SEL314 – Circuitos Eletrônicos II
1ª Prova – 2013

1ª Questão: Para o circuito da Figura *1*, calcular:

- **a.)** O ponto quiescente e a tensão V_{DSx} do transistor J_1.
- **b.)** O ganho de tensão $A_v = v_{out}/v_{in}$, a resistência de entrada R_i e a resistência de saída R_o do circuito para pequenos sinais e baixas frequências @ *27 ℃*, com $C_S = 0$ e com $C_S = 2{,}7\mu F$.
- **c.)** Calcular a f_{CB} e a f_{CA}, nos dois casos.

Dados: **NJF1**: $\beta = 1{,}70174386203\ mA/V^2$; $V_{To} = -2{,}5\ V$; $\lambda = 0{,}01\ V^{-1}$ @ *27℃*.
NJF2: $\beta = 67{,}36842105206\ mA/V^2$; $V_{To} = -5{,}35\ V$; $\lambda = 0{,}025\ V^{-1}$ @ *27℃*.

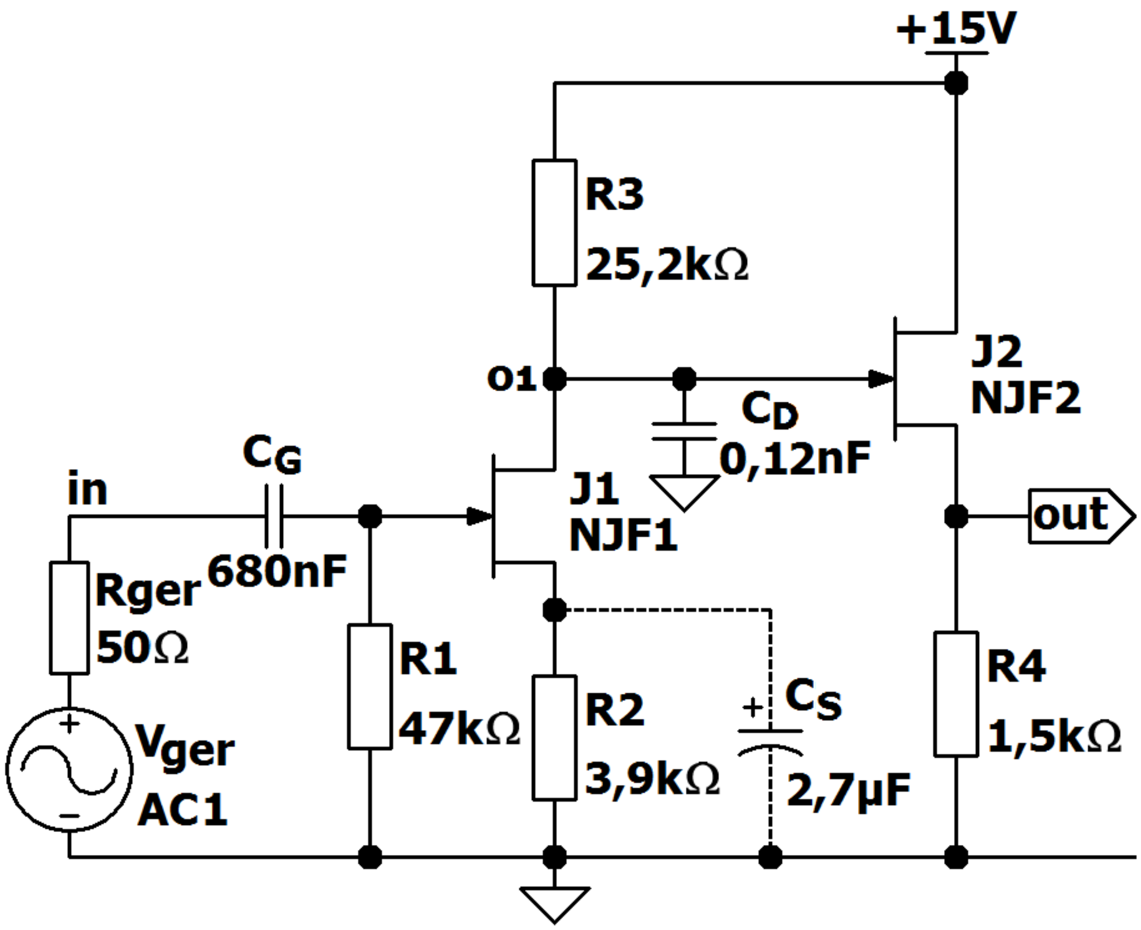

Figura 1 – Circuito Usado na *1ª* Questão.

- Resolução:

a.) Ponto quiescente e cálculo de V_{DSx}:

O circuito é composto por um amplificador *CS* em cascata com um amplificador *CD* polarizado com um divisor de porta (*DF=0*). Para o amplificador *CS* valem as equações:

$$I_{D1} = IFTE\left(V_{DS} \geq V_{Dsat}, I_{Dp}, I_{Dt}\right)$$

$$I_{Dp} = \beta(V_{GS} - V_{To})^2(1 + \lambda V_{DS})$$

$\Longrightarrow$

$$I_{Dp} = 1{,}70174386203\mathrm{m}\left(V_{G1} - 3{,}9kI_{Dp} + 2{,}5\right)^2(1 + 0{,}01V_{DS1})$$

$$I_{Dt} = \beta_1(2(V_{GS1} - V_{To1}) - V_{DS1})V_{DS1}(1 + \lambda V_{DS})(1 + 0{,}01V_{DS1})$$

$\Longrightarrow$

$$I_{Dt} = 1{,}70174386203m(2(V_{G1} - 3{,}9kI_{Dt} + 2{,}5) - V_{DS1})V_{DS1}(1 + 0{,}01V_{DS1})$$

Onde:

$$V_{G1} = IFTE\left(R_{G1} = \infty, IFTE(R_{S1} \neq 0{,}0, -V_{GG}), \frac{R_{G2}V_{DD}}{R_{G1}+R_{G2}}\right) = 0$$

$$R_G = IFTE(R_{G1} = \infty, R_{G2}, \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}) = R_{G2} = 47k$$

$$V_{GS1} = V_{G1} - R_{S1}I_{D1}$$

$$V_{DS1} = V_{DD} - \left(R_{S1} + R_{D1}\right)I_{D1} = 15 - 29{,}1kI_{D1}$$

Resolvendo-se o sistema, obtém-se:

$I_{D1} = 500\ \mu A$; $V_{DS1} = 0{,}45\ V$; $V_{GS1} = -1{,}95\ V$; $I_{Dt1} = 500 \mu A$ e $I_{Dp1} = 517{,}094 \mu A$

O *JFET* J_1 encontra-se, portanto, polarizado na região tríodo.

$$V_{DS\,x} = IFTE(V_{DS} \geq V_{Dsat}, \frac{\sqrt{\left(1 + 4\beta V_{DD}\left(R_S + R_D\right)\left(1 - \lambda V_{To}\right)\right)} - 1}{2\beta\left(R_S + R_D\right)\left(1 - \lambda V_{To}\right)}, inválido)$$

O transistor J_2 possui uma tensão de polarização de *gate* igual a $V_G = V_{DD} - R_3 I_{D1} = 15 - 25{,}2k \times 500\mu = 2{,}4\ V$. As resistências de *gate* são infinitas, isto é, $R_{G1} = R_{G2} = \infty$. Assim:

$$I_{D2} = \beta_2(V_G - R_4 I_{D2} - V_{To2})^2\left(1 + \lambda_2(V_{DD} - R_4 I_{D2})\right)$$

$\Rightarrow$

$$I_{D2} = 67{,}36842105206m \times (2{,}4 + 5{,}35 - 1{,}5kI_{D2})^2\left(1 + 0{,}025 \times (15 - 1{,}5kI_{D2})\right)$$

$\Rightarrow$

$$I_{D2} = 5\ mA$$

Então:

$$V_{GS2} = 2{,}4 - 1500 \times 0{,}005 = -5{,}1\ V \quad \text{e} \quad V_{DS2} = 15 - 1500 \times 0{,}005 = 7{,}5\ V$$

$$g_{m2} = \frac{2I_{D2}}{V_{GS2} - V_{To2}} = \frac{10m}{5{,}35 - 5{,}1} = 40\ mA/V \quad \text{e} \quad r_{ds2} = \frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{\lambda_2 I_{D2}} = \frac{1{,}1875}{0{,}025 \times 0{,}005} = 9{,}5\ k\Omega$$

b.) Grandezas *AC*:

Como J_1 encontra-se polarizado na região tríodo, a tensão V_{DSx}, calculada pela equação acima, torna-se *inválida*, porque:

$$V_{Dsat1} = V_{GS1} - V_{To1} = -1{,}95 + 2{,}5 = 0{,}55 > V_{DS1}$$

Os parâmetros incrementais de J_1 valem:

$$g_{m1} = 2\beta_1 V_{DS1}(1 + \lambda_1 V_{DS1}) = 1{,}53157m \times (1 + 0{,}01 \times 0{,}45) = 1{,}53846m \text{ A/V}$$

$$r_{ds1} = \frac{1}{2\beta(1+\lambda V_{DS})(V_{GS}-V_{To}-V_{DS})+\lambda\beta V_{DS}[2(V_{GS}-V_{To})-V_{DS}]} = 2{,}883k\Omega \text{ ;}$$

$$C_{gs} = 0 \quad ; \quad C_{gd} = 0$$

- Se $C_S = 2{,}7\,\mu F \Longrightarrow R_{S(AC)1} = 0$ e:

$$A_{\vartheta 1} = -3{,}98008\, V/V \quad ; \quad R_i = 47\ k\Omega \quad \text{e} \quad R_o = 2{,}587\ k\Omega$$

Como $C_{gs} = C_{gd} = 0$, a frequência de corte nas altas fica determinada apenas pelo capacitor externo $C_D = 120\ pF$ e vale:

$$f_{CA1} = \frac{1}{2\pi R_{o1} C_D} = \frac{1}{2\pi \times 2{,}587k \times 120p} = 512{,}6652\ kHz$$

A frequência de corte nas baixas é calculada pela equação:

$$f_{CB1} = \sqrt{p_G^2 + p_S^2 + p_D^2 - 2z_S^2} = 16{,}4725\ Hz$$

- Se $C_S = 0 \Longrightarrow R_{S(AC)1} = 3{,}9\ k\Omega$ e:

$$A_{\vartheta 1} = -2{,}26806\, V/V \quad ; \quad R_i = 47\ k\Omega \quad \text{e} \quad R_o = 12{,}314\ k\Omega$$

Como $C_{gs} = C_{gd} = 0$, a frequência de corte nas altas fica determinada apenas pelo capacitor externo $C_D = 120\ pF$ e vale:

$$f_{CA1} = \frac{1}{2\pi R_{o1} C_D} = \frac{1}{2\pi \times 12{,}314k \times 120p} = 107{,}707\ kHz$$

A frequência de corte nas baixas é calculada pela equação:

$$f_{CB1} = p_G = \frac{1}{2\pi \times 47{,}05k \times 680n} = 4{,}9745\ Hz$$

O segundo estágio é composto por um amplificador *CD*. Então:

$$A_{\vartheta 2} = 0{,}981\, V/V \quad ; \quad R_{i2} = \infty \quad \text{e} \quad R_{o2} = 24{,}52668\ \Omega$$

Assim, para o amplificador global:

- $C_S = 2{,}7\ \mu F$:

$$\boxed{A_\upsilon = -3{,}90473\ V/V \text{ ; } R_i = 47\ k\Omega \text{ ; } R_o = 24{,}527\ \Omega \text{ ; } f_{CB} = 16{,}47\ Hz \text{ ; } f_{CA} = 512{,}66\ kHz}$$

- $C_S = 0$:

$$\boxed{A_\upsilon = -2{,}225\ V/V \text{ ; } R_i = 47\ k\Omega \text{ ; } R_o = 24{,}527\ \Omega \text{ ; } f_{CB} = 4{,}975\ Hz \text{ ; } f_{CA} = 107{,}707\ kHz}$$

Como o transistor J_1 foi polarizado na região linear ou tríodo, o ganho de tensão do amplificador resultou muito baixo, nos dois casos.

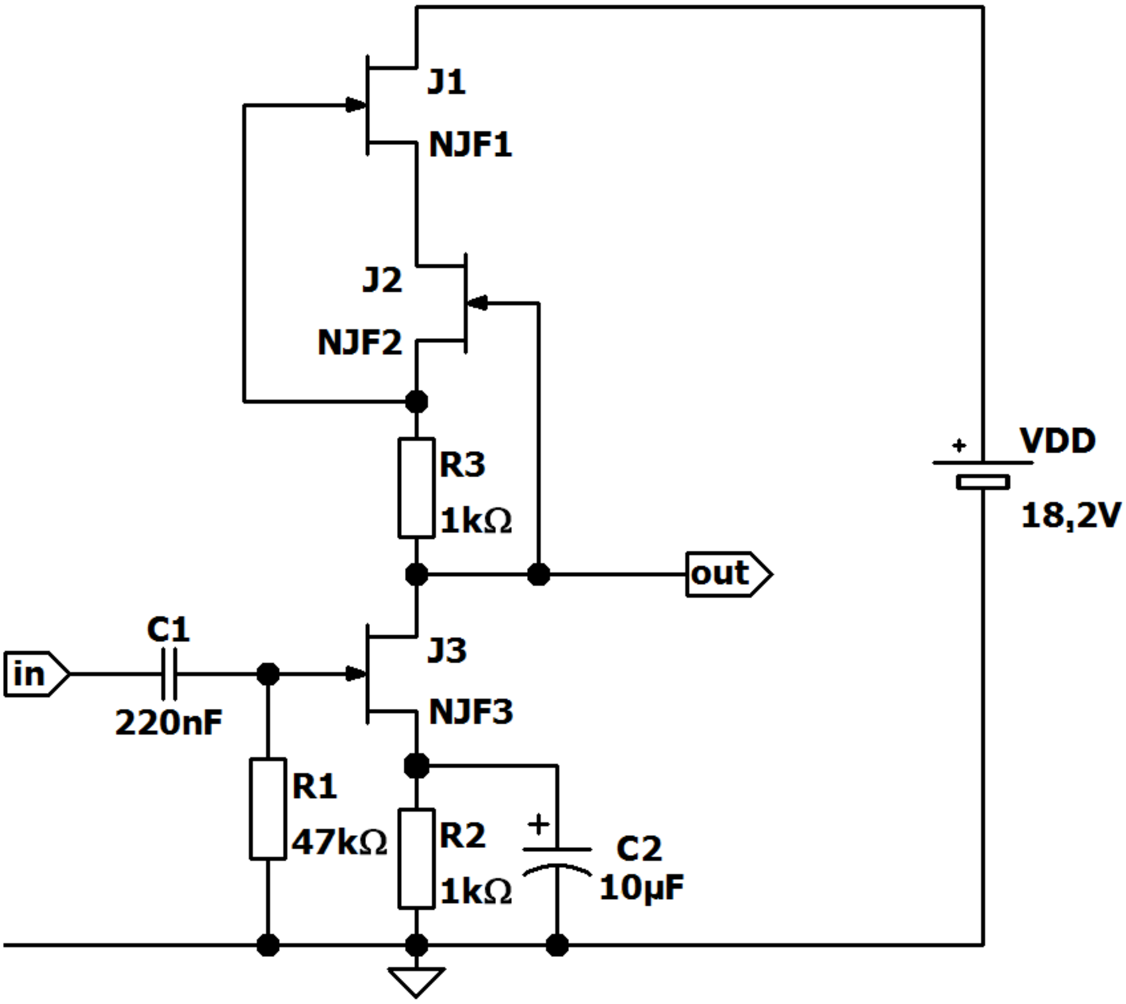

Figura 2 – Circuito Analisado na *2ª* Questão.

2ª Questão: Analisando o circuito da Figura *2*:

- **a.)** Calcular o ponto quiescente.
- **b.)** Desenhar o circuito equivalente *AC*, para pequenos sinais e baixas frequências.
- **c.)** Calcular o ganho de tensão $A_\upsilon = \upsilon_{out}/\upsilon_{in}$, a resistência de entrada R_i e a resistência de saída R_o, para pequenos sinais e baixas frequências.
- **d.)** Avaliar os valores da f_{CB} e da f_{CA}, com $R_{ger} = 10\ k\Omega$.

Dados: **NJF1**: $\beta = 411{,}522633581\ \mu A/V^2$; $V_{To} = -2{,}5\ V$ e $\lambda = 0{,}010\ V^{-1}$.
NJF2: $\beta = 1{,}52439024391\ mA/V^2$; $V_{To} = -1{,}8\ V$ e $\lambda = 0{,}025\ V^{-1}$.
NJF3: $\beta = 932{,}835820897\ \mu A/V^2$; $V_{To} = -2{,}0\ V$; $\lambda = 0{,}010\ V^{-1}$;
$C_{GS} = C_{GD} = 5{,}35\ pF$; $P_B = 1\ V$ e $m = 0{,}4069$.
@ $27\,°C$.

- Resolução:

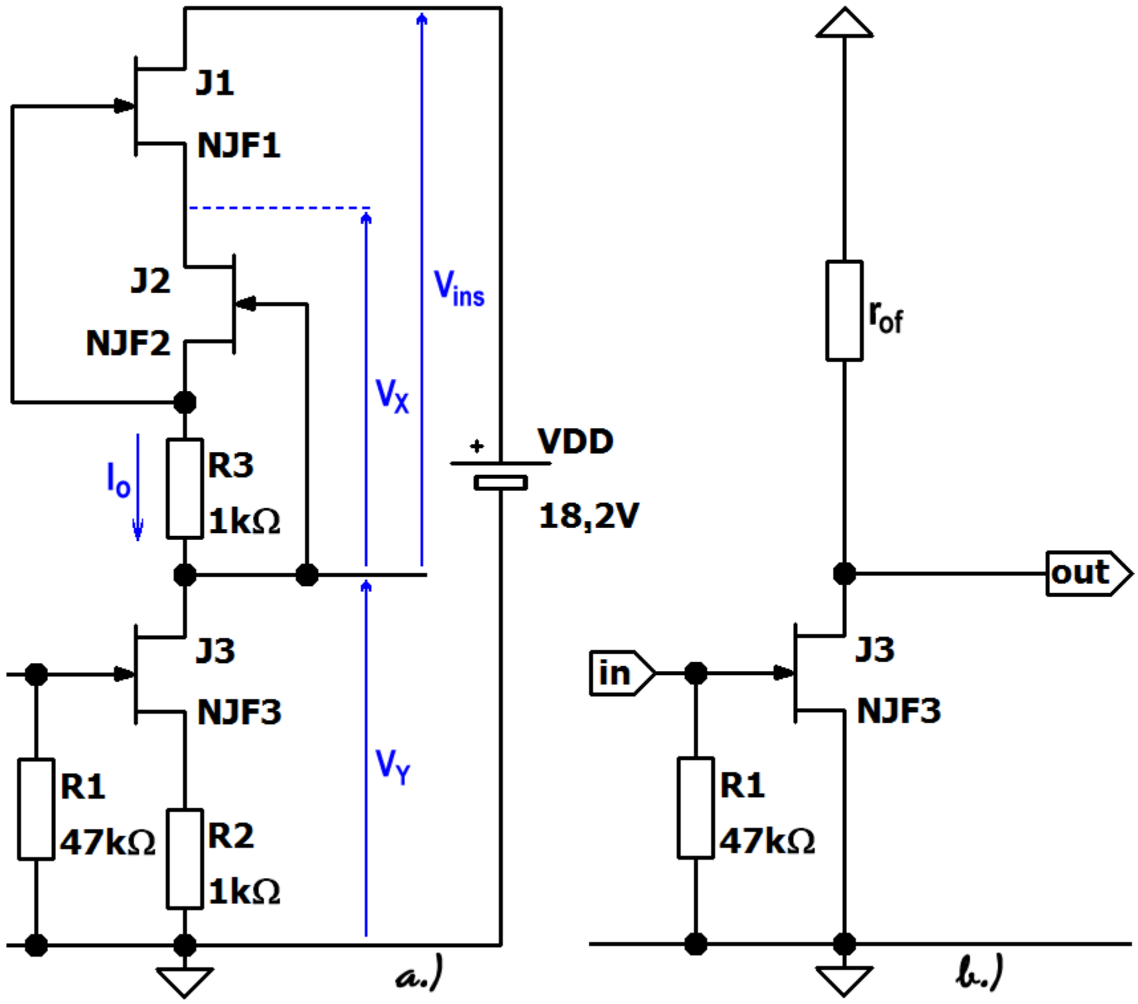

Figura 2b - a.) Circuito *DC* Usado Para Calcular o Ponto Quiescente. b.) Circuito Equivalente *AC*.

a.) Ponto quiescente:

Analisando-se o circuito da Figura *2b,a* constata-se que J_1 e J_2 formam, juntamente com R_3, uma fonte de corrente cascode flutuante, cuja corrente I_o vale:

$$I_o = \beta_1 \times (-V_X + R_S I_o - V_{To1})^2 \times [1 + \lambda_1 (V_{ins} - V_X)]$$

$$I_o = \beta_3 \times (-R_2 I_o - V_{To3})^2 \times [1 + \lambda_3 (V_Y - R_2 I_o)]$$

$$I_o = \beta_2 \times (-R_3 I_o - V_{To2})^2 \times [1 + \lambda_2 (V_X - R_3 I_o)]$$

e

$$V_Y = V_{DD} - V_{ins}$$

São, portanto, quatro equações e quatro incógnitas (I_o, V_{ins}, V_X e V_Y). Da equação de J_2:

$$V_X = \frac{I_o}{\lambda_2 \beta_2 (-R_3 I_o - V_{To2})^2} - \frac{1}{\lambda_2} + R_3 I_o \tag{2.1}$$

Da equação de J_3:

$$V_Y = V_{DD} - V_{ins} = \frac{I_o}{\lambda_3\beta_3(-R_2I_o - V_{To3})^2} - \frac{1}{\lambda_3} + R_2I_o$$

$\Longrightarrow$

$$V_{ins} = V_{DD} - \frac{I_o}{\lambda_3\beta_3(-R_2I_o - V_{To3})^2} + \frac{1}{\lambda_3} - R_2I_o \qquad (2.2)$$

$$I_o = \beta_1 \times (-V_X + R_3I_o - V_{To1})^2 \times [1 + \lambda_1(V_{ins} - V_X)] \qquad (2.3)$$

Com os valores fornecidos de V_{DD}, β´s, V_{To}´s, λ´s, R_2 e R_3, aplicando-se o *solve* na equação *2.3*, e voltando-se às Equações *2.1* e *2.2*, calcula-se:

$I_o = 1mA$; $V_{ins} = 10V$; $V_X = 2V$ e $V_Y = 8{,}2\ V$

Assim:

$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS3} = -1{,}0\ V$; $V_{DS1} = 8{,}0\ V$; $V_{DS2} = 1{,}0\ V$ e $V_{DS3} = 7{,}2V$

$V_{Dsat1} = 1{,}5\ V$; $V_{Dsat2} = 0{,}8\ V$ e $V_{Dsat3} = 1{,}0V$

Todos os *JFET*´s estão, portanto, na região pêntodo. Os parâmetros incrementais valem:

$g_{m1} = 1{,}333..mA/V$; $g_{m2} = 2{,}5\ mA/V$; $g_{m3} = 2{,}0\ mA/V$
e
$r_{ds1} = 108\ k\Omega$; $r_{ds2} = 41\ k\Omega$; $r_{ds3} = 107{,}2\ k\Omega$

A resistência interna da fonte vale:

$$r_{of} = r_{ds1} + r_{ds2}(1 + g_{m1}r_{ds1}) + R_3[1 + g_{m2}r_{ds2}(1 + g_{m1}r_{ds1})]$$

$\Longrightarrow$

$$\boxed{r_{of} = 20{,}9165\ M\Omega}$$

b.) Circuito Equivalente *AC*, para pequenos sinais e baixas frequências:

O circuito equivalente *AC* do amplificador está apresentado na Figura *2b,b*, no qual a carga de dreno foi substituída por r_{of} e o resistor de fonte foi colocado em curto-circuito pelo capacitor C_2.

c.) Grandezas *AC*:

O amplificador é do tipo *CS* e as grandezas *AC* valem:

- Ganho de tensão:

$$A_\vartheta = -g_{m3} \times \frac{r_{ds3}r_{of}}{r_{ds3} + r_{of}} = -0{,}002 \times \frac{107{,}2k \times 20{,}9165M}{107{,}2k + 20{,}9165M}$$

$\Longrightarrow$

$\boxed{A_\upsilon = -213{,}3068\ V/V}$ [*46,5801 dB, inversor*]

- Resistência de saída:

$$R_o = \frac{r_{ds3}r_{of}}{r_{ds3} + r_{of}} = \frac{107{,}2k \times 20{,}9165M}{107{,}2k + 20{,}9165M}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{R_o = 106{,}6534\ k\Omega}$$

- Resistência de entrada:

$$\boxed{R_i = 47\ k\Omega}$$

d.) Frequências de corte com $R_G = 47\ k\Omega$ e $R_{ger} = 10\ k\Omega$:

- Frequência de corte nas altas:

$$C_{gs} = \frac{C_{GS}}{\left(1 - \frac{V_{GS3}}{P_B}\right)^m} = \frac{5{,}35p}{\left(1 - \frac{-1}{1}\right)^{0{,}4069}} = 4{,}0352\ pF$$

$$C_{gd} = \frac{C_{Gd}}{\left(1 - \frac{(V_{GS3} - V_{DS3})}{P_B}\right)^m} = \frac{5{,}35p}{\left(1 - \frac{-8{,}2}{1}\right)^{0{,}4069}} = 2{,}16865\ pF$$

$$R_L^* = \frac{r_{ds3} r_{of}}{r_{ds3+} r_{of}} = \frac{107{,}2k \times 20{,}9165M}{107{,}2k + 20{,}9165M} = 106{,}6534\ k\Omega$$

$$f_{CA} = \frac{R_G + R_{ger}}{2\pi R_G \left\{\left[R_{ger} + \left(g_{m3} R_{ger} + \frac{R_G + R_{ger}}{R_G}\right) R_L^*\right] C_{gd} + \frac{g_{m3} R_L^* R_{ger} C_{gs}}{1 + g_{m3} R_L^*}\right\}}$$

$\Rightarrow$

$$\boxed{f_{CA} = 38{,}850\ KHz}$$

- Frequência de corte nas baixas:

$$p_G = \frac{1}{2\pi C_G (R_G + R_{ger})} = \frac{1}{2\pi 220n \times (47k + 10k)} = 12{,}6918\ Hz$$

$$z_S = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = \frac{1}{2\pi 10\mu \times 1k} = 15{,}9155\ Hz$$

$$p_S = \frac{r_{ds3} + r_{of} + R_2(1 + g_{m3} r_{ds3})}{2\pi C_2 R_2 (r_{ds3} + r_{of})} = \frac{107{,}2k + 20{,}9165M + 1k \times 215{,}4}{2\pi 10\mu \times 1k (107{,}2k + 20{,}9165M)} = 16{,}0786\text{Hz}$$

Como $p_s \approx z_s$ eles se anulam e, portanto, $f_{CB} \approx p_G \Rightarrow$

$$\boxed{f_{CB} \approx 12{,}6918\ Hz}$$

Os resultados obtidos aqui, por cálculos manuais, são bastante precisos quando comparados com os resultados de simulação obtidos pelo *SPICE*. Apenas o cálculo da f_{CB} foge um pouco do método convencional.