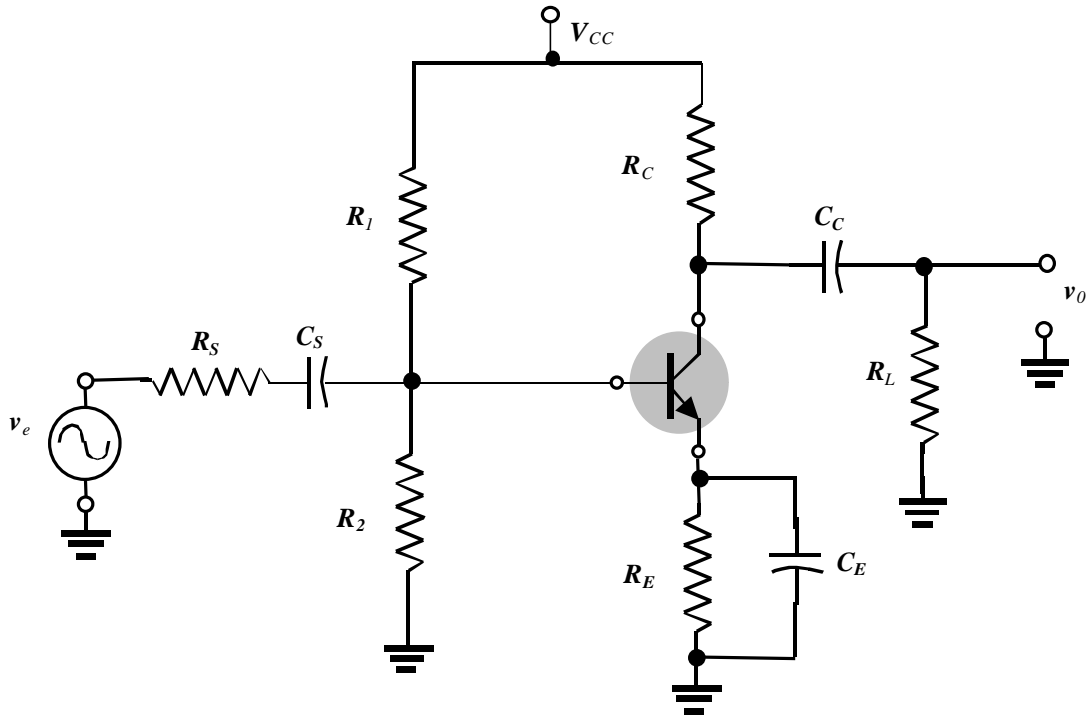
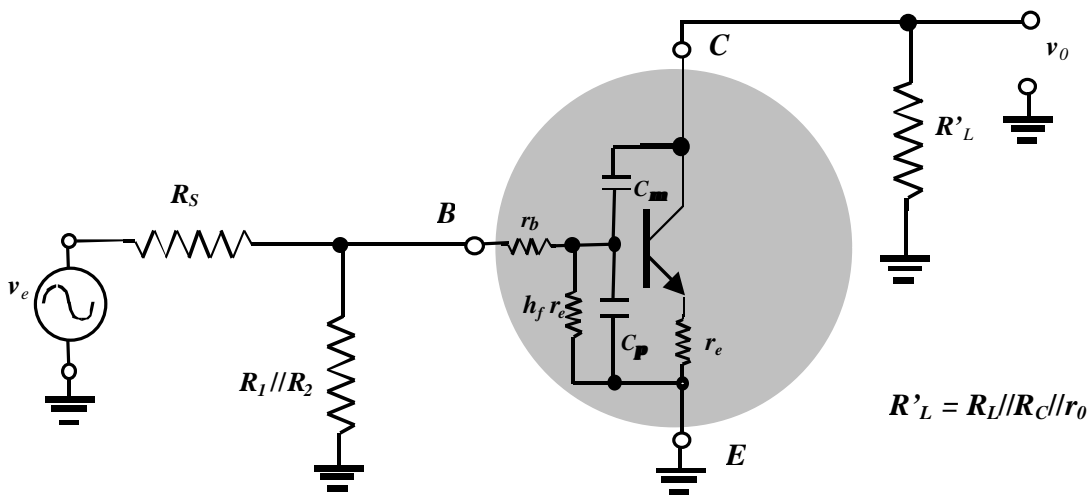


A figura abaixo mostra o mesmo amplificador da análise de baixa frequência, mas esta análise se aplica a qualquer outra tipo de polarização DC.



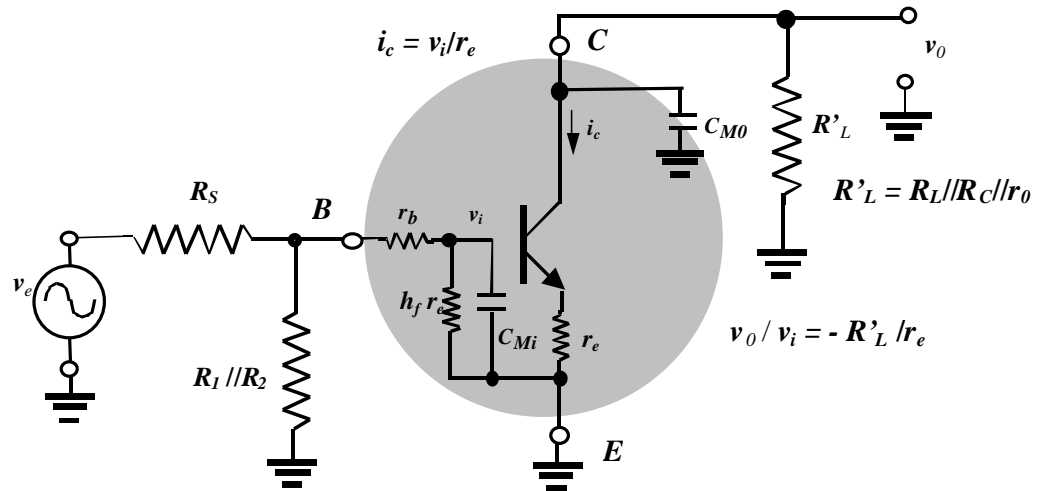
*Amplificador emissor comum – Análise em altas frequências*

A figura abaixo mostra o circuito equivalente deste amplificador para altas frequências.



*Circuito equivalente*

Aplicando a aproximação de efeito miller, o circuito acima simplifica para o circuito equivalente mostrado abaixo.

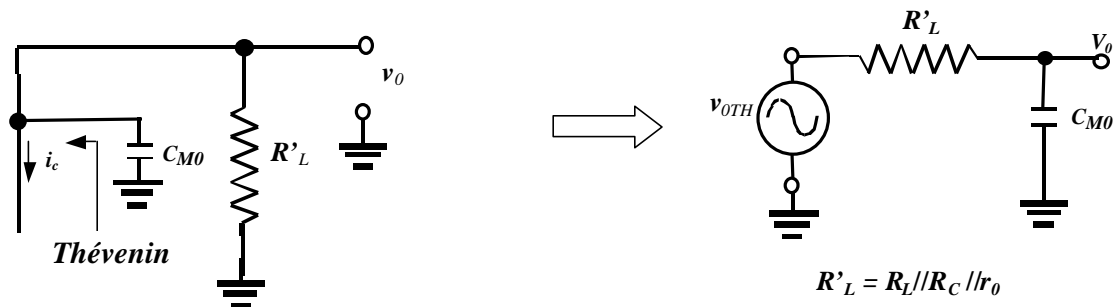
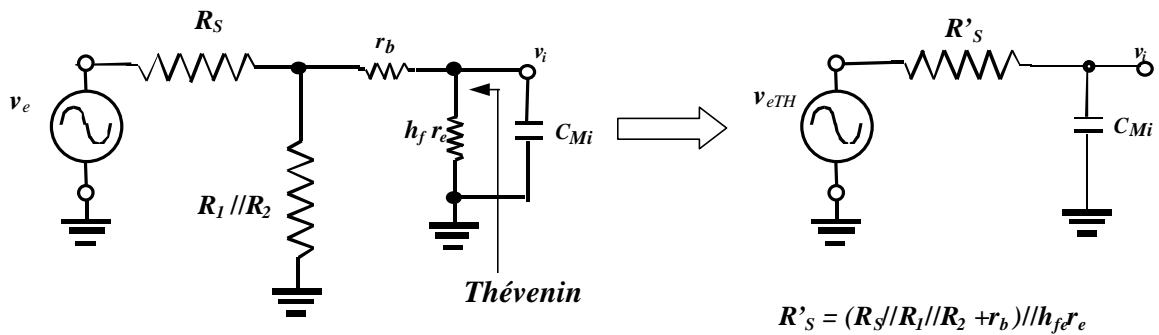


Onde

$$C_{Mi} = (1 - (-R'_L / r_e) C_p) = (1 + R'_L / r_e) C_m + C_p \text{ e}$$

$$C_{Mi} = (1 - 1 / (-R'_L / r_e) C_p) = (1 + r_e / R'_L) C_m \gg C_m$$

Determinando o circuito equivalente Thévenin para o circuitos de entrada e saída facilmente identificáveis na figura acima, resulta nos circuitos abaixo equivalentes.



### ***Circuitos equivalentes Thévenin para entrada e saída***

*Portanto*

*O circuito(seção) de entrada será introduz um pólo ( $f_{2E}$ ) em*

$$f_{2E} = 1/2\pi R'_S C_{Mi}$$

*com*

$$R'_S = (R_S // R_I // R_2 + r_b) // h_{fe} r_e \quad \text{Note que } R'_S \text{ é a impedância (Resistiva) vista pela base do transistor}$$

$$C_{Mi} = (1 + R'_L / r_e) C_m + C_p$$

*E o circuito (seção) de saída introduz um pólo em ( $f_{2S}$ )*

$$f_{2S} = 1/2\pi R'_L C_{M0}$$

*com*

$$R'_L = R_L // R_C // r_o$$

$$C_{M0} = C_m$$

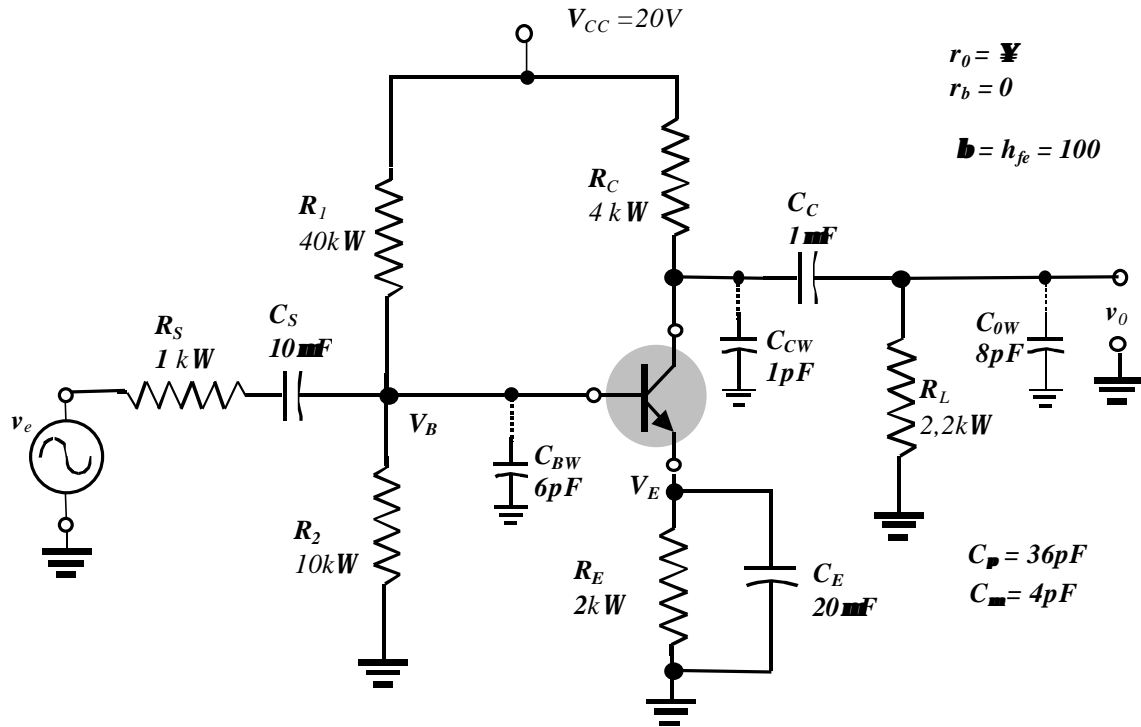
*Na prática  $f_{2S} \gg f_{2E}$  de maneira que quem determinará a banda  $-3dB$  do amplificador é a seção de entrada.*

*Se outros capacitores estiverem presentes entre os terminais de base ou coletor e ponto comum (terra) estes devem ser adicionados às capacitâncias  $C_{Mi}$  e  $C_{M0}$  respectivamente. O exercício a seguir exemplificará isto.*

### ***Exercício:***

*Para o mesmo circuito do exercício anterior com inclusão dos capacitores parasitas e intrínsecos do transistor mostrados na figura abaixo:*

- Determine as frequências de corte superiores  $f_{2i}$  e  $f_{2o}$*
- Ache  $f_b$  e  $f_T$ .*
- Esboce a resposta em frequência utilizando os resultado anteriores e dos itens a) e b).*
- Compare com os resultados com os da simulação no Pspice.*



a) Análise DC (para determinar  $r_e$ ) já foi realizada no exercício anterior, portanto,

$$I_C \gg I_E = V_E / R_E = 3,3V / 2k\Omega \gg 1,65mA$$

$$r_e = V_T / I_C = 26mV / 1,65mA = 15,76\Omega$$

e

$$\beta r_e = 100 * 15,76 = 1,576k\Omega$$

b) Análise AC (meio da faixa), repetindo

1) A impedância de entrada

$$Z_i = R_i = R_1 // R_2 // \beta r_e = 40k\Omega // 10k\Omega // 1,576k\Omega \gg 1,32k\Omega$$

2) Ganho no meio da faixa

$$A_{v1} = v_o / v_i = - R_C // R_L / r_e = -(4k\Omega // 2,2k\Omega) / 15,76\Omega \gg -90$$

Mas

$$v_i/v_e = R_i/(R_i + R_S) = 1,32k\Omega/(1,32k\Omega + 1k\Omega) \approx 0,57$$

então

$$A_v = v_o/v_e = v_o/v_i \cdot v_i/v_e = -90 \cdot 0,57 \approx -51,2$$

c) Frequências de corte superiores  $f_{2i}$  e  $f_{20}$  ← expressão errada no Boyestad

$$1) R'_S = (R_S // R_1 // R_2 + r_b) // h_{fe} r_e = (R_S // R_1 // R_2) // h_{fe} r_e = R_S // R_i$$

$$R'_S = (1k\Omega)/(1,32k\Omega) \approx 569\Omega \text{ (contra } 531\Omega \text{)}$$

O capacitor de entrada deve ser adicionado à  $C_{BW}$ , assim

$$C_{Mi} + C_{BW} = (1 + R'_L/r_e)C_m + C_p + C_{BW} = (1 + 90)4pF + 36pF + 6pF = 406pF$$

$$f_{2i} = 1/(2\pi R'_S (C_{Mi} + C_{BW})) = 1/(2\pi (569\Omega) (406pF)) \approx 688kHz$$

$$2) R'_L = R_C // R_L // r_o = R_C // R_L = (4k\Omega)(2,2k\Omega) = 1,42k\Omega$$

O capacitor de saída deve ser adicionado à  $C_{CW}$  e  $C_{OW}$ , assim

$$C_{M0} + C_{CW} + C_{OW} = C_m + C_{CW} + C_{OW} = 4pF + 1pF + 8pF = 13pF$$

$$f_{20} = 1/(2\pi R'_L (C_{M0} + C_{CW} + C_{OW})) = 1/(2\pi (1,42k\Omega) (13pF)) \approx 8,6MHz$$

d) A frequência de corte  $f_b$  é dada por

$$f_b = 1/(2\pi h_{fe} (C_m + C_p)) = 1/(2\pi (1,576k\Omega) (4pF + 36pF)) \approx 2,52MHz$$

e) A frequência de corte  $f_T$  é dada por

$$f_T = h_f f_b = \beta f_b = (100) (2,52MHz) = 252MHz$$

## f) Esboço do diagrama de Bode

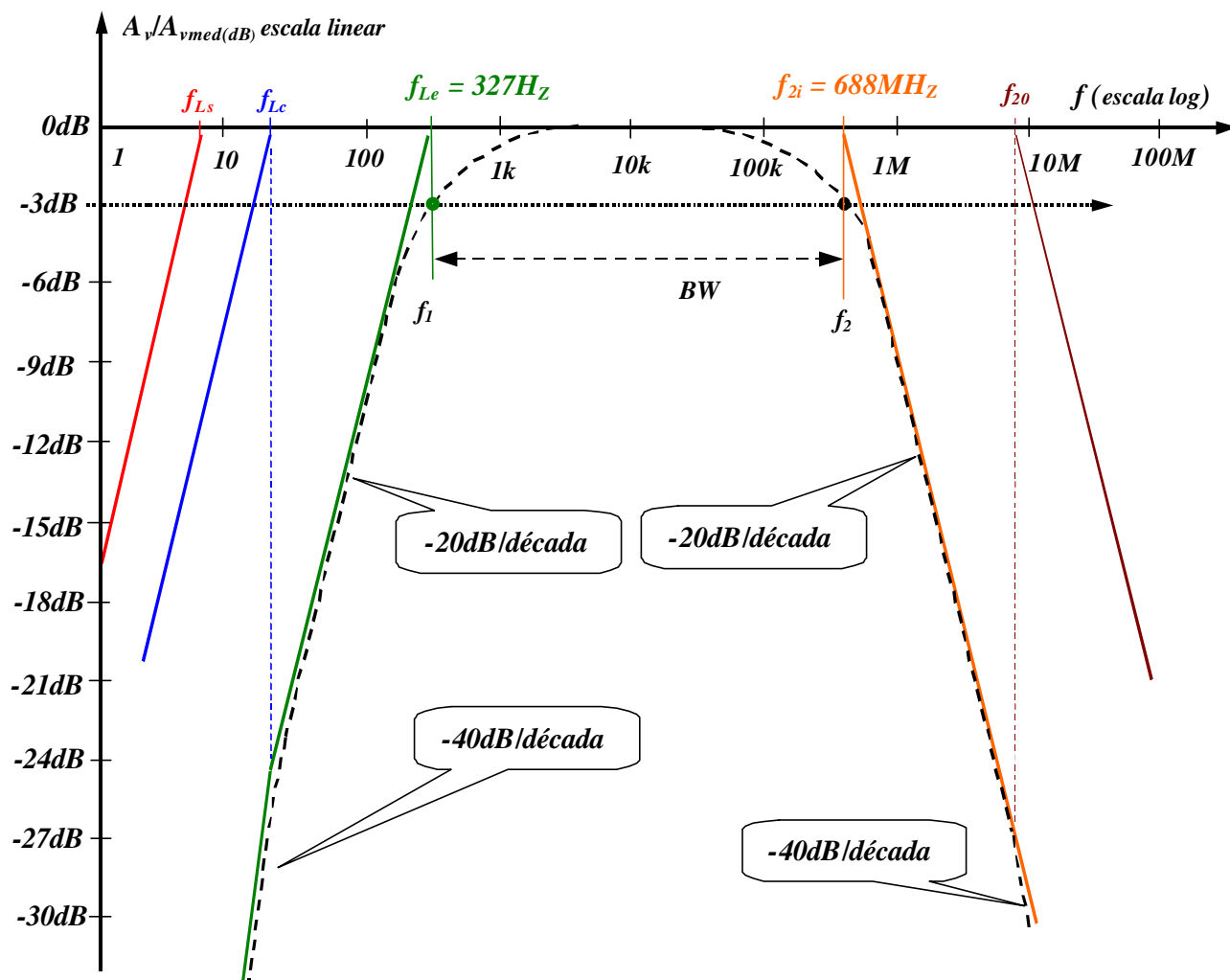
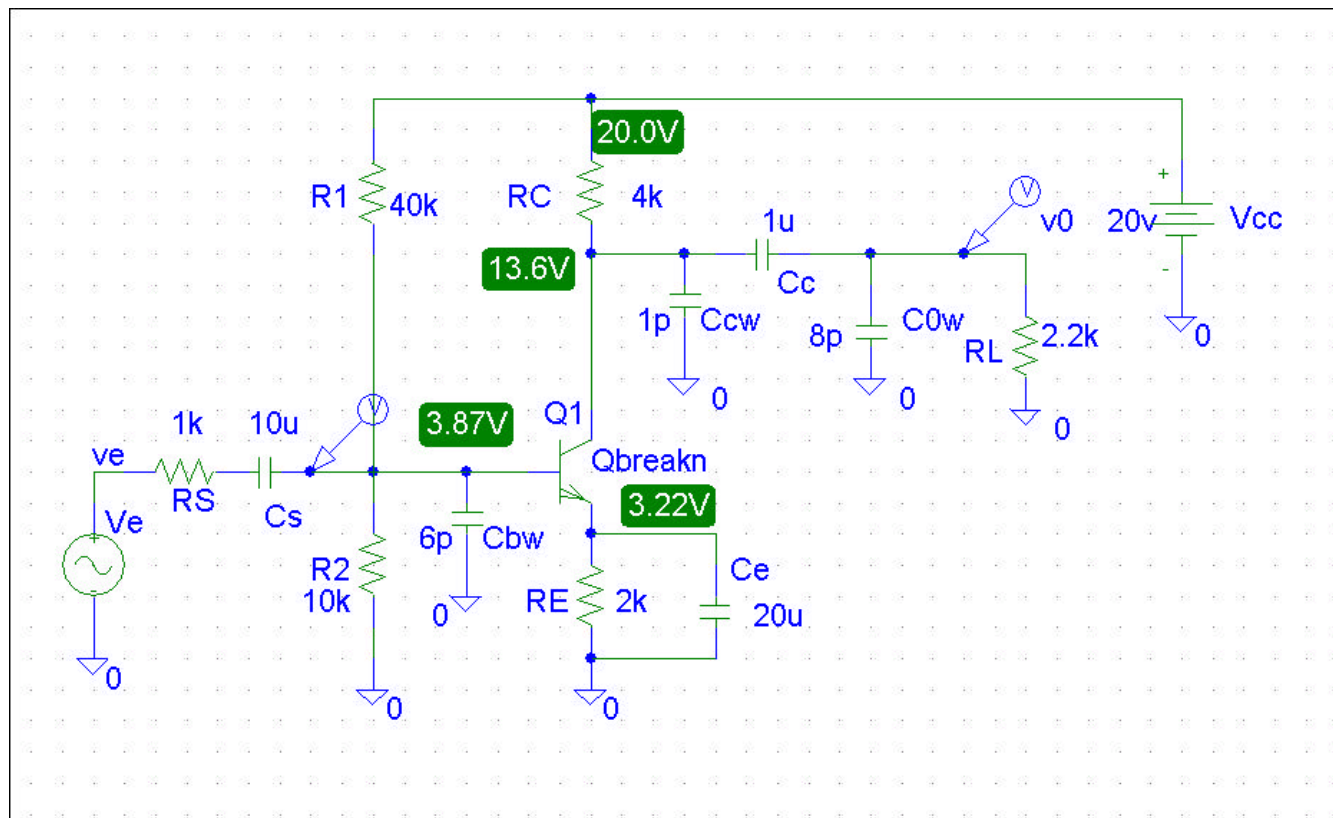


Diagrama de Bode do amplificador

## Simulação

- *Esquema do amplificador simulado*

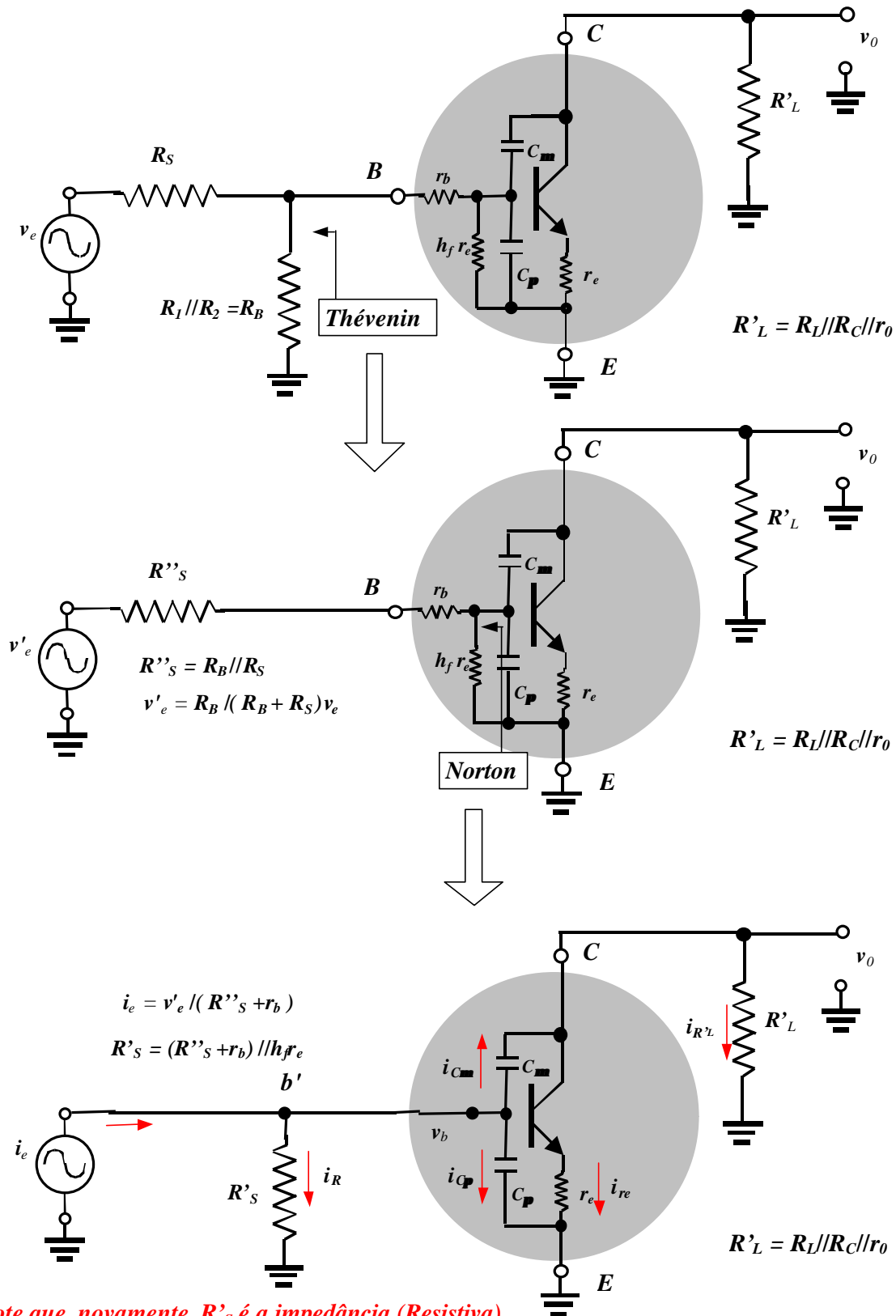


### *Parâmetros obtidos da simulação*

NAME	Q_Q1
MODEL	Qbreakn
IB	1.59E-05
IC	1.59E-03
VBE	6.58E-01
VBC	-9.76E+00
VCE	1.04E+01
BETADC	1.00E+02
GM	6.15E-02
RPI	1.63E+03
RX	0.00E+00
RO	1.00E+12
CBE	3.59E-11
CBC	4.00E-12
CJS	0.00E+00
BETAAC	1.00E+02
CBX	0.00E+00
FT	2.46E+08

- *Análise exata*

Para esta análise é conveniente converter a fonte de tensão de entrada em seu equivalente Norton como mostrado nas figuras abaixo.



Note que, novamente,  $R'_S$  é a impedância (Resistiva) vista pela base do transistor



A soma das correntes em  $b'$  resulta em,

$$i_e = i_R + i_{C_p} + i_{C_m} = v_b / R'_S + v_b s C_p + (v_b - v_0) s C_m \quad (189)$$

onde  $s = j\omega = j2\pi f$

A soma das correntes em  $C$  resulta em,

$$i_{C_m} = i_{R'_L} + i_{r_e}$$

$$(v_b - v_0) s C_m = v_0 / R'_L + v_b / r_e$$

extraíndo  $v_b$

$$v_b = -v_0 (1/R'_L + s C_m) / (1/r_e - s C_m) \quad (190)$$

Substituindo a equação (190) na equação (189) resulta em,

$$i_e = -[1/R'_S + s(C_p + C_m)][(1/R'_L + s C_m)/(1/r_e - s C_m) - s C_m]v_0$$

e a função de transferência pode ser calculada

$$v_0 / i_e = \underbrace{R'_S R'_L (1/r_e - s C_m) / \{1 + s(C_m R'_L + C_m R'_S + C_p R'_S + R'_L R'_S C_m / r_e) + s^2 R'_L R'_S C_m C_p\}}_{(191)}$$

Substituindo  $i_e$  e  $v'_e$  escrevendo na forma

$$i_e = v'_e / (R''_S + r_b)$$

$$v'_e = R_B / (R_B + R_S) v_e$$

$$v_0 / v_e = A_v N(s) / D(s)$$

então

$$A_v = - R'_S R'_L R_B / (R_B + R_S) (R''_S + r_b) r_e \quad (192)$$

$$N(s) = (1 - s r_e C_m)$$

$$D(s) = 1 + s(C_m R'_L + C_m R'_S + C_p R'_S + R'_L R'_S C_m / r_e) + s^2 R'_L R'_S C_m C_p \quad (193)$$

A equação (191) mostra que o amplificador apresenta um ganho em média frequências dado por (192) tem um zero real positivo em  $1/2\pi r_e C_m$ . Isto é devido a transmissão do sinal para saída através de  $C_m$ . O efeito deste zero é desprezível exceto em muito altas frequências.

O denominador de (191) mostra uma função de transferência que apresenta dois pólos, e na prática estes estão muito afastados em frequência. Se estes pólos são  $p_1$  e  $p_2$ , então podemos escrever  $D(s)$  como

$$D(s) = (1 - s/p_1) (1 - s/p_2)$$

e portanto

$$D(s) = 1 - s(1/p_1 + 1/p_2) + s^2/p_1 p_2 \quad (194)$$

Assumindo que os pólos estão bem afastados e  $p_1$  como sendo o pólo de mais baixa frequência (o pólo dominante) então  $p_2$  é o pólo de maior frequência.

$$|p_2| \gg |p_1|$$

então podemos escrever (194) como

$$D(s) \approx 1 - s/p_1 + s^2/p_1 p_2 \quad (195)$$

Se o coeficiente em  $s$  (195) é comparada com aquele em (193) nós podemos identificar

$$p_1 = -1/(C_p R'_s + C_m(R'_L + R'_s + R'_L R'_s / r_e))$$

$$p_1 = -1/R'_s (C_p + C_m(R'_L/R'_s + 1 + R'_L/r_e)) \quad (196)$$

Logo, a frequência de corte superior  $f_2$  será igual á

$$f_2 = |p_1|/2\pi = 1/2\pi R'_s (C_p + C_m(R'_L/R'_s + 1 + R'_L/r_e)) \quad (197)$$

A frequência de corte superior obtida através da aproximação de Miller  $f_{2E}$  foi encontrada igual à

$$f_{2i} = 1/2\pi R'_s (C_p + C_m(1 + R'_L/r_e))$$

**Note que a diferença que existe entre as duas expressões é o termo  $R'_L/R'_s$  que na prática é muito menor que  $R'_L/r_e$  fazendo com que a aproximação por efeito Miller seja muito boa.**

**Outra constatação é que o pólo  $f_{s0}$  de fato não existe, como indicava os cálculos da aproximação por efeito Miller.**

Vamos agora calcular o pólo não dominante  $p_2$  pela comparação dos coeficientes em  $s^2$  nas equações (195) e (193), resultando

$$p_2 = 1/p_1 \cdot 1/R'_L R'_S C_m C_p \quad (198)$$

A substituição de  $p_1$  de (196) em (198) resulta

$$p_2 = - (1/R'_L C_m + 1/R'_S C_p + 1/R'_L C_p + 1/r_e C_p)$$

O último termo é  $1/r_e C_p = w_a$  ( $w_a = 2\pi f_a$ ) »  $w_T$  ( $w_T = 2\pi f_T$ ), já que  $C_p + C_m \gg C_p$ . Consequentemente  $|p_2|$  é muito alta frequência e é quase sempre verdadeiro que  $|p_1| \ll |p_2|$ .

### **Exercício:**

Calcule a frequência do pólo não dominante utilizando os mesmos dados do exercício anterior.

### **Solução:**

Temos

$$f_2 = |p_2|/2\pi = (1/2\pi R'_L C_m + 1/2\pi R'_S C_p + 1/2\pi R'_L C_p + 1/2\pi r_e C_p)$$

Do exercício anterior temos

$$R'_S = (1k) (1,32k\Omega) \gg 569\Omega$$

$$R'_L = R_C // R_L // r_0 = R_C // R_L = (4k\Omega) (2,2k\Omega) = 1,42k\Omega$$

$$r_e = 15,76\Omega, C_p = 36pF, C_m = 4pF$$

então

$$1/2\pi R'_L C_m = 1/2\pi (1,42k\Omega) (4pF) \gg 27,9MHz$$

$$1/2\pi R'_S C_p = 1/2\pi (569\Omega) (36pF) \gg 7,7 MHz$$

$$1/2\pi R'_L C_p = 1/2\pi (1,42k\Omega) (36pF) \gg 3,1MHz$$

$$1/2\pi r_e C_p = 1/2\pi (15,76\Omega) (36pF) \gg 280MHz \gg 252MHz = f_T$$

logo

$$f_2 \gg 318,7MHz$$