

Resolução (compacta nas mais fáceis, detalhada nas outras):

1.

$$I_7 = 1\text{m} = 0,25\text{m}(V_{GS7} - 1)^2 \Rightarrow V_{GS7} = 3\text{V} \therefore R = \frac{30-3}{1\text{m}} = 27\text{k}\Omega$$

$$V_{GS} = V_0 + V_{GS6} \quad I_7 = 1\text{mA} \Rightarrow I_5 = 1\text{mA} = I_1 + I_2 \quad \text{e} \quad I_8 = 2\text{mA}$$

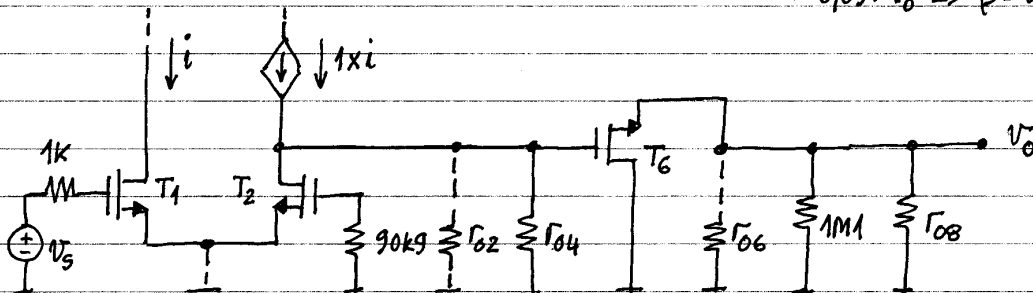
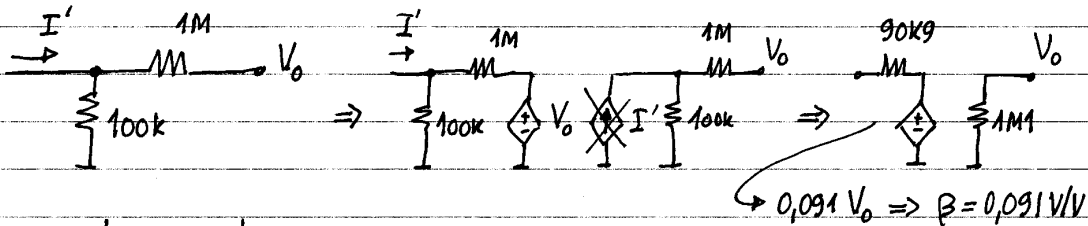
Como  $I_3 = I_1$ ,  $I_4 = I_3$  e  $I_2 = I_4$  então  $I_2 = I_1 \Rightarrow V_{GS2} = V_{GS1}$

Então, como  $V_{GS1} = 0 \Rightarrow V_{GS2} = 0 \Rightarrow I_{100k} = 0$  logo  $I_{1\text{m}} = 0 \Rightarrow V_0 = 0$

$$\text{Finalmente } I_6 = 2\text{m} = 0,25\text{m}(V_{GS6} - 1)^2 \Rightarrow V_{GS6} = 3,83\text{V} = V_{GS}$$

Nota: Na análise de todos os espelhos ignorou-se o efeito de ser  $\lambda \neq 0$ .

2.



3.

$$g_{m1,2} = 2\sqrt{0,25 \times 0,5 \cdot 10^{-3}} = 0,71\text{ mA/V} \quad r_{o2} = r_{o4} = \frac{100}{0,5\text{m}} = 200\text{ k}\Omega$$

$$g_{m6} = 2\sqrt{0,25 \times 2 \cdot 10^{-3}} = 1,41\text{ mA/V} \quad r_{o6} = r_{o8} = \frac{100}{2\text{m}} = 50\text{ k}\Omega$$

$$A_6 = \frac{r_{o6} \parallel 1\text{M} \parallel r_{o8}}{1/g_{m6} + r_{o6} \parallel 1\text{M} \parallel r_{o8}} \approx 0,97\text{ V/V}$$

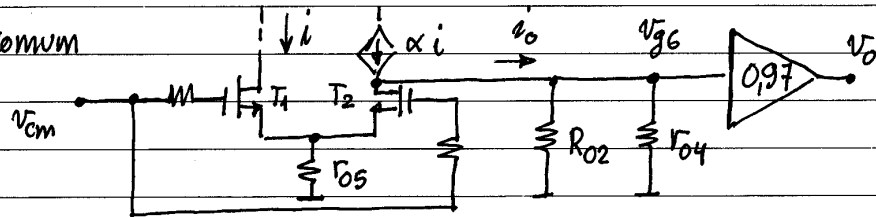
Admitindo funcionamento rigorosamente diferencial  $\Rightarrow v_d = v_s$

$$i = g_{m1,2} \frac{v_d}{2} = g_{m1,2} \frac{v_s}{2} \therefore A_{1,2} = \frac{v_{g6}}{v_s} = g_{m1,2} (r_{o2} \parallel r_{o4}) = 70,7\text{ V/V}$$

logo  $A = A_{12} \cdot A_6 = 68,7 \text{ V/V}$   $R_o = 1/g_{m6} \parallel r_{o6} \parallel 1M \parallel r_{o8} \cong \cong 687 \Omega$

4.

Em modo comum



Como  $K_4 = 1,2 K_3 \Rightarrow \alpha = 1,2$

Em c.c. (admitindo  $\lambda \cong 0$ ):  $I_3 = I_1$ ,  $I_4 = \alpha I_3$  e  $I_2 = I_4 \Rightarrow$

$\Rightarrow I_2 = \alpha I_1$  e como  $I_1 + I_2 = I_5 \Rightarrow I_1 = \frac{I_5}{1+\alpha}$  e  $I_2 = \frac{\alpha I_5}{1+\alpha}$

donde  $g_{m1} = 2 \sqrt{\frac{K I_5}{1+\alpha}}$  e  $g_{m2} = g_{m1} \sqrt{\alpha}$

Na análise para sinal, usando a técnica habitual de separar o par dif. em duas montagens FC, como  $\alpha \neq 1$ , as resistências de fonte não são iguais; serão  $R_1 \neq R_2 \neq 2r_{o5}$ .

Desprezando a pequena influência de  $r_{o1}$  e  $r_{o2}$ , como  $v_{g1} = v_{g2}$  será  $v_{gs1} = v_{gs2} = v_{gs}$ , donde  $i_1 = g_{m1} v_{gs}$  e  $i_2 = g_{m2} v_{gs}$  e a corrente em  $r_{o5}$ :  $(g_{m1} + g_{m2}) v_{gs}$

Assim, para  $R_1$ , temos  $g_{m1} v_{gs} R_1 = (g_{m1} + g_{m2}) v_{gs} r_{o5}$

donde  $R_1 = \left(1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right) r_{o5}$  e analogamente  $R_2 = \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}}\right) r_{o5}$

ou ainda  $R_1 = (1 + \sqrt{\alpha}) r_{o5}$  e  $R_2 = \frac{1 + \sqrt{\alpha}}{\sqrt{\alpha}} r_{o5}$

Como  $i_1 = \frac{v_{cm}}{1/g_{m1} + R_1}$  e  $i_2 = \frac{v_{cm}}{1/g_{m2} + R_2}$

e  $1/g_{m1} \ll R_1$  e  $1/g_{m2} \ll R_2$

resulta  $i_1 \cong v_{cm}/R_1$  e  $i_2 \cong v_{cm}/R_2$

Ora a corrente de curto-circuito ( $i_o$  - ver figura) de saída do par diferencial é:

$i_o = \alpha i_1 - i_2 = \left(\frac{\alpha}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right) v_{cm}$

pois que a transcondutância do par diferencial vem

$$G_{m,2} = \frac{i_o}{v_{cm}} = \frac{\alpha}{R_1} - \frac{1}{R_2} = \frac{\alpha - \sqrt{\alpha}}{1 + \sqrt{\alpha}} \cdot \frac{1}{r_{o5}}$$

Assim, o ganho de tensão do par diferencial será

$$A_{cm,1,2} = G_{m,1,2} R_{o,1,2} \quad \text{com} \quad R_{o,1,2} = R_{o2} \parallel r_{o4}$$

Como  $T_2$  é um FC com uma elevada resistência de fonte, a sua resistência de saída é  $R_{o2} \gg r_{o2} = r_{o4}$ , donde:

$$A_{cm,1,2} = \frac{\alpha - \sqrt{\alpha}}{1 + \sqrt{\alpha}} \cdot \frac{r_{o4}}{r_{o5}} \quad \text{e como} \quad r_{o4} = \frac{1 + \alpha}{\alpha} r_{o5}$$

vem finalmente  $A_{cm,1,2} = \frac{\alpha - \sqrt{\alpha}}{1 + \sqrt{\alpha}} \cdot \frac{1 + \alpha}{\alpha} \approx 0,091 \text{ V/V}$

(note-se que com  $\alpha = 1$ ,  $A_{cm,1,2} = 0$  embora com as aproximações admitidas, claro.)

Em conclusão  $A_{cm} = A_{cm,1,2} \times A_G = 0,091 \times 0,97 \approx 0,09 \text{ V/V}$

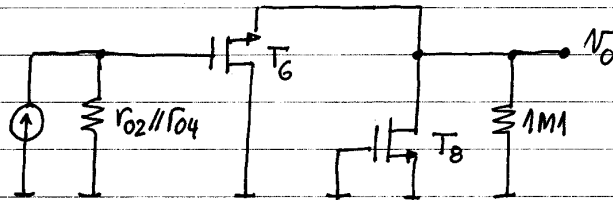
5.

Trata-se de analisar:

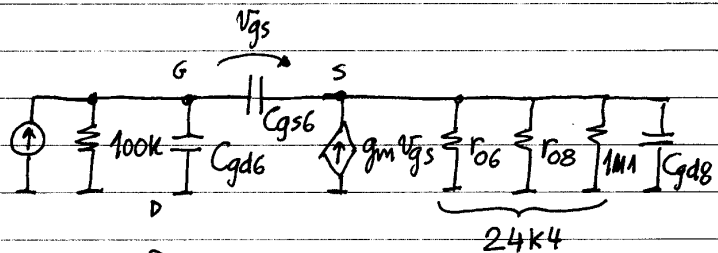
$$r_{o2} \parallel r_{o4} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$r_{o6} = r_{o8} = 50 \text{ k}\Omega$$

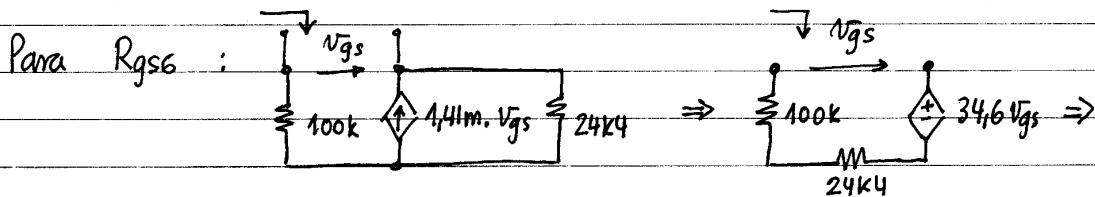
$$g_{m6} = 1,41 \text{ mA/V}$$

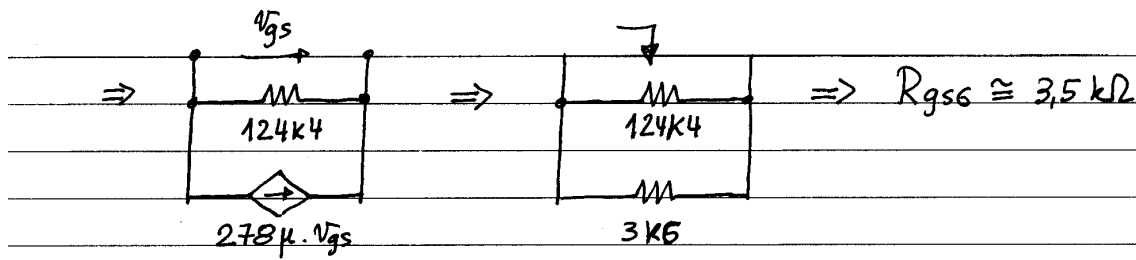


Esquema equivalente à AF:

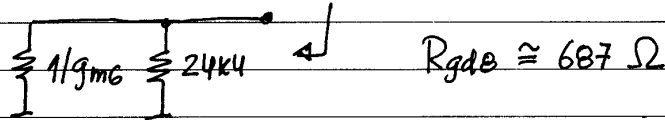


Por simples inspeção  $R_{gd6} = 100 \text{ k}\Omega$





Para  $R_{gdS}$  :



Finalmente

$$\tau = 100k \times 3p + 3k5 \times 5p + 687 \times 3p \approx 320 \text{ ns}$$

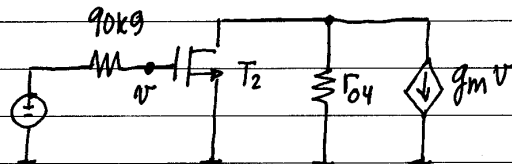
Portanto, se os outros transistores do amplificador não tivessem efeitos capacitivos, a frequência superior de corte seria :

$$\omega_H = 3,13 \text{ Mrad/s} \quad \text{ou} \quad f_H = 498 \text{ kHz}$$

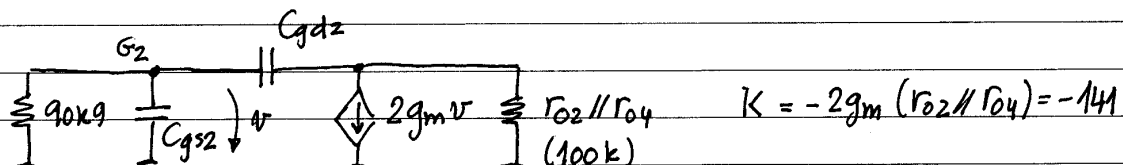
Note-se que não foram consideradas as capacidades de saída de  $T_2$  e  $T_4$  pois o que foi pedido foi a resposta às AF do andar  $T_6/T_8$ .

6.

Circuito em análise



Note-se que o efeito de carga de  $T_4$  sobre  $T_2$  é não só a resistência  $r_{O4}$  mas ainda o efeito do espelho  $T_3/T_4$  que se traduz pela fonte controlada  $g_m V$  (como se viu atrás). São irrelevantes os efeitos de carga capacitivos de  $T_4$  e  $T_6$  pois eles manifestam-se no dreno de  $T_2$  e apenas se pede a constante de tempo associada à porta. Temos assim :



Logo  $\tau_{G2} = 90k9 (5p + 3p (1+141)) = 39,3 \mu s$

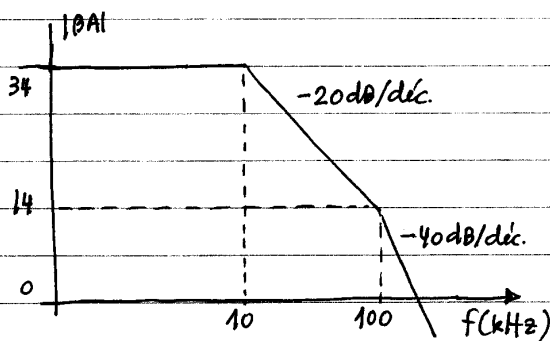
7.

$T_1$  também está em FC, o que indicia a existência de efeito de Miller sobre  $C_{gd}$ . Contudo, a carga de  $T_1$  é a pequena resistência  $1/g_{m3} = 1,41 \text{ k}\Omega$ . Alias, como  $g_{m1} = g_{m3}$  o ganho é  $-1$ , pelo que o factor de Miller é apenas 2 (a comparar com 142). Além disso, a resistência vista pela capacidade de Miller é apenas  $1 \text{ k}\Omega$ , ao contrário de  $T_2$  em que é  $90,9 \text{ k}\Omega$ .

8.

$$20 \log A_0 = 54 \text{ dB} \Rightarrow A_0 = 501 \Rightarrow \beta A_0 = 50,1 \Rightarrow 20 \log(\beta A_0) = 34 \text{ dB}$$

Temos pois:

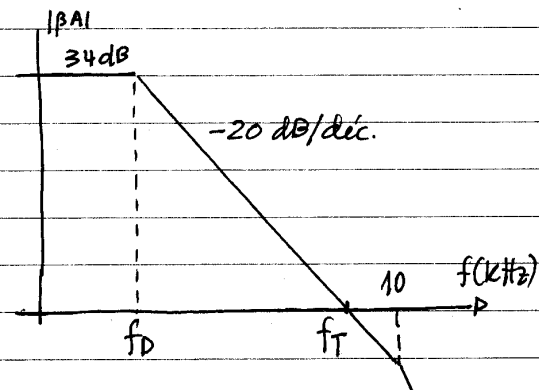


Observando o gráfico, torna-se claro que  $f_T > 100 \text{ kHz}$ , logo a fase em  $f_T$  é maior do que  $135^\circ$  (cerca de  $90^\circ$  do  $1^\circ$  pólo e mais do que  $45^\circ$  do  $2^\circ$ ), pelo que a margem de fase é inferior a  $45^\circ$ . Se se pretende

que seja  $60^\circ$ , não há dúvida que é preciso compensar.

Note-se que o processo de compensação indicado não introduz um novo pólo, antes altera um já existente. É altamente provável que se trate do  $2^\circ$  pólo (o  $1^\circ$  é essencialmente determinado na porta de  $T_2$ ). Vamos, contudo e por simplicidade, admitir que se trata dum novo pólo. O resultado prático seria que a verdadeira margem de fase viria superior a  $60^\circ$ .

Com um novo pólo dominante  $f_D$  e como  $20 \log |\beta A_0| = 34 \text{ dB}$  (maior do que  $20 \text{ dB}$ ), a nova  $f_T$  tem de ser inferior a  $10 \text{ kHz}$  (o novo  $2^\circ$  pólo), caso contrário a contribuição deste  $2^\circ$  pólo excederia  $45^\circ$  que, somada à de  $f_D$ , não permitiria  $\phi_M = 60^\circ$ .



Nestas condições, como a contribuição de  $f_D$  para a fase em  $f_T$  já é praticamente  $90^\circ$ , a contribuição de  $10\text{kHz}$  não pode exceder  $30^\circ$ .

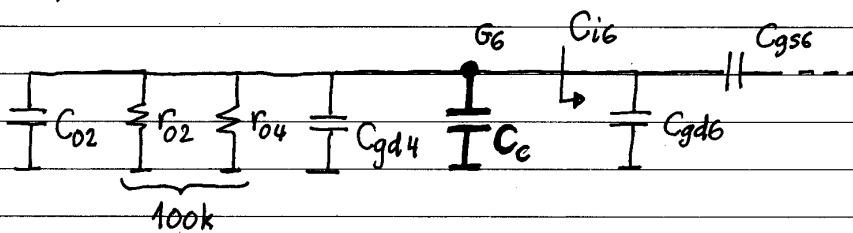
$$\phi_m = 60^\circ \Rightarrow \phi = -120 \Rightarrow -120 - (-90) = -30^\circ$$

Então  $-\arctg \frac{f_T}{10k} = -30^\circ \Rightarrow f_T = 5,77\text{ kHz}$

Assim

$$34\text{ dB} = 20 \log \frac{f_T}{f_D} \Rightarrow f_D = \frac{5,77k}{50,1} \approx 115\text{ Hz}$$

Na porta de  $T_6$  temos:



peço que a constante de tempo associada será  $\tau = 100k \cdot C$   
com

$$C = C_{02} + C_{gd4} + C_c + C_{ig}$$

Orá  $100k \cdot C = \frac{1}{2\pi f_D} \Rightarrow C \approx 13,8\text{ nF}$

Como  $C_{02}$ , capacidade de saída de  $T_2$ , é seguramente desprezível face a um valor tão grande como  $13,8\text{ nF}$ ,  $C_{gd4} = 3\text{ pF}$  e  $C_{ig}$ , capacidade de entrada de um DC, é também da ordem dos picofarad, resulta

$$C_c \approx C \approx 13,8\text{ nF}$$