \times C_\mu \times \frac{(R_S + r_x)R_i^*}{R_S + r_x + R_i^*}$$

  - Constante de tempo devida à parcela de C_μ refletida no coletor do transistor:

$$\tau_{\mu C} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \times \frac{k - 1}{k} \times C_\mu$$

  - Constante de tempo total devida a C_μ:

$$\tau_\mu = \tau_{\mu B} + \tau_{\mu C}$$

  - Constante de tempo devida a C_π:

$$\tau_\pi = \frac{\left(R_S + r_x + R_{E(AC)}\right) r_\pi C_\pi}{R_S + r_x + r_\pi + (\beta + 1) R_{E(AC)}}$$

  - Frequência de corte nas altas:

$$f_{CA} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_\mu^2 + \tau_\pi^2}}$$

A equação de f_{CA} acima é válida, com um erro máximo de $\pm 10\ \%$, se $|k| \geq 2$. Se $|k| < 2$, contudo, o cálculo torna-se muito impreciso e a f_{CA} deve ser avaliada por simulação.

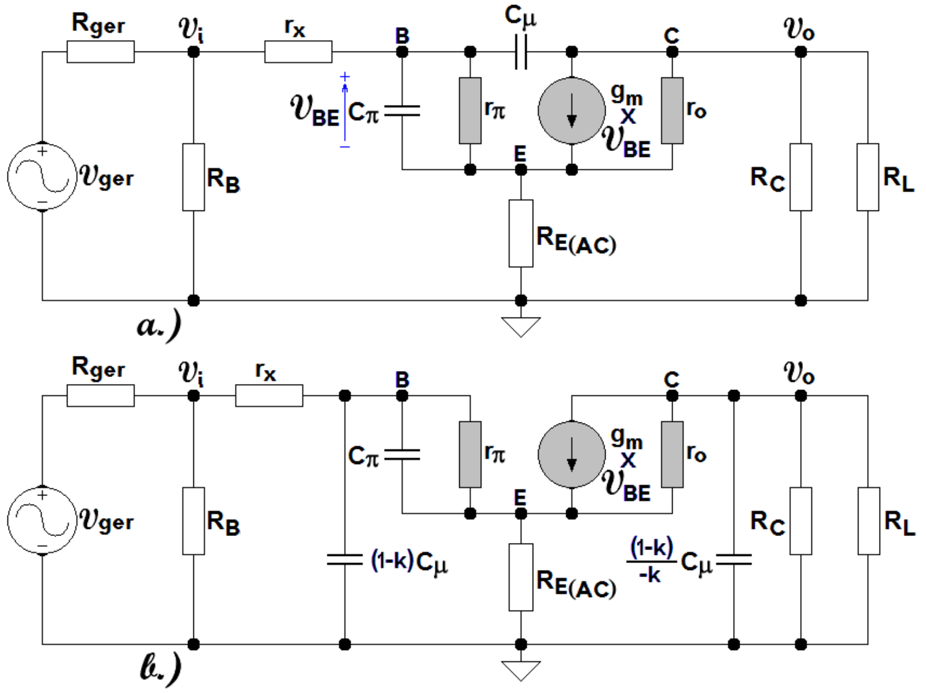

Figura 5 - Circuito Linearizado Equivalente ao Amplificador da Figura *4. a.)* Antes da Aplicação do Teorema de Miller sobre C_μ. *b.)* Após a Aplicação do Teorema de Miller Sobre C_μ.

A grandeza r_x é a resistência de perdas internas da base, isto é, é a resistência r_{BB} calculada no ponto quiescente. Como $r_x < 100\ \Omega$, normalmente pode-se considerar $r_x = 0$.

4.1.11 Frequência de Corte nas Baixas (p/ $C_E \neq 0$):

$$f_{CB} \approx \sqrt{p_B^2 + p_C^2 + p_E^2 - 2z_E^2} \quad \text{[Hz]}$$

4.1.12 Frequência de Corte nas Baixas (p/ $C_E = 0$):

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{p_B^2 + p_C^2 + \sqrt{p_B^4 + p_C^4 + 6p_B^2 p_C^2}}{2}} \quad \text{[Hz]}$$

4.1.13 Equações Auxiliares:

$$R_{E(DC)} = R_E = R_{E2} \quad [\Omega]$$

$$R_{E(AC)} = \frac{R_{E2}R_{E3}}{R_{E2} + R_{E3}} \quad [\Omega]$$

$$R_{B(DC)} = R_{B(AC)} = R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad [\Omega]$$

$$R_C^* = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad [\Omega]$$

$$R_L^* = \frac{r_o R_C^*}{r_o + R_C^*} \quad [\Omega]$$

$$R_S^* = \frac{(R_S + r_x) \times r_\pi}{r_\pi^{'}}$$

$$R_S = \frac{R_{ger} \times R_B}{R_{ger} + R_B} \quad [\Omega]$$

$$r_\pi^{'} = r_\pi + r_x + R_S \quad [\Omega]$$

$$p_E = z_E \times \frac{r_\pi^{'}\left(R_E + r_o + R_C^*\right) + R_E\left[R_C^* + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)\right]}{r_\pi^{'}\left(R_{E(AC)} + r_o + R_C^*\right) + R_{E(AC)}\left[R_C^* + r_o\left(1 + g_m r_\pi\right)\right]} \quad [\text{Hz}]$$

ou

$$p_E \cong \frac{1 + g_m r_\pi}{2\pi C_E r_\pi^{'}}$$

$$z_E = IFTE(C_E \neq 0, \frac{1}{2\pi C_E\left(R_{E2} + R_{E3}\right)}, 0) \quad [\text{Hz}]$$

$$p_B = \frac{1}{2\pi C_B\left(R_i + R_{ger}\right)} \quad [\text{Hz}]$$

$$p_C = \frac{1}{2\pi C_C\left(R_o + R_L\right)} \quad [\text{Hz}]$$

4.2 Coletor-Comum

Equações referentes ao circuito genérico da Figura *6*, no qual o transistor foi substituído pelo modelo linearizado para pequenos sinais, mostrado na Figura *2*:

4.2.1 Ganho de Tensão:

$$A_v = \frac{[R_{C(AC)} + r_o \times \left(1 + g_m r_\pi\right)] \times R_E^*}{[R_{C(AC)} + r_o \times \left(1 + g_m r_\pi\right)] \times R_E^* + \left(r_o + R_{C(AC)} + R_E^*\right) \times r_\pi} \quad [\text{V/V}]$$

$\Rightarrow$

$$A_v \cong 1 \quad [\text{V/V}]$$

4.2.2 Resistência de Saída:

$$R_o = \frac{r_\pi^{'} R_E (R_{C(AC)} + r_o)}{r_\pi^{'}(R_E + R_{C(AC)} + r_o) + R_E[R_{C(AC)} + r_o(1 + g_m r_\pi)]} \quad [\Omega]$$

$\Rightarrow$

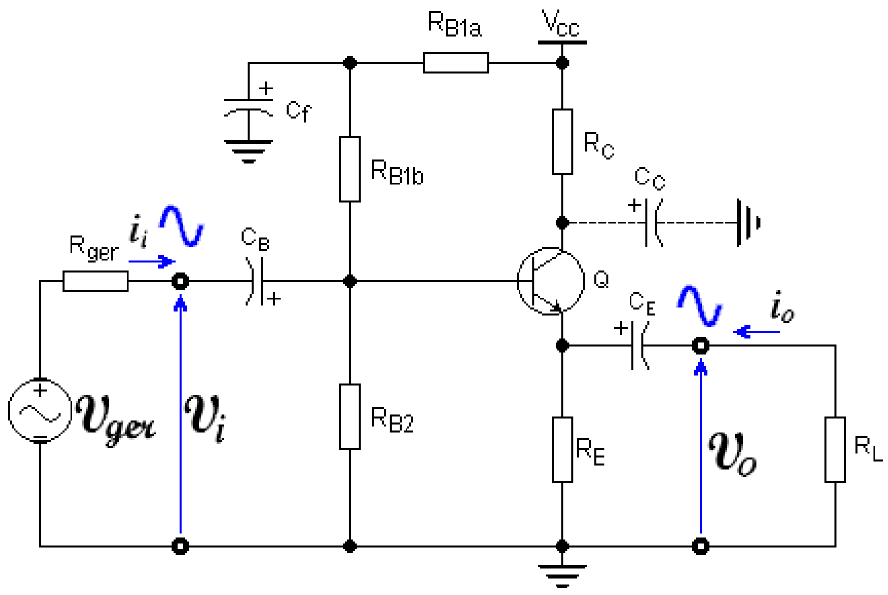

Figura 6 - Amplificador Coletor-Comum Genérico.

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

4.2.3 Resistência de Entrada Vista na Base:

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

$\Rightarrow$

$$R_i^* \cong r_\pi + \beta_{AC} R_E^* \quad [\Omega]$$

4.2.4 Resistência de Entrada:

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

4.2.5 Frequência de Corte nas Altas (c/ $R_C = 0$):

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

A equação acima é válida para $R_{ger} \geq 1\ k\Omega$. Para $R_{ger} < 1\ k\Omega$ a resposta em frequências nas altas estende-se teoricamente a infinito, ficando limitada, apenas, por reatâncias parasitas externas e pela frequência de transição do transistor.

4.2.6 Frequência de Corte nas Baixas:

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{p_B^2 + p_E^2 + \sqrt{p_B^4 + p_E^4 + 6p_B^2 p_E^2}}{2}} \quad [\text{Hz}]$$

4.2.7 Equações Auxiliares:

$$R_{B1} = R_{B1a} + R_{B1b} \quad [\Omega]$$

$$R_{B(DC)} = R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad [\Omega]$$

$$R_{B(AC)} = \frac{R_{B2}R_{B1b}}{R_{B2} + R_{B1b}} \quad [\Omega]$$

$$R_E^* = \frac{R_E R_L}{R_E + R_L} \quad [\Omega]$$

$$R_L^* = \frac{(r_o + R_{C(AC)}) \times R_E^*}{r_o + R_{C(AC)} + R_E^*} \quad [\Omega]$$

$$R_S = \frac{R_{ger} \times R_{B(AC)}}{R_{ger} + R_{B(AC)}} \quad [\Omega]$$

Com $C_C = 0 \Rightarrow$

$$R_{C(AC)} = R_C \quad [\Omega]$$

Com $C_C \neq 0 \Rightarrow$

$$R_{C(AC)} = 0$$

Normalmente $R_C = 0$, tanto para *AC*, quanto para *DC* e, nesse caso, não há necessidade do uso do capacitor C_C. A resistência r_x, que aparece em algumas equações somada com r_π, é a resistência de perdas internas da base, isto é, r_{BB} calculada no ponto quiescente. Normalmente pode-se considerar $r_x = 0$.

$$r_\pi' = R_S + r_\pi + r_x \quad [\Omega]$$

$$p_B = \frac{1}{2\pi C_B (R_i + R_{ger})} \quad [\text{Hz}]$$

$$p_E = \frac{1}{2\pi C_E (R_o + R_L)} \quad [\text{Hz}]$$

4.3 Base-Comum

Equações referentes ao circuito genérico da Figura *7*, no qual o transistor foi substituído pelo modelo linearizado para pequenos sinais, mostrado na Figura *2*:

4.3.1 Ganho de Tensão:

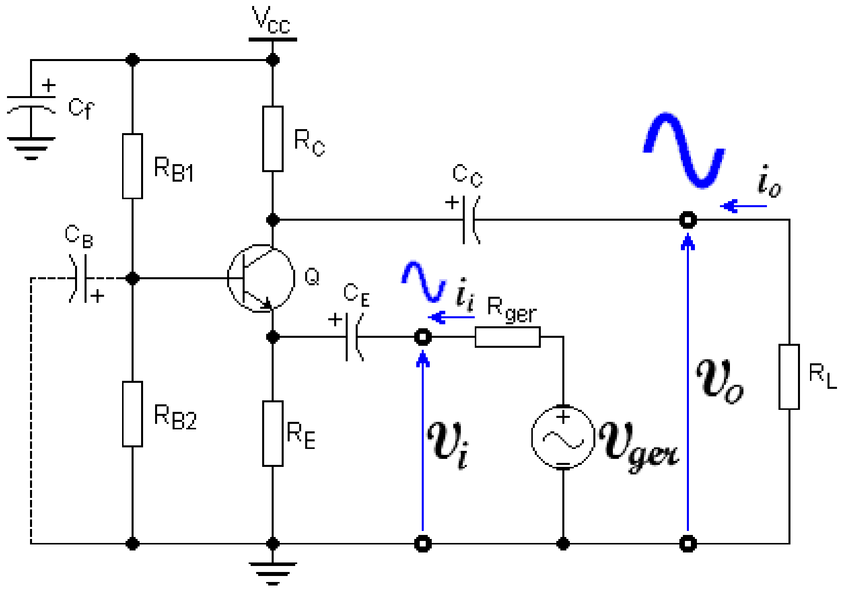

Figura 7 - Amplificador Base-Comum Genérico.

$$A_v = \left(\frac{1}{r_o} + \frac{g_m r_\pi}{r_\pi + R_{B(AC)}}\right) \times R_L^* \quad \text{[V/V]}$$

⇒

$$A_v \cong g_m R_L^* \quad \text{[V/V]}$$

4.3.2 Resistência de Saída:

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

⇒

$$R_o \cong R_C \quad [\Omega]$$

4.3.3 Resistência de Entrada Vista no Emissor:

$$R_i^* = \frac{(r_o + R_C^*)(r_\pi + R_{B(AC)})}{r_\pi + R_{B(AC)} + R_C^* + r_o \times (1 + g_m r_\pi)} \quad [\Omega]$$

Com $R_{B(AC)}$ desacoplada por C_B, pode-se afirmar que:

$$R_i^* \cong \frac{1}{g_m} \quad [\Omega]$$

4.3.4 Resistência de Entrada:

$$R_i = \frac{R_i^* R_E}{R_i^* + R_E} \quad [\Omega]$$

$\Rightarrow$

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

4.3.5 Frequência de Corte nas Altas (c/ $R_{B(AC)} = 0$):

$$f_{CA} \approx \frac{1}{2\pi C_\mu R_L^*} \quad [\text{Hz}]$$

4.3.6 Frequência de Corte nas Baixas (c/ $p_B << p_E$ e $p_B << p_C$):

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{p_C^2 + p_E^2 + \sqrt{p_C^4 + p_E^4 + 6 p_C^2 p_E^2}}{2}} \quad [\text{Hz}]$$

4.3.7 Equações Auxiliares:

$$R_{B(DC)} = R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad [\Omega]$$

Com $C_B = 0 \Rightarrow$

$$R_{B(AC)} = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad [\Omega]$$

Com $C_B \neq 0 \Rightarrow$

$$R_{B(AC)} = 0$$

$$R_C^* = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad [\Omega]$$

$$R_L^* = \frac{r_o R_C^*}{r_o + R_C^*} \quad [\Omega]$$

$$R_S = \frac{R_{ger} R_E}{R_{ger} + R_E} \quad [\Omega]$$

$$r_\pi' = \frac{(r_\pi + R_{B(AC)}) \times R_S}{r_\pi + R_{B(AC)} + R_S} \quad [\Omega]$$

$$p_C = \frac{1}{2\pi C_C (R_o + R_L)} \quad [\text{Hz}]$$

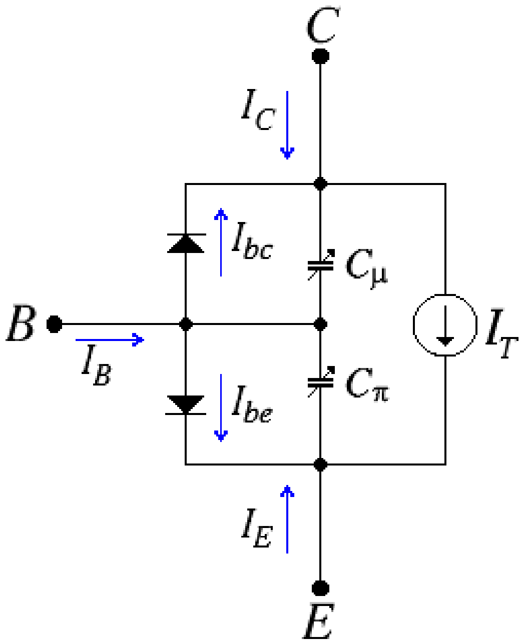

Figura 8 - Modelo Simplificado de Grandes Sinais do BJT.

$$p_E = \frac{1}{2\pi C_E (R_i + R_{ger})} \quad \text{[Hz]}$$

$$p_B = \frac{1}{2\pi C_B R_B} \quad \text{[Hz]}$$

5. Modelagem Simplificada de Grandes Sinais

5.1 Modelo de Ebers-Moll Modificado

5.1.1 Circuito Equivalente:

Programas simuladores de circuitos eletrônicos baseados no SPICE usam, para modelar o *BJT*, um modelo de grandes sinais conhecido com modelo de Gummel-Poon evoluído. Nesse modelo procura-se englobar o equacionamento primário, oriundo da física de semicondutores, e todos os efeitos de segunda ordem que afetam o dispositivo. Os efeitos de segunda ondem são provenientes de observações e equacionamentos empíricos. O modelo final, consequentemente, é complexo e inadequado para o uso em cálculos manuais. O modelo de Ebers-Moll, por outro lado, é demasiadamente simplificado e, embora cômodo para cálculos manuais, mostra–se excessivamente impreciso.
Propõe-se aqui um modelo intermediário, chamado de Ebers-Moll modificado, que é suficientemente simples para ser usado em cálculos manuais e razoavelmente preciso na região ativa direta do *BJT*. São equacionados, nesse modelo, os seguintes efeitos de segunda ordem: o efeito térmico sobre o transistor, o efeito Early e os efeitos dinâmicos das capacitâncias das junções. Não são equacionados: o efeito de baixa injeção, o efeito Kirk e as perdas internas ôhmicas de terminais.

Os modelos aproximados não valem plenamente, portanto, para as regiões de corte, saturação e região ativa reversa e são imprecisos para as regiões de baixa e alta injeção do *BJT*. Conclui-se então que esse modelo é válido para transistores de pequenos sinais com correntes de polarização de coletor situadas na faixa: $300\mu A \leq I_{CQ} \leq 10mA$.
O circuito elétrico equivalente que retrata o *BJT* no modelo de grandes sinais de Ebers-Moll modificado é apresentado na Figura *8*, onde:

a.) Corrente no diodo da junção *B-C*:

$$I_{bc} = I_S \times \left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{N_R V_t} \right) - 1 \right]$$

b.) Corrente no diodo da junção *B-E*:

$$I_{be} = I_S \times \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_t} \right) - 1 \right]$$

c.) Corrente do Efeito Transistor:

$$I_T = \frac{I_{be} - I_{bc}}{q_b}$$

d.) Efeito Early direto:

$$q_b = \frac{V_{AF}}{V_{AF} - V_{BC}}$$

e.) Correntes externas:

$$I_B + I_C + I_E = 0$$

5.1.2 Equacionamento:

$$T = \theta + 273{,}15 \quad [\mathrm{K}]$$

$$V_t = 86{,}1708037125 \times 10^{-6} \times T \quad [\mathrm{V}] \qquad \text{p/ PSpice}$$

$$V_t = 86{,}1734215226 \times 10^{-6} \times T \quad [\mathrm{V}] \qquad \text{p/ LTspice}$$

$$I_{St} = I_S \left(\frac{T}{300{,}15} \right)^{X_{TI}} \times \exp\left[\left(\frac{T}{300{,}15} - 1 \right) \times \frac{1{,}11}{V_t} \right] \quad [\mathrm{A}]$$

$$\beta_{Ft} = \beta_F \left(\frac{T}{300{,}15} \right)^{X_{TB}} \quad [\mathrm{A/A}]$$

$$\beta_{Rt} = \beta_R \left(\frac{T}{300{,}15} \right)^{X_{TB}} \quad [\mathrm{A/A}]$$

$$V_{BC_Q} = V_{BE_Q} - V_{CE_Q} \quad \text{[V]}$$

$$q_b = \frac{V_{AF}}{V_{AF} + \left|V_{BC_Q}\right|} \quad \text{[-]}$$

$$I_{B_Q} = \frac{I_{St}}{\beta_{Ft}}\left[\exp\left(\frac{V_{BE_Q}}{N_F V_t}\right) - 1\right] + \frac{I_{St}}{\beta_{Rt}}\left[\exp\left(\frac{V_{BC_Q}}{N_R V_t}\right) - 1\right] \quad \text{[A]}$$

e

$$I_{C_Q} = \frac{I_{St}}{q_b}\left[\exp\left(\frac{V_{BE_Q}}{N_F V_t}\right) - 1\right] - \frac{I_{St}}{q_b}\left(1 + \frac{q_b}{\beta_{Rt}}\right) \times \left[\exp\left(\frac{V_{BC_Q}}{N_R V_t}\right) - 1\right] \quad \text{[A]}$$

$$C_\pi = g_m \tau_F + C_{JE}\left(1 - F_C\right)^{-(1+m_{JE})}\left[1 - F_C\left(1 + m_{JE}\right) + \frac{m_{JE} V_{BE_Q}}{V_{JE}}\right] \quad \text{[F]}$$

$$C_\mu = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \dfrac{V_{BC_Q}}{V_{JC}}\right)^{m_{JC}}} \quad \text{[F]}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\mu + C_\pi)} \quad \text{[Hz]}$$

5.2 Transistores para uso em cálculos manuais:

Nos exercícios que envolvem parâmetros de modelagem de Gummel-Poon, serão usados modelos simplificados de Ebers-Moll modificado para três transistores **npn**, chamados de *QnA*, *QnB* e *QnC*, que são aproximadamente equivalentes aos transistores comerciais *BC548A*, *BC548B* e *BC548C*, respectivamente, e para três transistores **pnp**, chamados de *QpA*, *QpB* e *QpC*, que são aproximadamente equivalentes aos transistores comerciais *BC558A*, *BC558B* e *BC558C*, respectivamente, na faixa central da região ativa direta. Os modelos aproximados não valem plenamente para as regiões de corte, saturação e região ativa reversa e são imprecisos para as regiões de baixa e alta injeção do *BJT*.

Os dezesseis parâmetros que compõem esses modelos estão listados a seguir, para uma temperatura de junção de *27°C*, no mesmo formato usado nas bibliotecas dos programas simuladores, lembrando-se que: $BF = \beta_F$, $BR = \beta_R$ e $TF = \tau_F$. Deve-se lembrar, ainda, que, nas bibliotecas, as unidades dimensionais (V, A, Ω, F, etc.) não precisam ser colocadas e as vírgulas devem ser trocadas por pontos. As potenciações de dez das grandezas são entendidas indiferentemente por símbolos ou por notações científicas e, portanto, as declarações *IS=19,605587f* e *IS=19,605587e-15* têm o mesmo significado. As bibliotecas são montadas em programas editores de texto convencionais, são insensíveis a letras maiúsculas ou minúsculas e devem ser salvas em arquivos com extensão *.lib*.

6. Parâmetros @ *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)
************************************************************
************************************************************
```