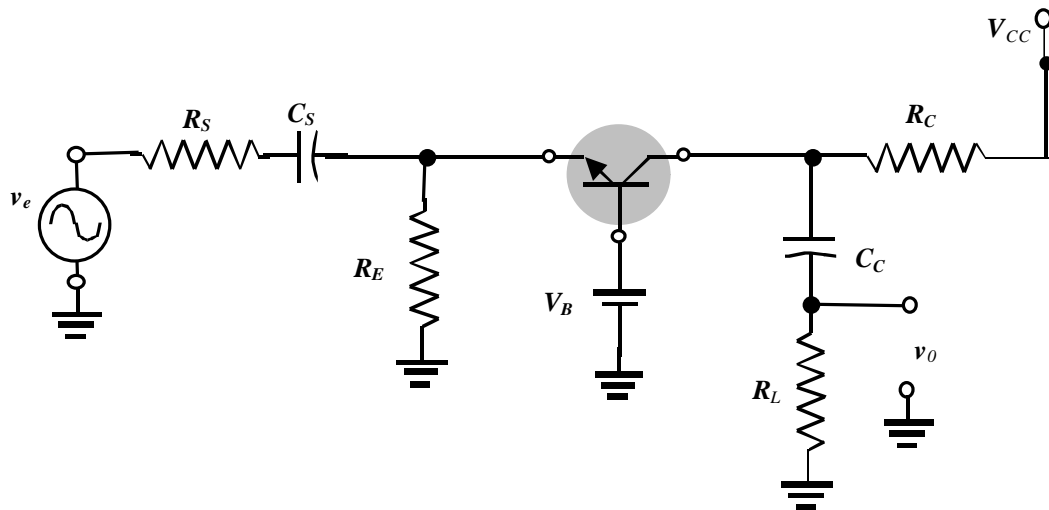


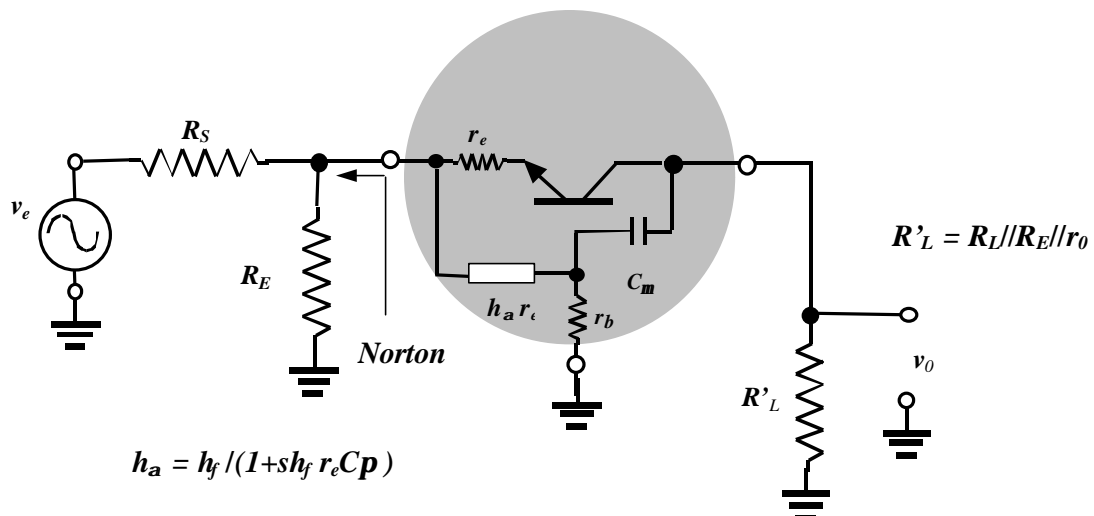
- **Amplificador base comum**

O amplificador base comum possui uma alta impedância de entrada, alta impedância de saída, um ganho de corrente de aproximadamente 1 (um), e uma larga banda de frequência. Esta configuração é utilizada em aplicações de banda larga em aplicações que exigem baixa impedância de entrada.. Considere o circuito base comum mostrado abaixo. A configuração utilizada para polarização DC é com uma fonte de tensão na base, mas esta análise se aplica para qualquer tipo de configuração.



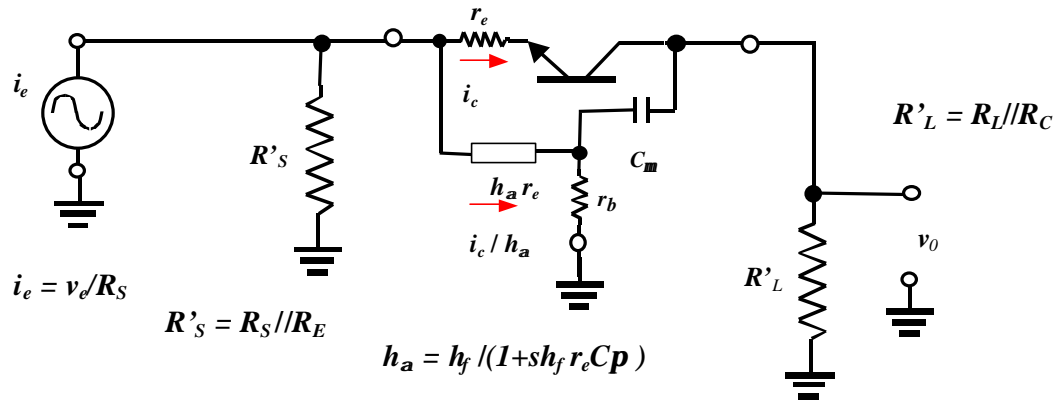
Amplificador base comum - Análise em altas frequências

A figura abaixo mostra o circuito equivalente deste amplificador para altas frequências. Note que utilizamos o parâmetro h_a e desprezamos a impedância de saída do transistor r_o , o que é quase sempre razoável na configuração base comum.



Circuito equivalente

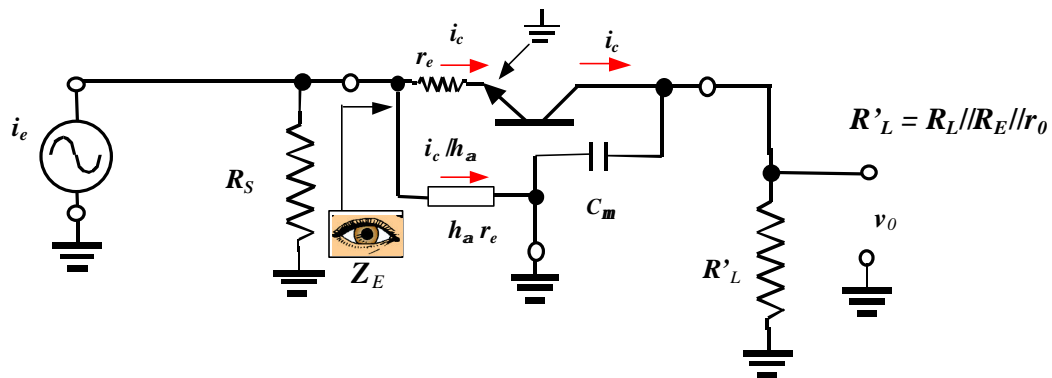
Novamente, como na configuração anterior faremos duas análises: uma com algumas aproximações e outra exata. Primeiramente, vamos substituir o circuito de entrada pelo o seu equivalente Norton. Como mostrada na figura abaixo.



Circuito equivalente

Na nossa análise aproximada vamos admitir que a resistência de fonte, R_S , é muito menor a resistência R_E , assim $R'_S \gg R_S$. Além disso, se a resistência, r_b , não é elevada ($< 100\Omega$) então a capacitância, C_m simplesmente desvia (“shunts”) a corrente de R'_L .

Com estas aproximações o circuito acima simplifica para o circuito mostrado abaixo.



Circuito equivalente com r_b desprezado

Da figura temos que a corrente $(i_c + i_c/h_f)$ é igual a corrente i_e dividido pelo divisor resistivo R_S , Z_E . Por inspeção a impedância Z_E é dada por

$$Z_E = r_e // h_a r_e = r_e / (1 + 1/h_f + s r_e C_p) \gg r_e / (1 + s r_e C_p)$$

Então

$$i_c(1 + 1/h_a) = R_S i_e / (R_S + Z_E) = v_e / [R_S + r_e / (1 + s r_e C_p)] \quad (216)$$

mas

$$(1 + 1/h_a) = 1 + 1/h_f + s r_e C_p \gg 1 + s r_e C_p \quad (217)$$

Substituindo a equação (217) em (216), resulta

$$i_c \gg v_e / [R_S + r_e / (1 + s r_e C_p)] (1 + s r_e C_p)$$

$$i_c = v_e / (R_S + r_e) \cdot 1 / (1 + s r_e / R_S C_p) = v_e / (R_S + r_e) \cdot 1 / (1 - s/p_1) \quad (218)$$

onde

$$p_1 = - 1/r_e // R_S C_p$$

E a tensão de saída, v_0 é igual a

$$v_0 = R'_L // s C_m \cdot i_c = R'_L / (1 + s R'_L C_m) i_c \quad (219)$$

Substituindo a equação (218) em (219), resulta

$$A_v = v_0 / v_e = R'_L / (R_S + r_e) \cdot 1 / [(1 - s/p_1)(1 - s/p_2)] \quad (220)$$

onde

$$p_2 = - 1/R'_L C_m$$

Então vemos que o circuito acima apresenta dois pólos. Um devido a capacitância C_p , na seção de entrada, e o outro devido a C_m na seção de saída.

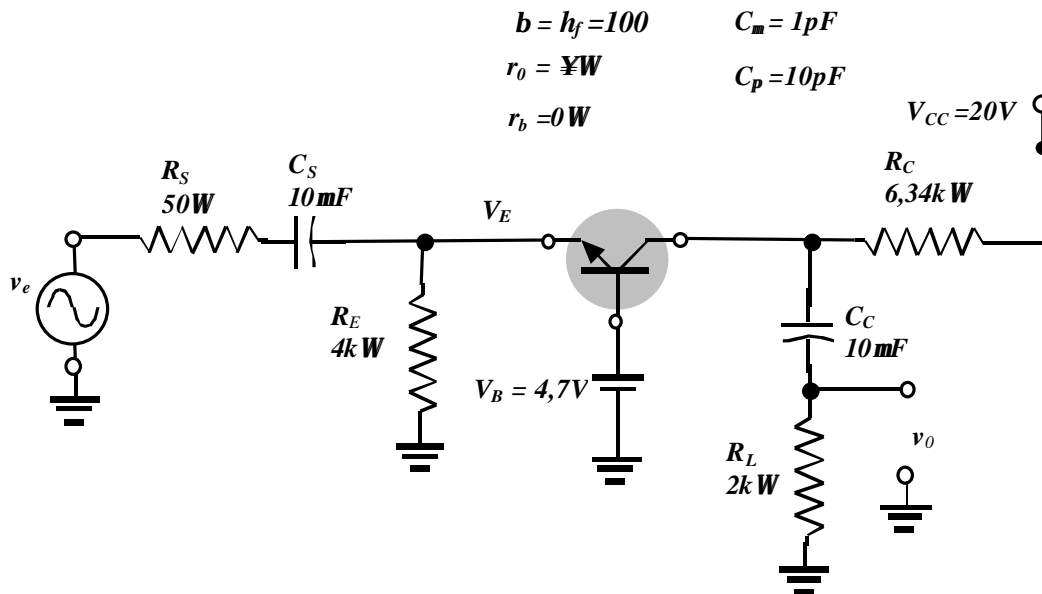
Note que o pólo $-p_1$ é maior que ω_T . Normamente o pólo p_2 é dominante, isto é, $|p_2| \ll |p_1|$.

Para média frequências ($s \ll |p_2|$), o ganho de tensão é dado por:

$$A_v |_{s \ll p_2} = R'_L / (R_S + r_e) \quad (221)$$

Exercício:

Calcule os pólos do amplificador base comum mostrado abaixo e esboce a sua resposta em alta frequência. Despreze o efeito de r_b .

**Solução:**

a) Análise DC

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4,7V - 0,7V = 4V$$

$$I_C \gg I_E = 4V / 4\text{ k}\Omega = 1\text{mA}$$

$$r_e = V_T / I_C = 26\text{mV} / 1\text{mA} = 26\Omega$$

b) Análise AC (médias e altas frequências)

temos

$$R'_L = R_L \parallel R_C = 2\text{ k}\Omega \parallel 6,34\text{ k}\Omega \gg 1520\Omega$$

O ganho de tensão em médias frequências é igual a (note $R_S \ll R_E$)

$$A_v \big|_{s \ll p_2} = R'_L / (R_S + r_e) = 1520\Omega / (50\Omega + 26\Omega) = 20$$

O pólo p_1 é igual a

$$p_1 = -1/r_e // R_S C_p = -1/(26\text{W} // 50\text{W})(10\text{pF}) = -5,85 \times 10^9 \text{ rad/s}$$

ou

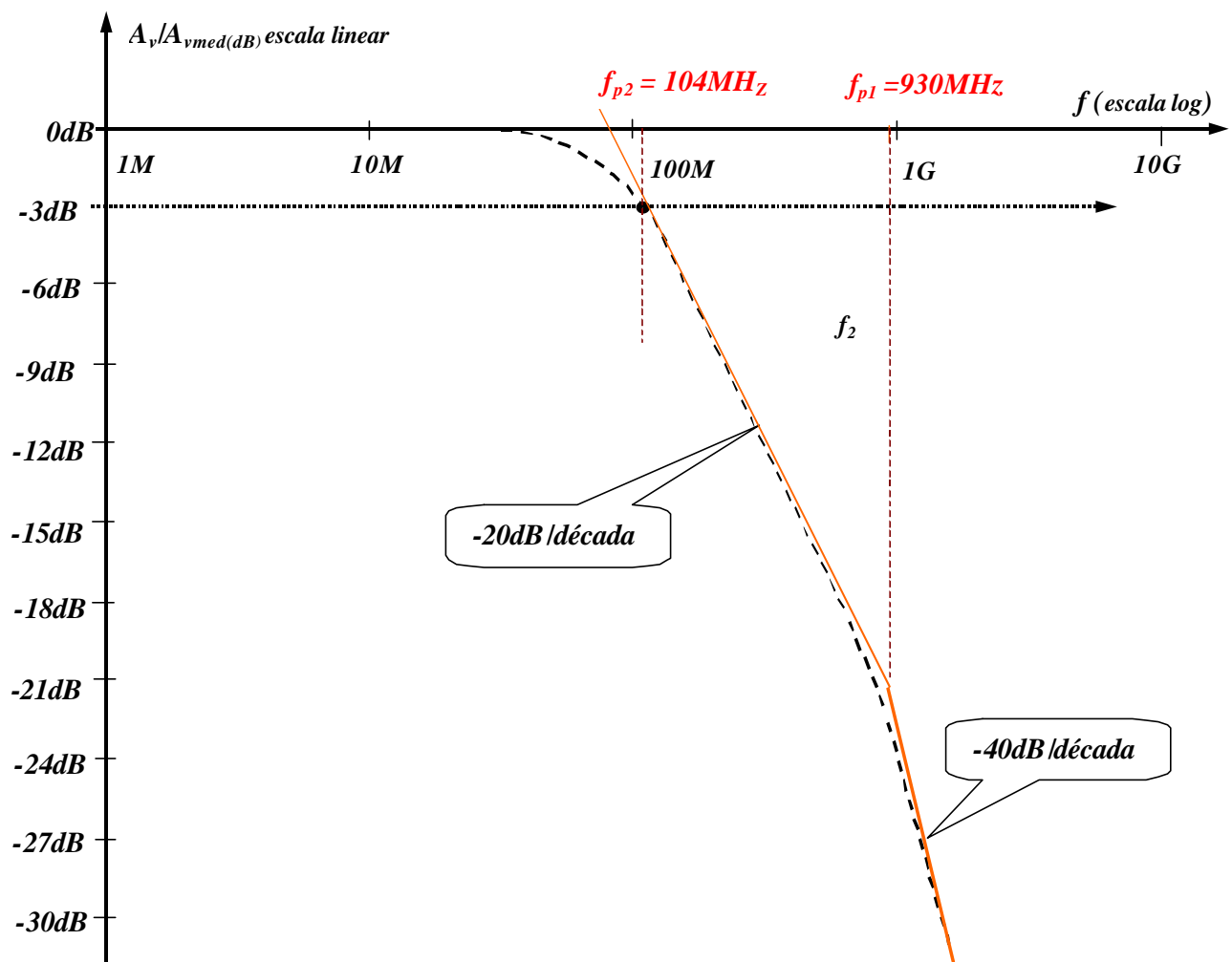
$$f_{p1}(\text{Hz}) = |p_1|/2\pi \gg 930\text{MHz}$$

O pólo p_2 é igual a

$$p_2 = -1/R'_L C_m = -1/(1520\text{W})(1\text{pF}) = -6,58 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

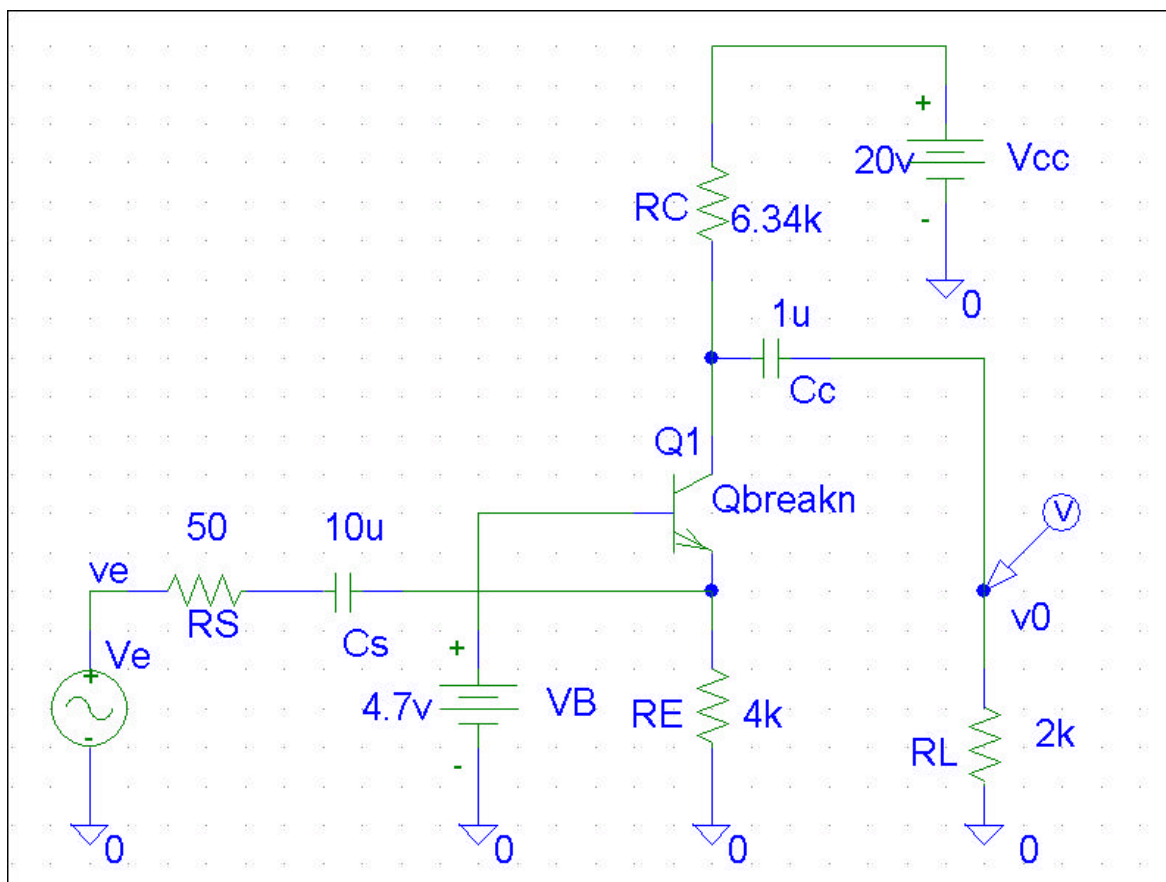
ou

$$f_{p2}(\text{Hz}) = |p_2|/2\pi \gg 104\text{MHz}$$



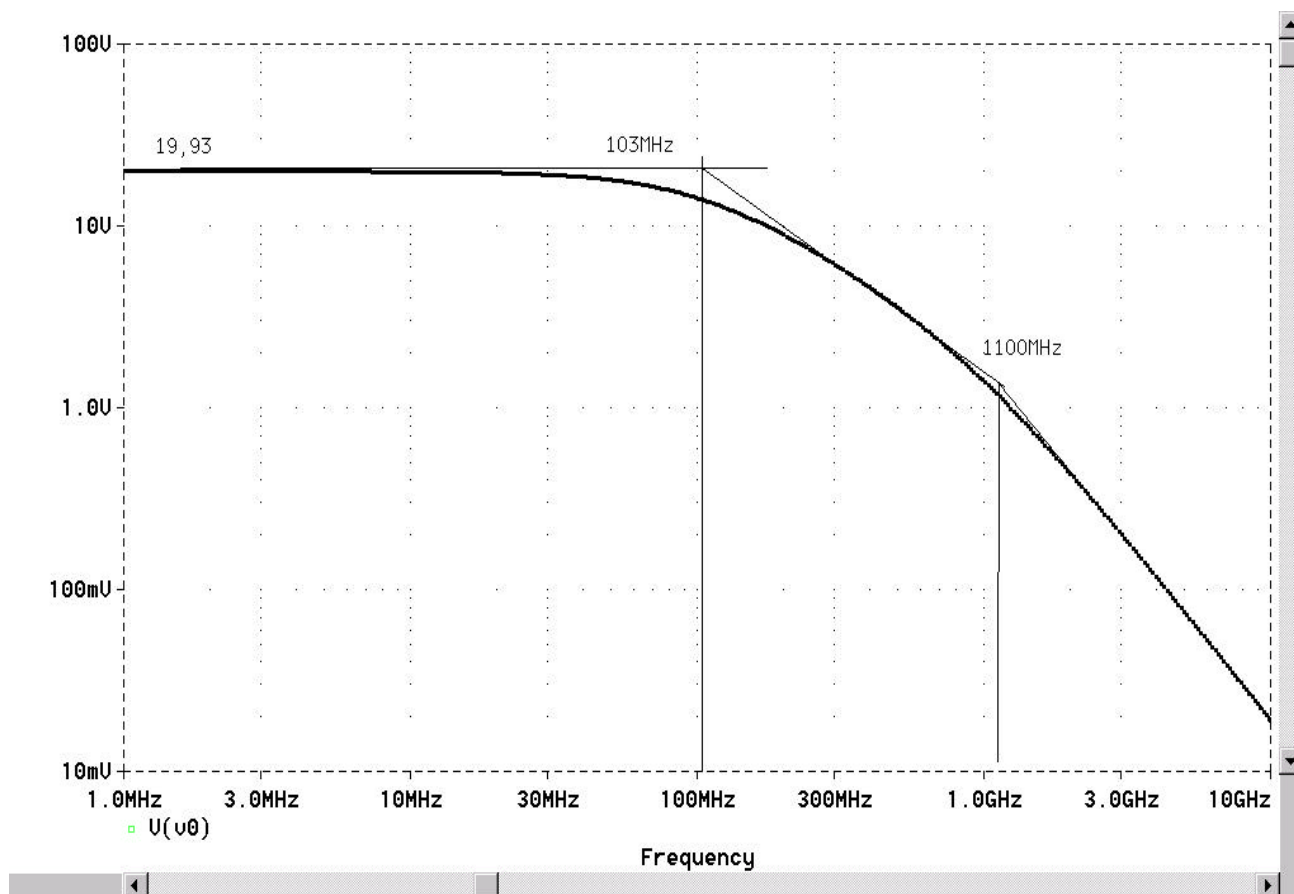
Resposta em alta freqüência de um base comum com $r_b = 0$

• *Simulação*



**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q_Q1
MODEL	Qbreakn
IB	1.00E-05
IC	1.00E-03
VBE	6.46E-01
VBC	-8.83E+00
VCE	9.47E+00
BETADC	1.00E+02
GM	3.88E-02 $\Rightarrow (r_e = 1/3.88E-02 = 25,77\Omega)$
RPI	2.58E+03
RX	1.00E-03
RO	1.00E+12
CBE	1.01E-11
CBC	1.01E-12
CJS	0.00E+00
BETAAC	1.00E+02
CBX	0.00E+00
FT	5.55E+08



$$N(s) = 1 + s r_b C_m + s^2 r_e r_b C_p C_m \quad (229)$$

$$D(s) \gg r_b / R_S h_f + 1 + s[(r_b / R_S + 1) r_e C_p + R_T C_m] + s^2 r_e R_T C_p C_m \quad (230)$$

$$\text{Onde } R_T = R'_L (r_b / R_S + 1) + r_b \quad (231)$$

A aproximação na equação (230) surgiu devido a aproximação $h_f + 1 \gg h_f$

A equação (229) mostra que o resistor r_b introduz dois zeros no amplificador base comum. Se a condição

$$r_b C_m < 4 r_e C_p$$

For satisfeita estes zeros serão complexos. Na prática a condição acima é sempre satisfeita. A consequência é que a curva da resposta em frequência será bem acentuada em torno destes zeros.

A equação (231) na prática quase sempre pode ser aproximada por: ($R'_L \gg r_b$)

$$R_T \gg R'_L (r_b / R_S + 1)$$

$$\text{E como } r_b / R_S h_f \ll 1$$

Então a equação (230) pode ser bem aproximada por:

$$D(s) \gg 1 + s[(r_b / R_S + 1) r_e C_p + R_T C_m] + s^2 r_e R_T C_p C_m$$

Substituindo o valor aproximado de R_T , resulta

$$D(s) \gg 1 + s[(R_T / R'_L) r_e C_p + R_T C_m] + s^2 r_e R_T C_p C_m$$

Na prática quase sempre $R_T C_m \gg (R_T / R'_L) r_e C_p$, então

$$D(s) \gg 1 + s R_T C_m + s^2 r_e R_T C_p C_m \quad (232)$$

Se p_1 e p_2 são os pólos de $D(s)$ então este pode ser escrito na forma

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

Se um pólo for dominante (por exemplo, p_2), então

$$D(s) \gg 1 - s/p_2 + s^2/p_1 p_2 \quad (233)$$

Comparando os coeficientes em s e s^2 nas equações (232) e (233) temos

$$p_2 = -1/R_T C_m = -1/(R'_L(r_b/R_S + 1)C_m) \quad e$$

$$p_1 = -1/r_e C_p$$

Note que se r_b for igual a zero o pólo p_2 se torna igual ao do resultado anterior. Assim, como podemos observar o efeito de r_b , foi de introduzir dois zero no sistema e diminuir o pólo dominante por um fator k dado por:

$$k = r_b/R_S + 1 \quad (234)$$

Em muito altas frequências ($s \gg p_1$) a equação do ganho torna-se

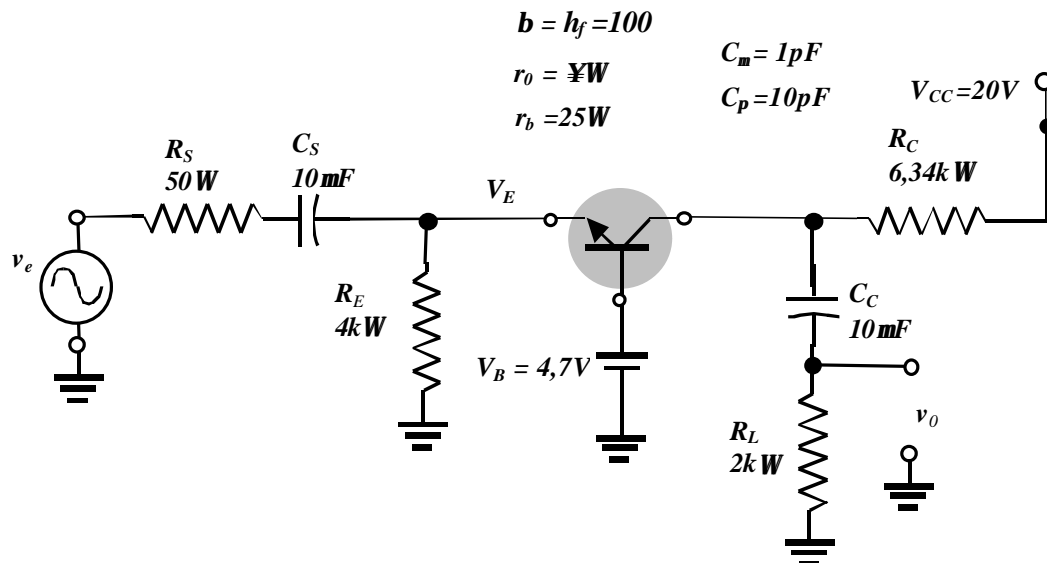
$$A_v \big|_{s \gg p_1} = R'_L/R_S \cdot N(s)/D(s) = R'_L/R_S (1 + s r_b C_m + s^2 r_e r_b C_p C_m) / (1 + s R_T C_m + s^2 r_e R_T C_p C_m)$$

$$A_v \big|_{s \gg p_1} \gg R'_L/R_S (s^2 r_e r_b C_p C_m) / (s^2 r_e R_T C_p C_m) = R'_L r_b / R_S R_T$$

$$A_v \big|_{s \gg p_1} \gg R'_L r_b / R_S R'_L (r_b / R_S + 1) = r_b / (r_b + R_S) \quad (235)$$

• Exercício:

Calcule os pólos do amplificador base comum (o mesmo do exercício anterior) mostrado abaixo em alta frequência levando em conta o efeito de r_b e esboce a sua resposta em frequência.



Solução:

a) *Análise DC (igual ao exercício anterior)*

$$I_C \gg I_E = 4V/4\text{ k}\Omega = 1\text{mA}$$

$$r_e = V_T / I_C = 26\text{mV} / 1\text{mA} = 26\Omega$$

b) *Análise AC (altas frequências)*

$$R'_S = R_E // R_S \gg R_S = 50\Omega$$

$$R'_L = R_C // R_L = 6,34\text{k}\Omega // 2\text{k}\Omega \gg 1520\Omega$$

$$R_T = R'_L (r_b / R_S + 1) = 1520\Omega (25\Omega / 50 + 1) = 2280\Omega$$

$$p_1 = -1/r_e C_p$$

$$p_1 = -1/26\Omega (10\text{pF}) \gg -3,85 \times 10^9 \text{ rad/s}$$

ou

$$f_{p1}(\text{Hz}) = |p_1| / 2\pi \gg 612\text{MHz}$$

$$p_2 = -1/R_T C_u$$

$$p_2 = -1/(2280\Omega)(1\text{pF}) \gg -4,38 \times 10^9 \text{ rad/s}$$

ou

$$f_{p2}(\text{Hz}) = |p_2| / 2\pi \gg 70\text{MHz}$$

- Valores limites**

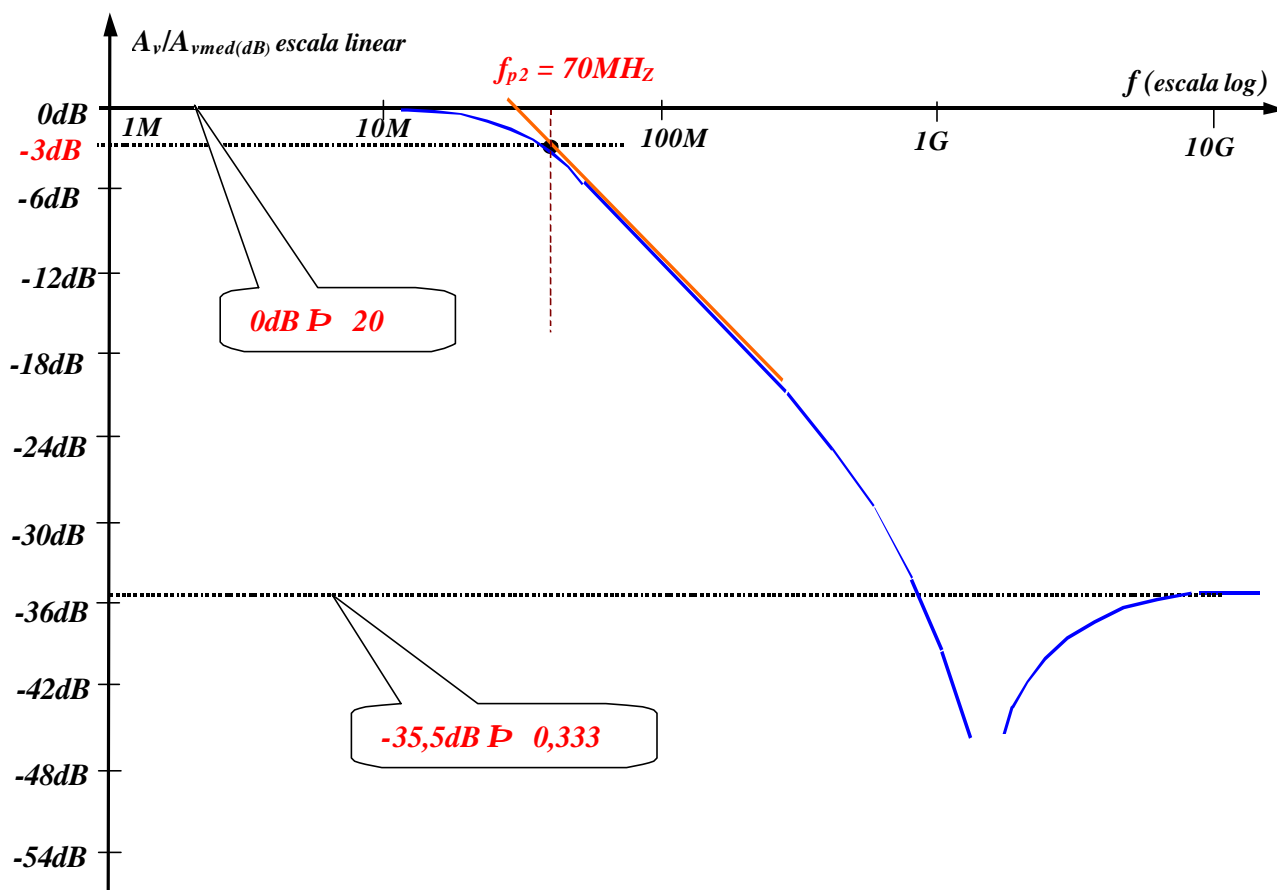
Ganho em média frequências ($v_o/v_e \big|_{s \ll |p_2|}$) (igual ao exercício anterior)

$$A_v \big|_{s \ll |p_2|} = R'_L / (R_S + r_e) = 1520\Omega / (50\Omega + 26\Omega) = 20$$

Ganho em muito altas frequências ($v_o/v_e \big|_{s \gg |p_1|}$)

$$A_v \big|_{s \gg |p_1|} \gg r_b / (r_b + R_S) = 25 / (25 + 50) \gg 0,333$$

A figura abaixo mostra o gráfico da resposta em alta frequência com o efeito de r_b .



Resposta em alta frequência de um base comum com $r_b = 25W$

Simulação

*** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q_Q1
MODEL	Qbreakn
IB	1.00E-05
IC	1.00E-03
VBE	6.46E-01
VBC	-8.83E+00
VCE	9.47E+00
BETADC	1.00E+02
GM	3.88E-02
RPI	2.58E+03
RX	2.50E+01
RO	1.00E+12
CBE	1.01E-11
CBC	1.01E-12
CJS	0.00E+00
BETAAC	1.00E+02
CBX	0.00E+00

FT

5.55E+08

