

SEL EESC USP

Polarização e Amplificação

Amplificador Emissor-Comum

P. R. Veronese
2015

Exemplo de Polarização do BJT e de Estabilidade do Ponto Quiescente

A Figura 1 apresenta três circuitos construídos com três BJT's distintos. Apesar dos BJT's possuírem fatores de amplificação de corrente com valores muito desiguais, variando, na região ativa direta, na faixa $180 \leq \beta \leq 540$, graças ao fator de estabilidade $S = 10$, os pontos quiescentes permanecem muito próximos e estáveis.

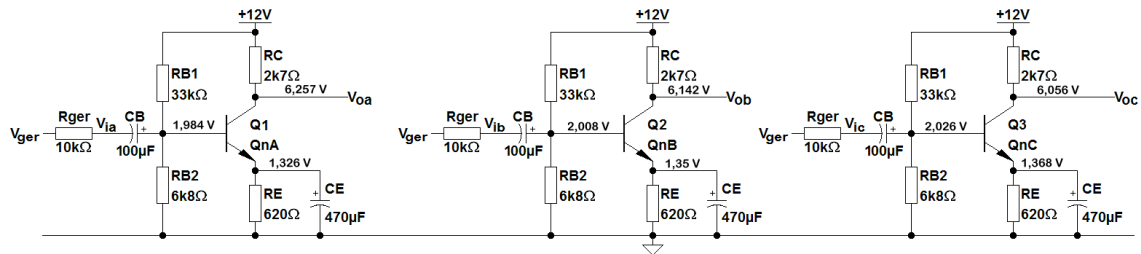


Figura 1 – Circuitos de Polarização de Três Transistores Diferentes.

Os transistores da Figura 1 são dos tipos *QnA*, *QnB* e *QnC*, modelados pelo modelo de *Ebers-Moll* melhorado. Se forem substituídos pelos tipos *BC548A*, *BC548B* e *BC548C*, respectivamente, modelados pelo modelo completo de *Gummel-Poon*, os pontos de polarização continuam muito pouco afetados. A Tabela 1 mostra os resultados da simulação desses circuitos, tanto em *DC* quanto em *AC*, como amplificadores do tipo emissor-comum.

	QnA	QnB	QnC	BC548A	BC548B	BC548C
I_B [μ A]	11,80	7,49	4,26	11,70	7,44	4,24
I_C [mA]	2,13	2,17	2,20	2,13	2,17	2,20
V_{BE} [V]	0,658	0,658	0,659	0,658	0,658	0,659
V_{BC} [V]	-4,27	-4,13	-4,03	-4,27	-4,13	-4,03
V_{CE} [V]	4,93	4,79	4,69	4,93	4,79	4,69
β_{DC}	180	290	517	181	292	520
g_m [A/V]	82,0 m	83,7 m	84,9 m	80,5 m	82,2 m	82,5 m
r_π [k Ω]	2,20	3,46	6,08	2,46	3,80	6,65
r_o [k Ω]	53,9	32,5	17,0	52,2	30,5	15,0
r_X [Ω]	0	0	0	37,7	106	285
C_π [pF]	96,8	99,0	101	65,1	65,5	65,4
C_u [pF]	3,25	3,28	3,30	3,25	3,28	3,30
β_{AC}	180	290	517	198	312	549
f_T [MHz]	131	130	130	188	190	191
A_{vg} [V/V]	-28,805	-36,836	-44,763	-30,029	-37,117	-42,850
R_i [k Ω]	1,582	2,146	2,928	1,738	2,314	3,115
R_o [k Ω]	2,571	2,493	2,330	2,568	2,481	2,289
f_{CB} [Hz]	10,64	13,42	16,17	11,06	13,52	15,50
f_{CA} [kHz]	148,14	114,87	93,71	145,91	115,00	94,23

Tabela 1 – Resultados Numéricos de Simulação dos Circuitos da Figura 1, para Transistores do Tipo Qn e BC.

Esses resultados evidenciam tanto a alta estabilidade do ponto quiescente em função das variações dos parâmetros dos transistores, como a adequada equivalência entre os modelos completo e simplificado.

As maiores discrepâncias estão no cálculo de r_π , por causa das diferenças de β_{AC} nos dois modelos, e nos cálculos de C_π e de f_T , que são efetuados muito simplificada no modelo de Ebers-Moll. Nas demais grandezas, as discrepâncias não excedem a margem de $\pm 5\%$.

O resistor de perdas de base (r_x) não é modelado no modelo simplificado, mas a ausência dele não influencia significativamente no cálculo dos pontos quiescentes.

Para os cálculos manuais dos três circuitos da Figura 1 devem ser adicionados os parâmetros de modelagem fornecidos na Tabela 2.

	QnA	QnB	QnC
N_F	1,0022	1,0022	1,0022
V_{AF} [V]	110,40	66,40	33,38

Tabela 2 – Parâmetros de Modelagem Adicionais Usados em Cálculos Manuais dos Circuitos da Figura 1.

- Cálculos Manuais:

1. Ponto de Polarização:

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

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

2. Parâmetros Incrementais:

2.1 Transcondutância:

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

2.2 Resistência Incremental de Entrada:

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

2.3 Resistência Incremental de Saída:

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

2.4 Capacitância Incremental de Base:

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

2.5 Capacitância Incremental de Coletor:

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

2.6 Frequência de Transição:

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

3. Amplificador Emissor-Comum:

3.1 Ganho de Tensão em relação ao gerador:

$$A_{vg} = \frac{(R_{E(AC)} - g_m r_\pi r_o) \times R_C^*}{r_\pi (R_{E(AC)} + r_o + R_C^*) + R_{E(AC)} [R_C^* + r_o (1 + g_m r_\pi)]} \times \frac{R_i}{R_i + R_{ger}} \quad [V/V]$$

3.2 Resistência de Saída:

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

3.3 Resistência de Entrada Vista na Base:

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

3.4 Resistência de Entrada:

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

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

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

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

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

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

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

3.8 Equações Auxiliares:

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

$$R_{E(AC)} = 0, \text{ se } C_E \neq 0 \quad \text{e} \quad R_{E(AC)} = R_E, \text{ se } C_E = 0$$

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

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

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

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

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

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

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

$$z_E = \frac{1}{2\pi C_E (R_{E2} + R_E)} \quad [\text{Hz}]$$

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

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

4. Dados Comparativos:

Os transistores *QnA*, *QnB* e *QnC* foram modelados para apresentar características estáticas e dinâmicas bem próximas às dos transistores *BC548A*, *BC548B* e *BC548C*, respectivamente, apenas na parte central da região ativa direta, isto é, para correntes de coletor variando, aproximadamente, na faixa: $500 \mu\text{A} \leq I_C \leq 20 \text{mA}$. A região de baixa injeção e a região de alta injeção (Efeito *Kirk*), portanto, não foram modeladas. As regiões de corte e de saturação também são inválidas nesse modelo. O Efeito *Early*, no entanto, está modelado. A Figura 2 mostra as curvas de $\beta \times I_C$ para os transistores *BC548A*, *BC548B* e *BC548C*, com esses efeitos adicionados pelo modelo de *Gummel*. No modelo de *Ebers-Moll* melhorado os β 's dos três transistores permanecem constantes e iguais aos valores típicos, para quaisquer valores de I_C .

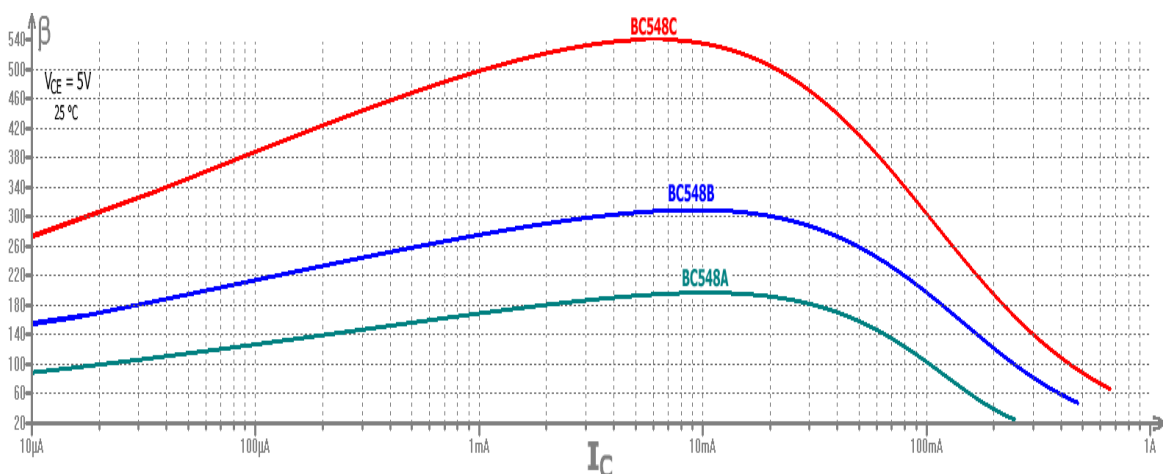


Figura 2 – Curvas de $\beta \times I_C$ dos Transistores Bipolares para Pequenos Sinais de Áudio da Família BC.