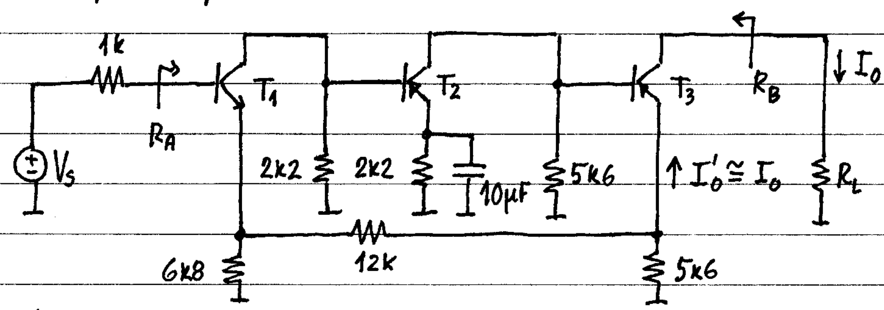
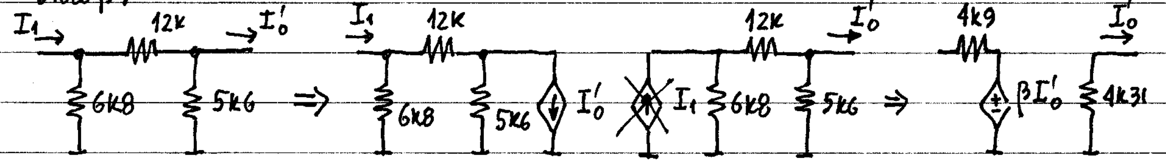
a) esquema equivalente p/ sinais



amost.: corrente

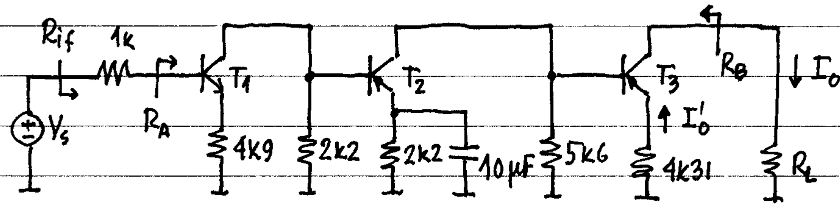
comp.: série

bloco β:



em malha aberta:

$\beta = -1{,}56\ V/mA$



b) $\beta = -2\ V/mA$ $\quad r_{\pi 2} = r_{\pi 3} = 150/30m = 5\,k\Omega \quad r_{e1} \cong 1/g_{m1} = 20\,\Omega \quad r_{\pi 1} = 150/50m = 3\,k\Omega$

às médias:

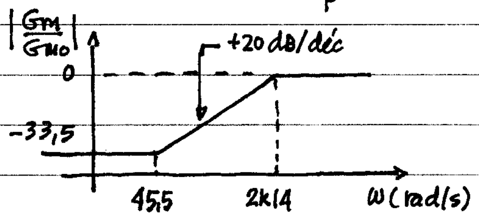
$$I_o = \frac{-150}{5k + 151 \times 4k31} V_{i3} \qquad V_{i3} = -30m\left[5k6 \,//\, (5k + 151 \times 4k31)\right] V_{i2}$$

$$V_{i2} = -\frac{2k2 \,//\, 5k}{20 + 4k9} V_{i1} \qquad V_{i1} = \frac{3k + 151 \times 4k9}{1k + 3k + 151 \times 4k9} V_s \cong V_s$$

$$G_{M0} = \frac{I_o}{V_s} \cong -11{,}8\ mA/V \qquad \omega_o = \frac{1}{2k2 \times 10\mu} = 45{,}5\ rad/s$$

$$\omega_p = \frac{1}{10\mu \left(2k2 \,//\, \frac{2k2 + 5k}{151}\right)} = 2{,}14\ krad/s \qquad G_{MB} = G_{M0} \frac{\omega_o}{\omega_p} = -0{,}25\ mA/V$$

$$20 \log \left| \frac{G_{MB}}{G_{M0}} \right| = -33{,}5\ dB$$

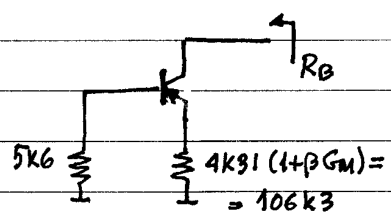


c) $$G_{Mf} = \frac{G_M}{1 + \beta G_M} = -0{,}48\ mA/V$$

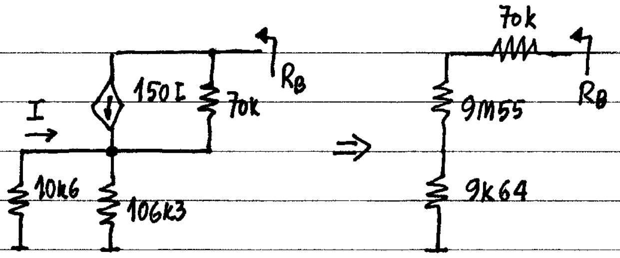
$$R_i = 1k + 3k + 151 \times 4k9 \cong 744\ k\Omega$$

$$R_{if} = R_i (1 + \beta G_M) \cong 18{,}3\ M\Omega$$

$$R_A = R_{if} - 1k \cong 18{,}3\ M\Omega$$

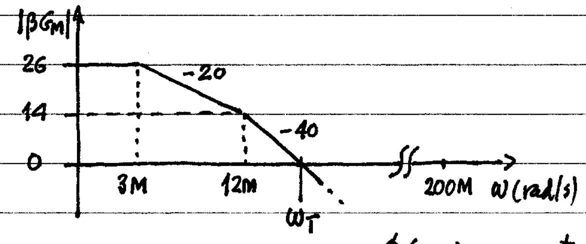


Para o cálculo de R_B, usaremos o modelo à esquerda.



$\Rightarrow R_B = 9{,}63\ M\Omega$

d) $\beta G_{M0} = -2\times10^{3}\times(-10^{-2}) = 20 \rightarrow 26\,dB$



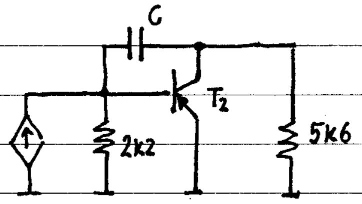
$$20\log 20 = 20\log\frac{12}{3} + 40\log\frac{\omega_T}{12M}$$

$$20 = 4\left(\frac{\omega_T}{12M}\right)^2 \Rightarrow \omega_T \cong 26{,}8\ Mrad/s$$

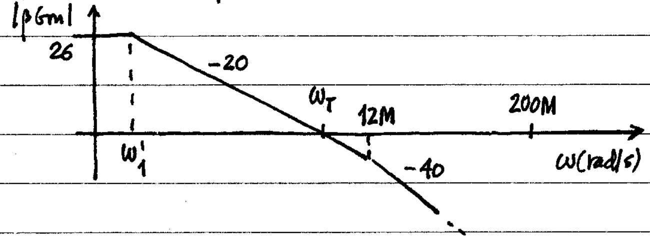
$$\phi(\omega_T) = -\operatorname{arctg}\frac{\omega_T}{3M} - \operatorname{arctg}\frac{\omega_T}{12M} - \operatorname{arctg}\frac{\omega_T}{200M} = -157{,}2^\circ$$

donde $\phi_M = 180 + \phi(\omega_T) = 22{,}8^\circ > 0 \Rightarrow$ o amplificador é estável. A margem de fase é mesmo suficientemente grande para garantir a estabilidade ainda que se verifiquem variações acentuadas dos parâmetros do amplificador. A qualidade da resposta temporal é, contudo, bastante má uma vez que apresenta uma ultrapassagem (overshoot) superior a 20% (valor correspondente a $\phi_M = 45^\circ$).

e)



Como se pretende $\phi_M \geq 60^\circ$, deve ser $|\phi(\omega_T)| \leq 120^\circ$. Com a inclusão de C, o 1º pólo desloca-se para um valor inferior, enquanto o 2º, supostamente, se mantém. Como a contribuição do 1º pólo, antes da compensação já era 83,6°, é indispensável que a nova ω_T seja inferior à frequência do 2º pólo, para que a contribuição deste seja menor do que 45°. Este raciocínio conduz a que o novo traçado seja do tipo figurado à direita.



Como o 3º pólo está mais de uma década acima do 2º e $\omega_T < \omega_2$, a contribuição do 3º pólo à frequência ω_T pode, certamente, desprezar-se. Como a redução do ganho desde ω_1' até ω_T é 26 dB, à taxa de -20 dB/década, o novo 1º pólo estará mais de uma década abaixo de ω_T. Assim, a sua contribuição já será de, aproximadamente, 90°, pelo que a contribuição do 2º não poderá exceder 30°, isto é:

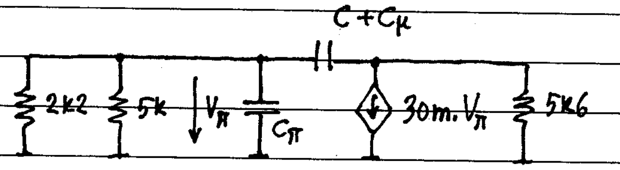
$$-30^\circ = -\operatorname{arctg}\frac{\omega_T}{12M} \Rightarrow \omega_T = 6{,}93\ Mrad/s$$

donde $20 = \omega_T / \omega_1' \Rightarrow \omega_1' \cong 346\ krad/s$

Verifiquemos a fase:

$$\phi(\omega_T) = -\,\text{arctg}\,\frac{6{,}93M}{346k} - \text{arctg}\,\frac{6{,}93M}{12M} - \text{arctg}\,\frac{6{,}93M}{200M} = -119{,}1^\circ \quad \text{O.K.!}$$

Portanto $\omega_1' \le 346$ krad/s



$K = -30m \times 5K6 = -168$

$$\omega_1' = \frac{1}{(2k2 /\!/ 5k)[50p + 169(C+C_\mu)]} \le 346 \text{ krad/s} \Rightarrow C + C_\mu \ge 10{,}88 \text{ pF}$$

donde $C \ge 9{,}88 \text{ pF} \cong 10 \text{ pF}$

Nota sobre o cálculo de resistências de saída com amostragem de corrente

O cálculo da resistência de saída de um amplificador realimentado com amostragem de corrente pode levantar dificuldades que não existem com amostragem de tensão. Isso acontece, particularmente, quando, como no caso deste problema, a corrente de saída é a do colector, mas a amostragem é feita sobre a corrente do emissor. A resistência vista no emissor é, como sabemos, $R_{of} = R_o\,(1+\beta A)$, mas a que interessa calcular é a que é vista pela resistência de carga, que está no circuito de colector. A expressão anterior não pode aplicar-se no colector, uma vez que a corrente estabilizada é do emissor e não a do colector.

Pode obter-se um valor muito aproximado, considerando o transístor de saída, tendo na base a resistência de saída do andar anterior, em malha aberta, e no emissor, a resistência $R_{o\beta}\,(1+\beta A)$, a exemplo do que se fez atrás, neste problema. A resistência $R_{o\beta}$ simboliza o efeito de carga do bloco de realimentação sobre o amplificador básico (ver a resolução anterior).

Este modelo admite uma interpretação física aceitável que consiste em admitir que, como o efeito da amostragem de corrente sobre a resistência de saída, medida no emissor, em malha aberta, é de o de multiplicar o seu valor por valor por $(1+\beta A)$, então, como a resistência no circuito de emissor, em malha aberta, é $R_{o\beta}$, em malha fechada será $R_{o\beta}\,(1+\beta A)$.

O erro associado a este modelo aproximado mantém-se sempre dos limites aceitáveis numa análise de "papel-e-lápis" (<10%), desde que $R_{o\beta}$ seja, pelo menos, da mesma ordem de grandeza da resistência total do circuito de base referida ao emissor. Por exemplo, no exemplo 8.2 do livro de Sedra, o erro é cerca de –7,6%, onde $R_{o\beta} \cong 88\ \Omega$, enquanto $(R_C + r_\pi)/(1+h_{fe}) \cong 56\ \Omega$. No exemplo 8.4 já é apenas de –0,5% e, neste problema, cerca de 0,04%!

Outro ponto importante a favor deste modelo é que o seu erro é por defeito, i.e., é um erro no "bom sentido". De facto, quando se usa amostragem de corrente é porque se pretende resistência de saída elevada. Desta forma, um valor aproximado por defeito dá-nos a garantia de que o verdadeiro valor cumpre seguramente a especificação se o valor aproximado a cumprir!