

SEL-EESC-USP

JFET Exercícios

P. R. Veronese
2014

1. Amplificador Fonte-Comum com Fonte Dupla

Calcular o ponto de polarização do circuito da Figura 1 e, posteriormente, calcular as grandezas elétricas AC, para pequenos sinais, do amplificador: A_v , R_i , R_o , f_{CA} e f_{CB} . Avaliar, também, a máxima excursão de sinal na entrada e na saída do amplificador.

Dados do JFET @ 27 °C:

$\beta = 906,3 \mu A/V^2$; $V_{To} = -2,0 V$; $\lambda = 0,03179 V^{-1}$; $C_{GS} = C_{GD} = 21,86 pF$; $P_B = 1,147 V$ e $m = 0,5$.

- Resolução:

- Ponto quiescente:

Usando-se a Equação do cálculo da corrente quiescente de dreno [1], tem-se que:

$$I_{D_Q} = \frac{\beta \times (-V_{GG} - V_{To})^2 \times (1 + \lambda \times V_{DD})}{1 + \lambda \times \beta \times R_D \times (-V_{GG} - V_{To})^2} \quad [A]$$

\Rightarrow

$$I_{D_Q} = \frac{906,3 \mu \times (-1,5 + 2)^2 \times (1 + 0,03179 \times 12)}{1 + 0,03179 \times 906,3 \mu \times 22k \times (-1,5 + 2)^2} = 270,1934 \quad [\mu A]$$

\Rightarrow

$$V_{DS_Q} = V_{DD} - R_D \times I_{D_Q} = 12 - 22k \times 270,193 \mu = 6,0557 \quad [V]$$

Então:

$$g_m = 2\beta \times (V_{GS_Q} - V_{To}) \times (1 + \lambda V_{DS_Q})$$

\Rightarrow

$$g_m = 2 \times 906,3 \mu \times (-1,5 + 2) \times (1 + 0,03179 \times 6,056) = 1,081 \quad [mA/V]$$

e

$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DS_Q}}{\lambda I_{D_Q}} = \frac{(1 + 0,03179 \times 6,056)}{0,03179 \times 270,193 \mu} = 138,835 \quad [k\Omega]$$

As capacitâncias das junções valem:

$$C_{gs} = \frac{C_{GS}}{\left(1 + \frac{|V_{GS_Q}|}{P_B}\right)^m} = \frac{21,86 p}{\left(1 + \frac{1,5}{1,147}\right)^{0,5}} = 14,39 \quad [pF]$$

e

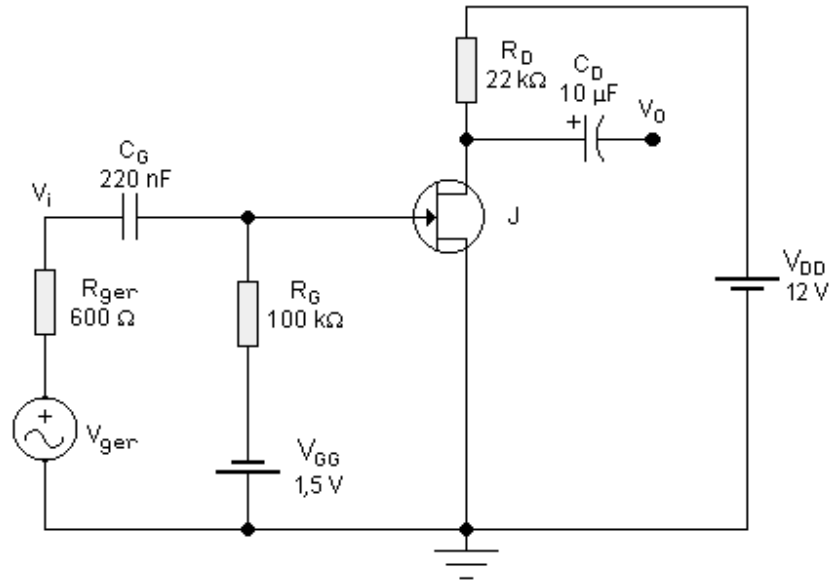


Figura 1 – Amplificador CS Usado no Exercício 1.

$$C_{gd} = \frac{C_{GD}}{\left(1 + \frac{V_{DSQ} + |V_{GSQ}|}{P_B}\right)^m} = \frac{21,86 \text{ p}}{\left(1 + \frac{6,056 + 1,5}{1,147}\right)^{0,5}} = 7,936 \text{ [pF]}$$

- Grandezas Elétricas:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^*} = \frac{1,081 \times 138,835 \times 22k}{138,835k + 22k} = -20,5246 \text{ [V/V]}$$

$$R_i = R_G = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_o = \frac{r_{ds} \times R_D}{r_{ds} + R_D} = \frac{138,835k \times 22k}{138,835k + 22k} = 18,99 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

As frequências de corte valem:

$$f_{c_A} \approx \frac{\frac{R_{ger} + R_G}{R_{ger} R_G}}{2\pi \left\{ \left[1 + \left(g_m + \frac{R_{ger} + R_G}{R_{ger} R_G} \right) \times R_L^* \right] \times C_{gd} + C_{gs} \right\}} \text{ [Hz]}$$

⇒

$$f_{c_A} \approx \frac{\frac{600+100k}{60M}}{2\pi \left\{ \left[1 + \left(1,081m + \frac{600+100k}{60M} \right) \times 18,99k \right] \times 7,94p + 14,39p \right\}} = 610,314 \quad [\text{kHz}]$$

e

$$f_{c_B} = \frac{1}{2\pi C_G (R_{ger} + R_G)} = \frac{1}{2\pi \times 220n \times 100,6k} = 7,19 \quad [\text{Hz}]$$

- Excursão:

A máxima excursão do sinal de saída fica confinada à faixa: $V_{DSx} \leq v_o \leq V_{DD}$. A tensão V_{DSx} é a tensão limítrofe entre a região linear e a de saturação do *JFET* e é calculada pela seguinte equação [1]:

$$V_{DSx} \cong \frac{\sqrt{1 + 4 \times \beta \times V_{DD} \times (R_D + R_S) \times (1 - \lambda V_{To})} - 1}{2 \times \beta \times (R_D + R_S) \times (1 - \lambda V_{To})}$$

 \Rightarrow

$$V_{DSx} \cong \frac{\sqrt{1 + 4 \times 906,3\mu \times 12 \times 22k \times (1 + 0,03179 \times 2)} - 1}{2 \times 906,3\mu \times 22k \times (1 + 0,03179 \times 2)} = 0,729 \quad [\text{V}]$$

Como $V_{DSQ} = 6,056 \text{ V}$, então:

$$v_{o(pk)\max} = 6,056 - 0,73 = 5,3267 \quad [\text{V}]$$

Mas $V_{GS} - V_{To} = V_{Dsat}$, quando $v_o = 0,729 \text{ V}$, então: $V_{GS(pk)} = 0,73 - 2 = -1,271 \text{ V}$. Como $V_{GSQ} = -1,5 \text{ V}$, então:

$$v_{i(pk)\max} = 1,5 - 1,271 = 0,229 \quad [\text{V}]$$

2. Amplificador Fonte-Comum com Autopolarização

Calcular o ponto de polarização do circuito da Figura 2 e, posteriormente, calcular as grandezas elétricas AC, para pequenos sinais, do amplificador: A_v , R_i , R_o , f_{cA} e f_{cB} , com $C_S = 0$ e com $C_S = 10 \mu\text{F}$.

Dados do *JFET* @ 27°C : $\beta = 906,3 \mu\text{A/V}^2$; $V_{To} = -2,0 \text{ V}$; $\lambda = 0,03179 \text{ V}^{-1}$; $C_{GS} = C_{GD} = 21,86 \text{ pF}$; $P_B = 1,147 \text{ W}$ e $m = 0,5$.

- Resolução:**- Ponto quiescente:**

A corrente de dreno é calculada pela seguinte equação do terceiro grau [1]:

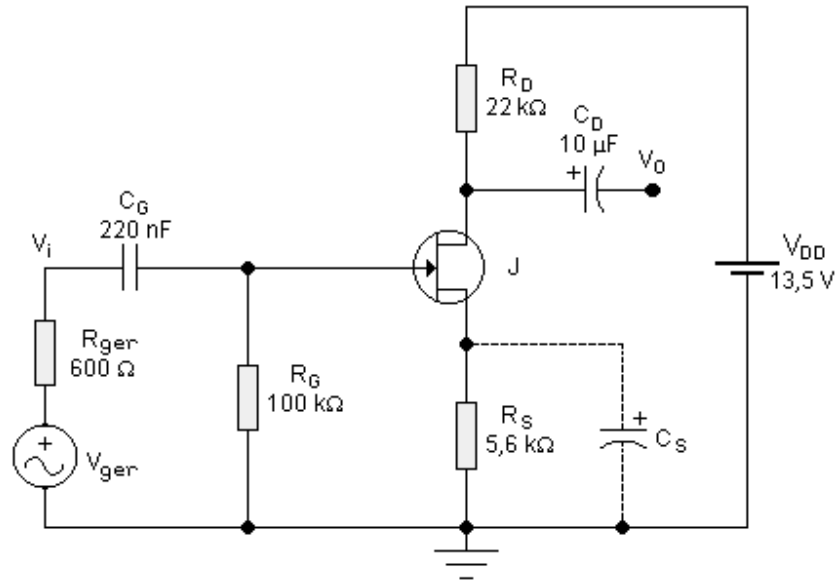


Figura 2 - Amplificador CS Usado no Exercício 2.

$$k_3 R_S^2 I_{D_Q}^3 - R_S (2k_1 k_3 + k_2 R_S) I_{D_Q}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2k_1 k_2 R_S + \frac{1}{\beta} \right) I_{D_Q} - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = -V_{T_o} = 2 \text{ [V]}$$

$$k_2 = 1 + \lambda \times V_{DD} = 1 + 0,03179 \times 13,5 = 1,429165 \text{ [-]}$$

$$k_3 = \lambda \times (R_D + R_S) = 0,03179 \times (22k + 5,6k) = 877,404 \text{ [A}^{-1}\text{]}$$

\Rightarrow

$$27,515 \times 10^9 I_{D_Q}^3 - 64,47 \times 10^6 I_{D_Q}^2 + 36,63 \times 10^3 I_{D_Q} - 5,71666 = 0$$

\Rightarrow

$$I_{D_Q} = 268,231 \text{ [}\mu\text{A]}$$

A tensão entre dreno e fonte vale:

$$V_{DS_Q} = V_{DD} - (R_D + R_S) \times I_{D_Q} = 13,5 - 27,6k \times 268,231\mu = 6,0968 \text{ [V]}$$

A tensão entre porta e fonte vale:

$$V_{GS_Q} = 0 - R_S \times I_{D_Q} = -5,6k \times 268,231\mu = -1,502 \text{ [V]}$$

Os parâmetros incrementais valem, portanto:

$$g_m = 2\beta \times (V_{GS_Q} - V_{T_o}) \times (1 + \lambda V_{DS_Q})$$

⇒

$$g_m = 2 \times 906,3 \mu \times (-1,502 + 2) \times (1 + 0,03179 \times 6,097) = 1,077 \text{ [mA/V]}$$

e

$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DS_Q}}{\lambda I_{D_Q}} = \frac{(1 + 0,03179 \times 6,097)}{0,03179 \times 268,231 \mu} = 140 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

As capacitâncias das junções valem:

$$C_{gs} = \frac{C_{GS}}{\left(1 + \frac{|V_{GS_Q}|}{P_B}\right)^m} = \frac{21,86 \text{ p}}{\left(1 + \frac{1,502}{1,147}\right)^{0,5}} = 14,38 \text{ [pF]}$$

e

$$C_{gd} = \frac{C_{GD}}{\left(1 + \frac{V_{DS_Q} + |V_{GS_Q}|}{P_B}\right)^m} = \frac{21,86 \text{ p}}{\left(1 + \frac{6,097 + 1,502}{1,147}\right)^{0,5}} = 7,92 \text{ [pF]}$$

- Grandezas Elétricas:

- Com $C_S = 0$:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^* + R_S(1 + g_m r_{ds})} = \frac{-1,077 \times 140 \times 22k}{140k + 22k + 5,6k \times (1 + 1,077 \times 140)} = -3,278 \text{ [V/V]}$$

$$R_i = R_G = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

e

$$R_o = \frac{[r_{ds} + R_S(1 + g_m r_{ds})] \times R_D}{r_{ds} + R_D + R_S(1 + g_m r_{ds})} = \frac{[140k + 5,6k \times (1 + 1,077 \times 140)] \times 22k}{140k + 22k + 5,6k \times (1 + 1,077 \times 140)} = 21,522 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Frequência de corte nas baixas:

$$f_{CB} = \frac{1}{2\pi C_G (R_{ger} + R_G)} = \frac{1}{2\pi \times 220n \times 100,6k} = 7,19 \text{ [Hz]}$$

- Frequência de corte nas altas:

$$f_{c_A} \approx \frac{\frac{R_{ger} + R_G}{R_{ger} R_G}}{2\pi \left[\left(\frac{g_m}{1 + g_m R_S} + \frac{R_{ger} + R_G}{R_{ger} R_G} \right) \times R_L^* \times C_{gd} + \frac{g_m R_L^*}{1 + g_m (R_L^* + R_S)} \times C_{gs} \right]} \quad [\text{Hz}]$$

$$\Rightarrow f_{c_A} \approx \frac{\frac{600 + 100k}{600 \times 100k} \times 10^{12}}{2\pi \left[\left(\frac{1,077m}{1 + 1,077 \times 5,6} + \frac{600 + 100k}{600 \times 100k} \right) \times 19,01k \times 7,92 + \frac{1,077 \times 19,01}{1 + 1,077(19,01 + 5,6)} \times 14,38 \right]}$$

$$\Rightarrow f_{c_A} \approx 907,5436 \quad [\text{kHz}]$$

- Com $CS = 10 \mu F$:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^*} = \frac{1,077m \times 140k \times 22k}{140k + 22k} = -20,485 \quad [\text{V/V}]$$

$$R_i = R_G = 100 \quad [\text{k}\Omega]$$

e

$$R_o = \frac{r_{ds} \times R_D}{r_{ds} + R_D} = \frac{140k \times 22k}{140k + 22k} = 19,0 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Frequências de corte nas altas:

$$f_{c_A} \cong \frac{\frac{R_{ger} + R_G}{R_{ger} R_G}}{2\pi \left\{ \left[1 + \left(g_m + \frac{R_{ger} + R_G}{R_{ger} R_G} \right) \times R_L^* \right] \times C_{gd} + C_{gs} \right\}} \quad [\text{Hz}]$$

$$\Rightarrow f_{c_A} \cong \frac{\frac{600 + 100k}{60M}}{2\pi \left\{ \left[1 + \left(1,077m + \frac{600 + 100k}{60M} \right) \times 19,01k \right] \times 7,92p + 14,38p \right\}} = 611,83 \quad [\text{kHz}]$$

- Frequência de corte nas baixas:

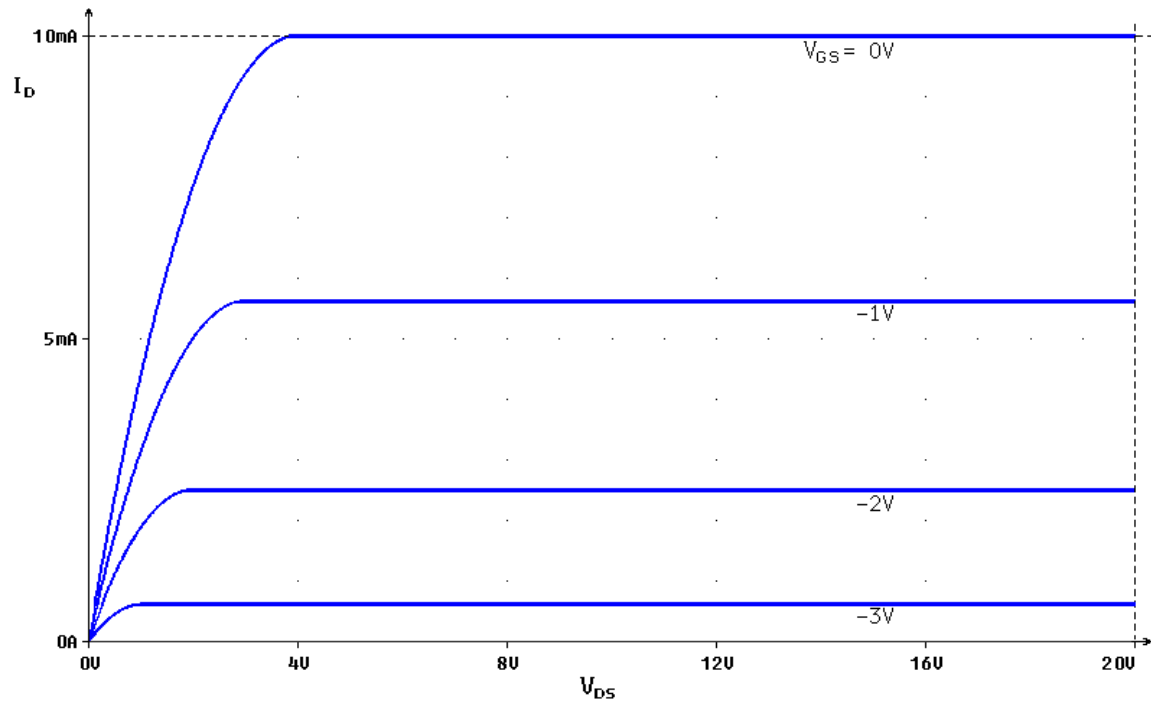


Figura 3.I – Curvas Referentes ao JFET Usado no Exercício 3a.

$$p_s = \frac{r_{ds} + R_D^* + R_S \times (1 + g_m r_{ds})}{2\pi C_S R_S \times (r_{ds} + R_D^*)} = \frac{140k + 22k + 5,6k \times 151,78}{2\pi \times 10\mu \times 5,6k \times (140k + 22k)} = 17,76 \text{ [Hz]}$$

$$p_s = \frac{1}{2\pi C_S R_S} = \frac{1}{2\pi \times 10\mu \times 5,6k} = 2,842 \text{ [Hz]}$$

$$p_G = \frac{1}{2\pi C_G \times (R_{ger}^* + R_G)} = \frac{1}{2\pi \times 220n \times 100,6k} = 7,19 \text{ [Hz]}$$

$$f_{CB} = \sqrt{p_G^2 + p_D^2 + p_S^2 - 2z_S^2} = \sqrt{7,19^2 + 0^2 + 17,76^2 - 22,842^2}$$

⇒

$$f_{CB} = 18,734 \text{ [Hz]}$$

3. Modelagem

As curvas das Figuras 3.I e 3.II representam as características $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$ de um JFET canal n de silício.

3.a – Determinar os parâmetros: β , V_{To} e λ desse componente.

3.b – Determinar o valor da tensão da fonte V_{GG} do circuito da Figura 3.III para que o amplificador fique polarizado no centro da reta de carga.

3.c – Calcular os valores de A_v , R_i e R_o do amplificador do item b.

- **Resolução:**

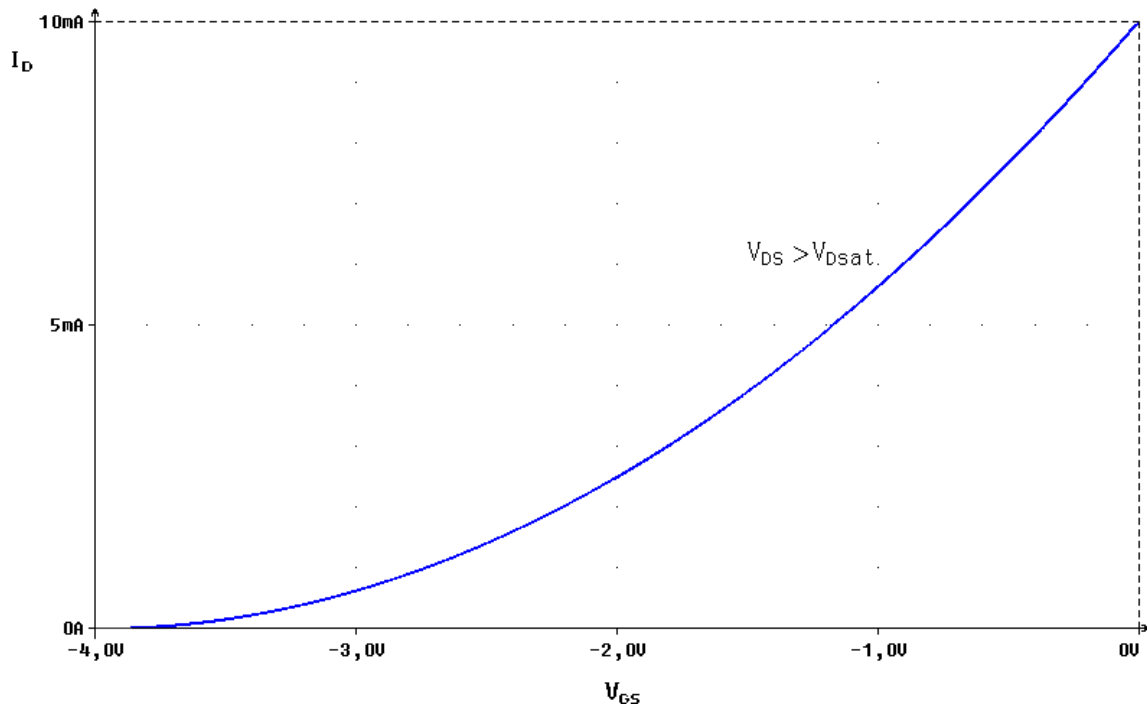


Figura 3.II - Curva Referente ao JFET Usado no Exercício 3a.

3.a – Pelas curvas das Figuras 3.I, para $V_{GS} = 0$ e $V_{DS} \geq V_{DSsat}$, $I_D = 10 \text{ mA}$ e, portanto, $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$. Pela curva da Figura 3.II, para $I_D = 0$ e $V_{DS} \geq V_{DSsat}$, $V_{GS} = -4 \text{ V}$ e, portanto, $V_{To} = -4 \text{ V}$. Como $\beta = I_{DSS} / V_{To}^2$, então $\beta = 10 \text{ mA} / 16$ e, portanto, $\beta = 625 \mu\text{A/V}^2$. Também, pelas curvas das Figuras 3.I, como as correntes de dreno são constantes na região de saturação, então $\lambda = 0$. O JFET em questão possui, portanto, os seguintes parâmetros de modelagem estática:

$$\beta = 625 \mu\text{A/V}^2, V_{To} = -4 \text{ V e } \lambda = 0 \text{ V}^{-1}$$

3.b - O centro da reta de carga é estabelecido pelo ponto no qual:

$$V_{DS_Q} = \frac{V_{DD} + V_{DS_X}}{2}$$

E, onde:

$$V_{DS_X} = \frac{\sqrt{1 + 4 \times \beta \times V_{DD} \times R_D} - 1}{2 \times \beta \times R_D}$$

\Rightarrow

$$V_{DS_X} = \frac{\sqrt{1 + 4 \times 625 \mu \times 20 \times 2k} - 1}{2 \times 625 \mu \times 2k} = 3,62 \text{ [V]}$$

\Rightarrow

$$V_{DS_Q} = \frac{20 + 3,62}{2} = 11,81 \text{ [V]}$$

A corrente quiescente de dreno deve valer, portanto:

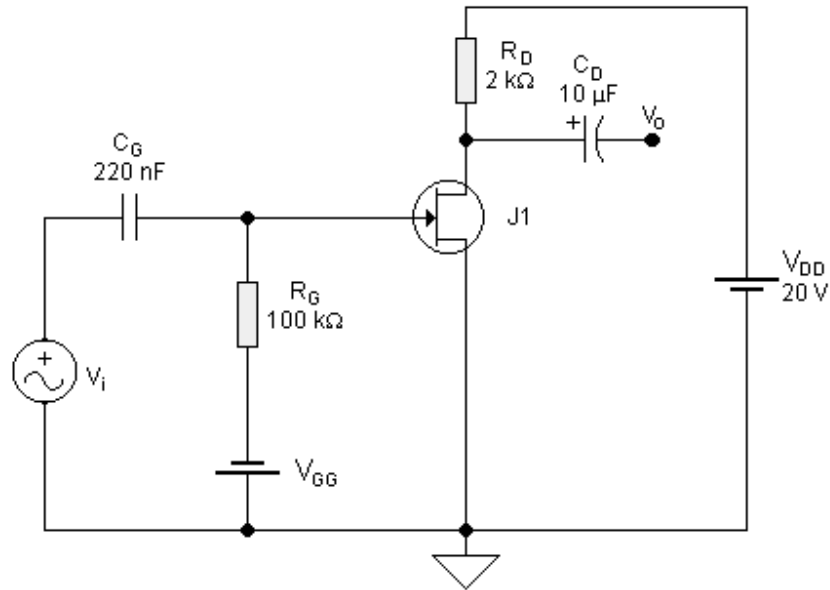


Figura 3.III – Circuito Referente ao Exercício 3.

$$I_{D_Q} = \frac{V_{DD} - V_{DS_Q}}{R_D} = \frac{20 - 11,81}{2k} = 4,096 \text{ [mA]}$$

Mas, na região de saturação, a corrente de dreno vale:

$$I_D = \beta \times (V_{GS} - V_{T_o})^2 \times (1 + \lambda V_{DS})$$

⇒

$$4,095m = 625\mu \times (V_{GS_Q} + 4)^2$$

⇒

$$V_{GS_Q} = -1,44 \text{ [V]}$$

⇒

$$V_{GG} = 1,44 \text{ [V]}$$

3.c – Cálculo das grandezas elétricas do amplificador, A_v , R_i e R_o :

- Parâmetros incrementais:

$$g_m = 2\beta(V_{GS} - V_{T_o})(1 + \lambda V_{DS}) = 2 \times 625\mu \times (4 - 1,44) = 3,2 \text{ [mA/V]}$$

e

$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DS_Q}}{\lambda I_{D_Q}} \rightarrow \infty$$

- Grandezas elétricas:

- Ganho de tensão:

$$A_v = -g_m \times R_D = -3,2m \times 2k = -6,4 \text{ [V/V]}$$

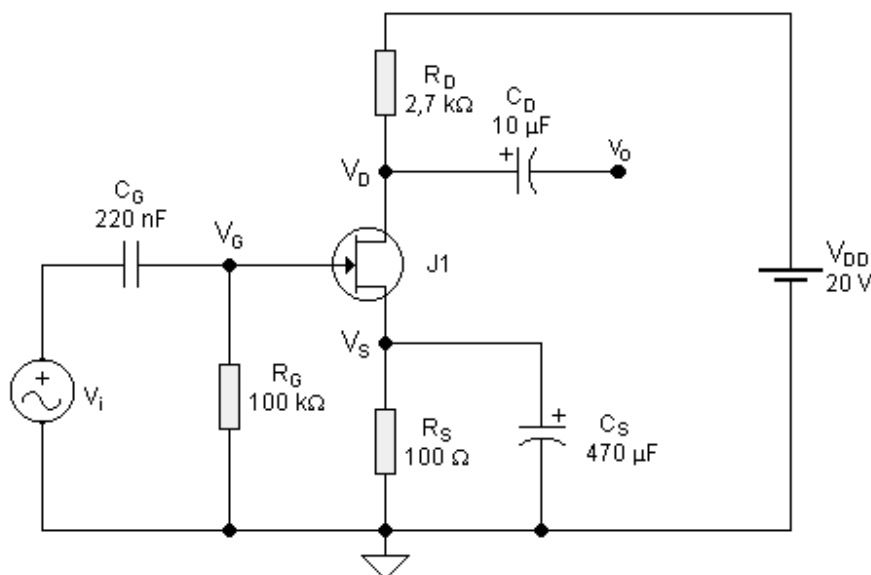


Figura 4 – Amplificador CS Analisado no Exercício 4.

- Resistência de entrada:

$$R_i = R_G = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de saída:

$$R_o = R_D = 2,0 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

4. Amplificador Fonte-Comum (CS) com Autopolarização

Deduzir a equação de $I_D = f(V_{DD}; V_{To}; \beta; \lambda; R_D \text{ e } R_S)$ do circuito com autopolarização do JFET canal n. Posteriormente, calcular para o circuito da Figura 4:

4.a – O ponto de polarização.

4.b – As grandezas elétricas do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o), com $C_S = 0$ e com $C_S = 470 \mu F$.

4.c – As frequências de corte nas baixas e nas altas, f_{CB} e f_{CA} , com $C_S = 470 \mu F$.

Dados: $\beta = 1,616 \text{ mA/V}^2$; $V_{To} = -2,285 \text{ V}$; $\lambda = 0,0031 \text{ V}^{-1}$; $C_{gs} = 3,20 \text{ pF}$ e $C_{gd} = 1,20 \text{ pF}$ @ 27°C ($C_{GS} = C_{GD} = 4,84682128515 \text{ pF}$, $P_B = 0,398$ e $m = 0,5$).

- Resolução:

4.a – Para a região de saturação ou pñtado ($V_{DS} \geq V_{DSat}$), baseando-se no circuito da Figura 4, pode-se escrever que [1]:

$$I_{D_Q} = \beta \times (V_{GS_Q} - V_{To})^2 \times (1 + \lambda V_{DS_Q}) \quad (4.a)$$

$$V_{GS_Q} = V_G - R_S I_{D_Q} \quad (4.b)$$

$$V_{DS_Q} = V_{DD} - (R_S + R_D) \times I_{D_Q} \quad (4.c)$$

Na Equação 4.b, V_G é a tensão DC genérica aplicada à porta do JFET. No circuito da Figura 4, $V_G = 0$. Associando-se as Equações 4.a, 4.b e 4.c, tem-se que:

$$I_{D_Q} = \beta \times (V_G - R_S I_{D_Q} - V_{To})^2 \times \left[1 + \lambda (V_{DD} - (R_S + R_D) \times I_{D_Q}) \right]$$

E, portanto:

$$k_3 R_S^2 I_{D_Q}^3 - R_S (2k_1 k_3 + R_S k_2) I_{D_Q}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2R_S k_1 k_2 + \frac{1}{\beta} \right) I_{D_Q} - k_1^2 k_2 = 0 \quad (4.d)$$

Onde:

$$k_1 = V_G - V_{To} \quad [\text{V}]$$

$$k_2 = 1 + \lambda V_{DD} \quad [-]$$

$$k_3 = \lambda (R_D + R_S) \quad [\text{A}^{-1}]$$

A Equação 4.d pode ser resolvida por calculadoras avançadas que possuam a função *solve* ou por um método algébrico apropriado e é totalmente genérica, valendo inclusive para os circuitos das Figuras 1 e 3.III, nos quais $R_S = 0$ e $V_G = V_{GS} = -V_{GG}$. Para o circuito da Figura 4, $R_S = 100 \, \Omega$ e $V_G = 0$. Se o JFET possuir canal longo ($\lambda \rightarrow 0$), o que dificilmente acontece na prática, a Equação 4.d torna-se de segundo grau e pode ser resolvida por métodos ou calculadoras convencionais.

- Ponto de polarização:

Usando-se a Equação 4.d e suas relações, tem-se que:

$$k_1 = -V_{To} = 2,285 \quad [\text{V}]$$

$$k_2 = 1 + \lambda V_{DD} = 1 + 3,1m \times 20 = 1,062 \quad [-]$$

$$k_3 = \lambda (R_D + R_S) = 3,1m \times (2,7k + 100) = 8,68 \quad [\text{A}^{-1}]$$

Então:

$$I_{D_Q}^3 - 0,168 \times I_{D_Q}^2 + 0,0132 \times I_{D_Q} - 63,88 \times 10^{-6} = 0$$

\Rightarrow

$$I_{D_Q} = 5,15 \quad [\text{mA}]$$

A tensão quiescente entre dreno e fonte vale:

$$V_{DS_Q} = V_{DD} - (R_D + R_S) \times I_{D_Q} = 20 - (2,7k + 100) \times 5,15m = 5,579 \quad [\text{V}]$$

e

$$V_{GS_Q} = -R_S I_{D_Q} = -100 \times 5,15m = -0,515 \quad [\text{V}]$$

Como $V_{Dsat} = V_{GS_Q} - V_{To} = -0,515 + 2,285 = 1,77 \text{ V}$, então $V_{DS_Q} > V_{Dsat}$ e, por isso, o JFET encontra-se na região de saturação, como inicialmente se supôs.

- Parâmetros incrementais:

$$g_m = 2\beta(V_{GS} - V_{To})(1 + \lambda V_{DS}) = 2 \times 1,616m \times (2,285 - 0,515) \times (1 + 0,0031 \times 5,579)$$

\Rightarrow

$$g_m = 5,8195 \text{ [mA/V]}$$

e

$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DSQ}}{\lambda I_{DQ}} = \frac{1 + 0,0031 \times 5,579}{0,0031 \times 5,15m} = 63,7178 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

4.b – Grandezas elétricas:

- Com $C_S = 470 \mu F$:

$$A_v = -\frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^*} = -\frac{5,82m \times 63,718k \times 2,7k}{63,718k + 2,7k} = -15,074 \text{ [V/V]}$$

$$R_i = R_G = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_o = \frac{r_{ds} \times R_D}{r_{ds} + R_D} = \frac{63,718k \times 2,7k}{63,718k + 2,7k} = 2,59 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Com $C_S = 0$:

$$A_v = -\frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^* + R_S(1 + g_m r_{ds})} = -\frac{5,82m \times 63,718k \times 2,7k}{63,718k + 2,7k + 100(1 + 5,82 \times 63,718)}$$

\Rightarrow

$$A_v = -9,664 \text{ [V/V]}$$

$$R_i = R_G = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_o = \frac{[r_{ds} + R_S(1 + g_m r_{ds})] \times R_D}{R_D + r_{ds} + R_S(1 + g_m r_{ds})} = \frac{[63,718k + 100(1 + 5,82 \times 63,718)] \times 2,7k}{63,718k + 2,7k + 100(1 + 5,82 \times 63,718)}$$

\Rightarrow

$$R_o = 2,6296 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

4.d – Frequências de corte:

- Nas altas com $R_{ger} = 0$:

$$f_{CA} = \frac{1}{2\pi C_{gd} R_L^*} = \frac{1}{2\pi \times 1,2p \times \left(\frac{63,718k \times 2,7k}{63,718k + 2,7k} \right)} = 51,2 \text{ [MHz]}$$

- Nas baixas com $C_S = 470 \mu F$:

- Polo de porta:

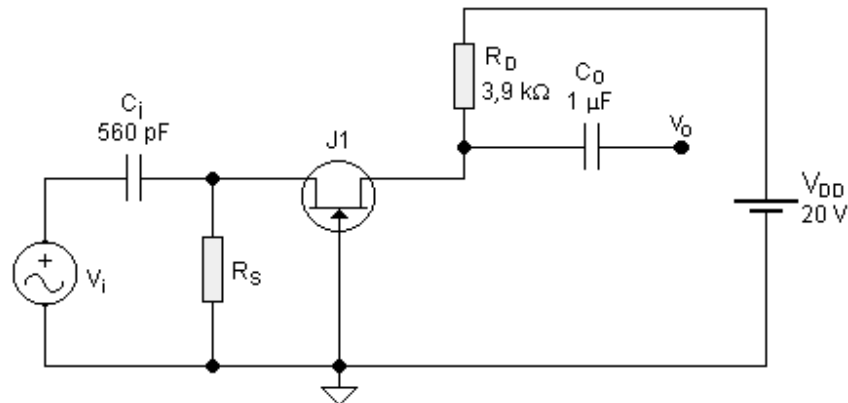


Figura 5 – Amplificador CG Analisado no Exercício 5.

$$p_G = \frac{1}{2\pi C_G (R_{ger} + R_i)} = \frac{1}{2\pi 220n \times 100k} = 7,234 \text{ [Hz]}$$

- Polo de fonte:

$$p_S = \frac{r_{ds} + R_D^* + R_S \times (1 + g_m r_{ds})}{2\pi C_S R_S \times (r_{ds} + R_D^*)} = \frac{63,718k + 2,7k + 100 \times 371,84}{2\pi 470\mu \times 100 \times (63,718k + 2,7k)} = 5,282 \text{ [Hz]}$$

$$z_S = \frac{1}{2\pi C_S R_S} = 3,3863 \text{ [Hz]}$$

- Frequência de corte nas baixas:

$$f_{CB} = \sqrt{p_G^2 + p_D^2 + p_S^2 - 2z_S^2} = 7,5697 \text{ [Hz]}$$

Com $C_S = 470 \mu F$ o amplificador apresenta, portanto, um ganho de tensão relativamente elevado, alta impedância de entrada e resposta em frequências estendida. A resistência de saída situa-se na faixa média.

5. Amplificador Porta-Comum

Considerando inicialmente $\lambda = 0$, polarizar o circuito da Figura 5 para que o amplificador possua $R_i = 300 \Omega \pm 5\%$. Posteriormente calcular:

5.a – O ponto de polarização.

5.b – As grandezas elétricas do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o).

5.c – As frequências de corte nas baixas e nas altas, f_{CB} e f_{CA} .

Dados: $\beta = 625 \mu A/V^2$; $V_{To} = -4 V$; $\lambda = 1/30 V^{-1}$; $C_{gs} = 3,15 pF$ e $C_{gd} = 1,68 pF @ 25^\circ C$.

- Resolução:

Para o amplificador porta-comum pode-se escrever, de maneira aproximada, que [1]:

$$R_i^* = \frac{r_{ds} + R_D^*}{1 + g_m r_{ds}} \cong \frac{1}{g_m}$$

Portanto:

$$R_i = \frac{R_s}{1 + g_m R_s} = 300 \quad [\Omega]$$

Na região de saturação, com $\lambda = 0$, tem-se que:

$$g_m = 2 \times \beta \times (V_{GSQ} - V_{To}) \quad \text{e} \quad V_{GSQ} = -R_s I_{DQ}$$

Substituindo-se V_{GSQ} na equação de g_m e substituindo-se g_m na equação de R_i , tem-se que:

$$R_i = \frac{R_s}{1 + 2 \times \beta \times (-R_s I_{DQ} - V_{To}) \times R_s}$$

\Rightarrow

$$R_s = \frac{-\frac{1}{2\beta R_i} - V_{To} + \sqrt{\frac{2I_{DQ}}{\beta} + \left(\frac{1}{2\beta R_i} + V_{To}\right)^2}}{2I_{DQ}}$$

Mas

$$I_{DQ} = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{R_D + R_s}$$

Considerando-se que, no centro da reta de carga, $V_{DSQ} \approx V_{DD}/2 = 10 \text{ V}$, então:

$$I_{DQ} \approx \frac{V_{DD}}{2 \times (R_D + R_s)}$$

Substituindo-se esse valor na equação de R_s acima, tem-se finalmente que:

$$R_s = \frac{R_i - 2\beta R_i R_D V_{To} - R_D + \sqrt{(R_i + 2\beta R_i R_D V_{To} + R_D)^2 + 4\beta R_i^2 R_D V_{DD}}}{2 \times [\beta R_i (V_{DD} + 2V_{To}) + 1]} \quad (5.a)$$

Substituindo-se, na Equação 5.a, os valores numéricos do exercício, isto é, $V_{DD} = 20 \text{ V}$; $R_D = 3,9 \text{ k}\Omega$; $\beta = 625 \mu\text{A/V}^2$; $V_{To} = -4 \text{ V}$ e $R_i = 300 \Omega$, chega-se à seguinte relação:

$$R_s = \frac{2250 + \sqrt{(-1650)^2 + 17550000}}{2 \times 3,25} = 1038,846 \quad [\Omega]$$

Adotando-se o valor comercial mais próximo para o resistor, tem-se:

$$\boxed{R_s = 1000 \quad [\Omega]}$$

5.a – Com $V_{DD} = 20 \text{ V}$; $R_D = 3,9 \text{ k}\Omega$; $\beta = 625 \mu\text{A/V}^2$; $V_{To} = -4 \text{ V}$; $\lambda = 0,03333 \text{ V}^{-1}$; $R_S = 1000 \Omega$ e usando-se a Equação 4.d, tem-se que:

$$k_3 R_S^2 I_{D_Q}^3 - R_S (2k_1 k_3 + R_S k_2) I_{D_Q}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2R_S k_1 k_2 + \frac{1}{\beta} \right) I_{D_Q} - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = -V_{To} = 4,0 \text{ [V]}$$

$$k_2 = 1 + \lambda V_{DD} = 1 + \frac{20}{30} = 1,6667 \text{ [-]}$$

$$k_3 = \lambda (R_D + R_S) = \frac{4900}{30} = 163,3333 \text{ [A}^{-1}\text{]}$$

\Rightarrow

$$I_{D_Q}^3 - 18,204 \times 10^{-3} \times I_{D_Q}^2 + 107,4286 \times 10^{-6} \times I_{D_Q} - 163,2653 \times 10^{-9} = 0$$

\Rightarrow

$$\boxed{I_{D_Q} = 2,308 \text{ [mA]}}$$

Então:

$$V_{DS_Q} = 20 - 2,308 \text{ mA} \times 4,9 \text{ k} = 8,69 \text{ [V]}$$

e

$$V_{GS_Q} = -1 \text{ k} \times 2,308 \text{ mA} = -2,308 \text{ [V]}$$

5.b – Grandezas Elétricas:

- Parâmetros incrementais:

$$g_m = 2\beta(V_{GS} - V_{To})(1 + \lambda V_{DS}) = 2 \times 625 \mu \times (4 - 2,308) \times \left(1 + \frac{8,69}{30} \right) = 2,728 \text{ [mA/V]}$$

e

$$r_{ds} = \frac{\left(1 + \frac{8,69}{30} \right)}{\frac{2,308 \text{ mA}}{30}} = 16,765 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = \frac{(r_{ds} + R_D^*) \times R_S}{R_D^* + r_{ds} + R_S (1 + g_m r_{ds})} = \frac{(16,765 \text{ k} + 3,9 \text{ k}) \times 1 \text{ k}}{3,9 \text{ k} + 16,765 \text{ k} + 1 \text{ k} \times (1 + 2,728 \times 16,765)} = 306,613 \text{ [}\Omega\text{]}$$

A resistência de entrada é 2,2% maior do que o valor inicialmente estipulado e está dentro da tolerância pretendida.

- Ganho de tensão:

$$A_v = \frac{1 + g_m r_{ds}}{r_{ds} + R_D^*} \times R_D^* = \frac{1 + 2,728 \times 16,765}{16,765k + 3,9k} \times 3,9k = 8,82 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de saída (com $R_{ger} = 0$):

$$R_o \cong \frac{r_{ds} \times R_D}{r_{ds} + R_D} = \frac{16,765k \times 3,9k}{16,765k + 3,9k} = 3,164 \quad [\text{k}\Omega]$$

5.c – Frequências de corte:

- Nas altas:

$$f_{CA} = \frac{1}{2\pi C_{gd} R_L^*} = \frac{1}{2\pi \times 1,68p \times \frac{16,765k \times 3,9k}{16,765k + 3,9k}} = 29,94 \quad [\text{MHz}]$$

- Nas baixas:

$$f_{CB} = \frac{1}{2\pi C_s R_i} = \frac{1}{2\pi \times 560p \times 306,613} = 926,92 \quad [\text{k}\Omega]$$

Conclui-se que esse amplificador é adequado para a amplificação de RF (ondas curtas), com baixa impedância de entrada, impedância de saída média e com algum ganho.

6. Amplificador Dreno-Comum com Divisor de Fonte

Para o circuito da Figura 6, calcular:

6.a – O ponto de polarização.

6.b – As grandezas elétricas do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o), com $C_D=0$ e com $C_D=470\mu F$.

6.c – As frequências de corte nas baixas e nas altas, f_{CB} e f_{CA} , com $C_D=0$ e com $C_D=470\mu F$.

Dados: $\beta = 625 \mu A/V^2$; $V_{To} = -4 \text{ V}$; $\lambda = 1/30 \text{ V}^{-1}$; $C_{gs} = 1,68 \text{ pF}$ e $C_{gd} = 0,53 \text{ pF}$ @ 27°C .

- Resolução:

6.a – O ponto quiescente do circuito da Figura 6 pode ser calculado usando-se a Equação 4.d, com $V_G = 0$. Tem-se, então, que:

$$k_3 R_s^2 I_{D_Q}^3 - R_s (2k_1 k_3 + R_s k_2) I_{D_Q}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2R_s k_1 k_2 + \frac{1}{\beta} \right) I_{D_Q} - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = -V_{To} = 4,0 \quad [\text{V}]$$

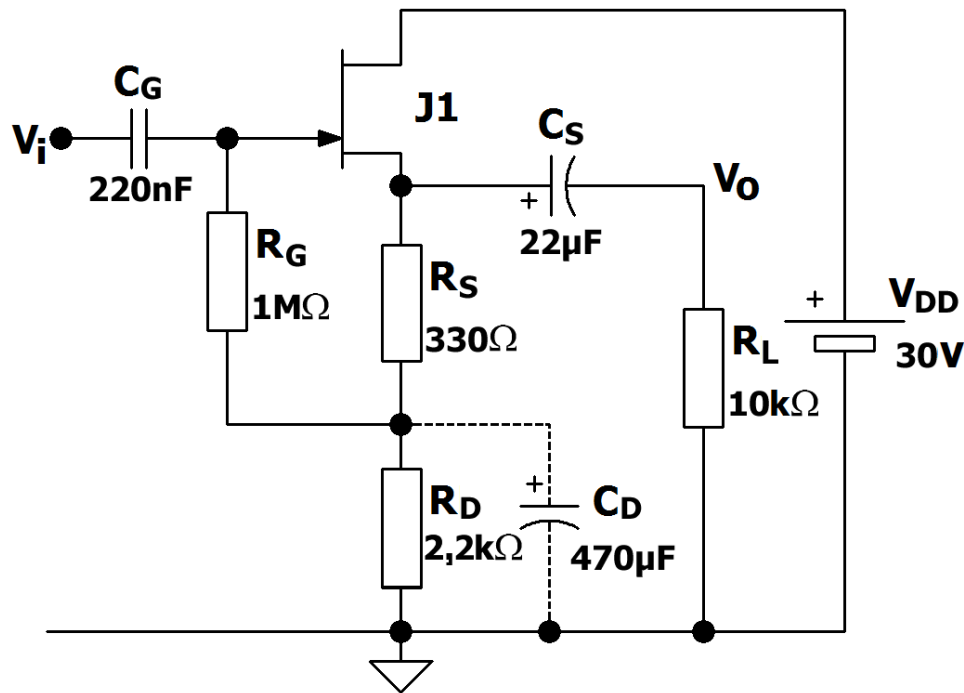


Figura 6 – Amplificador Dreno-Comum Analisado no Exercício 6.

$$k_2 = 1 + \lambda V_{DD} = 1 + \frac{30}{30} = 2 \quad [-]$$

$$k_3 = \lambda(R_D + R_S) = \frac{330 + 2,2k}{30} = 84,3333 \quad [A^{-1}]$$

⇒

$$I_{D_Q}^3 - 47,95784 \times 10^{-3} \times I_{D_Q}^2 + 896,061 \times 10^{-6} \times I_{D_Q} - 3,484 \times 10^{-6} = 0$$

⇒

$$I_{D_Q} = 5,16 \quad [mA]$$

Então:

$$V_{DS_Q} = 30 - 5,16m \times 2,53k = 16,944 \quad [V]$$

e

$$V_{GS_Q} = -330 \times 5,16m = -1,703 \quad [V]$$

6.b – Grandezas Elétricas:

- Parâmetros incrementais:

$$g_m = 2\beta(V_{GS} - V_{To})(1 + \lambda V_{DS}) = 2 \times 625\mu \times (4 - 1,703) \times \left(1 + \frac{16,944}{30}\right) = 4,493 \quad [mA/V]$$

e

$$r_{ds} = \frac{\left(1 + \frac{16,944}{30}\right)}{\frac{5,16m}{30}} = 9,097 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de entrada, com $C_D = 470 \mu F$ ou $C_D = 0$, respectivamente:

$$R_i = R_G = 1,0 \text{ M}\Omega$$

$$R_i = 4,2817 \text{ M}\Omega$$

- Ganho de tensão, com $C_D = 470 \mu F$ ou $C_D = 0$, respectivamente:

$$A_v = \frac{g_m \times r_{ds} \times R_S^*}{r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) \times R_S^*} = \frac{4,493m \times 9,097k \times 330}{9,097k + (1 + 4,493 \times 9,097) \times 330} = 0,581 \text{ V/V}$$

ou

$$A_v = 0,88134 \text{ V/V}$$

- Resistência de saída, com $C_D = 470 \mu F$ ou $C_D = 0$, respectivamente:

$$R_o = \frac{r_{ds} \times R_S}{r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) \times R_S} = \frac{9,097k \times 330}{9,097k + (1 + 4,493 \times 9,097) \times 330} = 131,005 \text{ }\Omega$$

ou

$$R_o = 200,04 \text{ }\Omega$$

6.c – Frequências de corte:

- Nas altas:

Quando $R_{ger} \rightarrow 0$, o primeiro polo da função de transferência entrada/saída do amplificador tende a infinito, isto é, $p_S \rightarrow \infty$, e a primeira singularidade dessa função é um zero que vale:

$$z_S = \frac{g_m}{2\pi C_{gd}} = \frac{4,493m}{2\pi \times 0,53p} = 1,35 \text{ [GHz]}$$

O amplificador, então, funciona teoricamente como um circuito passa-altos e $A_v \rightarrow 1,0$ [V/V] para $f \rightarrow \infty$. Na prática, porém, reatâncias parasitas externas podem limitar a resposta em frequências do amplificador a valores inferiores a $1,35 \text{ GHz}$.

- Nas baixas, com $C_D = 470 \mu F$:

- Polo de porta:

$$p_G = \frac{1}{2\pi C_G (R_{ger} + R_G)} = \frac{1}{2\pi \times 220n \times 1M} = 0,723 \text{ [}\Omega\text{]}$$

- Polo primário de fonte:

$$p_{S_1} = \frac{1}{2\pi C_S (R_o + R_L)} = \frac{1}{2\pi \times 22\mu \times 10,131k} = 0,714 \text{ [Hz]}$$

- Polo secundário de fonte:

Nesse tipo de circuito, o capacitor de desacoplamento, C_D , forma um polo de baixas com R_D que vale:

$$p_{s_2} = \frac{1}{2\pi C_D R_D} = \frac{1}{2\pi \times 470\mu \times 2,2k} = 0,154 \quad [\text{Hz}]$$

Como $p_{s_2} \ll p_{s_1}$ e $p_{s_2} \ll p_G$, esse polo tem muito pouca influência na frequência de corte nas baixas, que vale, portanto:

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{p_{s_1}^2 + p_G^2 + \sqrt{p_{s_1}^4 + p_G^4 + 6 \times p_{s_1}^2 \times p_G^2}}{2}} \quad [\text{Hz}]$$

\Rightarrow

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{0,714^2 + 0,723^2 + \sqrt{0,714^4 + 0,723^4 + 6 \times 0,714^2 \times 0,723^2}}{2}} = 1,1168 \quad \text{Hz}$$

Para $C_D = 0$, esse valor cai para $f_{CB} = 0,7466 \text{ Hz}$.

Conclui-se, portanto, que esse amplificador possui alta impedância de entrada, baixa impedância de saída, resposta em frequência estendida e ganho inferior à unidade. É muito usado, na prática, como isolador (*buffer*) e também é conhecido como seguidor de fonte.

7. Amplificadores em Cascata

Para o circuito da Figura 7.1, calcular:

7.a – O ponto de polarização.

7.b – As grandezas elétricas do amplificador, para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o).

7.c – As frequências de corte nas baixas e nas altas, f_{CB} e f_{CA} .

Dados: $J_1 \equiv J_2 \equiv \beta = 625 \mu\text{A/V}^2$; $V_{T0} = -4 \text{ V}$; $\lambda = 2,5 \times 10^{-3} \text{ V}^{-1}$; $C_{GS} = C_{GD} = 5,0 \text{ pF}$; $P_B = 1$ e $m = 0,5$ @ 27°C .

- Resolução:

O circuito da Figura 7.1 é uma configuração em cascata de um amplificador fonte-comum com um amplificador dreno-comum, acoplados em *DC*.

7.a – Ponto de polarização:

- $J_1 \Rightarrow$

O ponto quiescente de J_1 do circuito da Figura 7.1 pode ser calculado usando-se a Equação 4.d, com $V_G = 0$, já que ao porta de J_2 é um circuito aberto para *DC* e não influencia nesse cálculo. Tem-se, então, que:

$$k_3 R_S^2 I_{D_Q}^3 - R_S (2k_1 k_3 + R_S k_2) I_{D_Q}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2R_S k_1 k_2 + \frac{1}{\beta} \right) I_{D_Q} - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = -V_{T0_1} = 4,0 \quad [\text{V}]$$

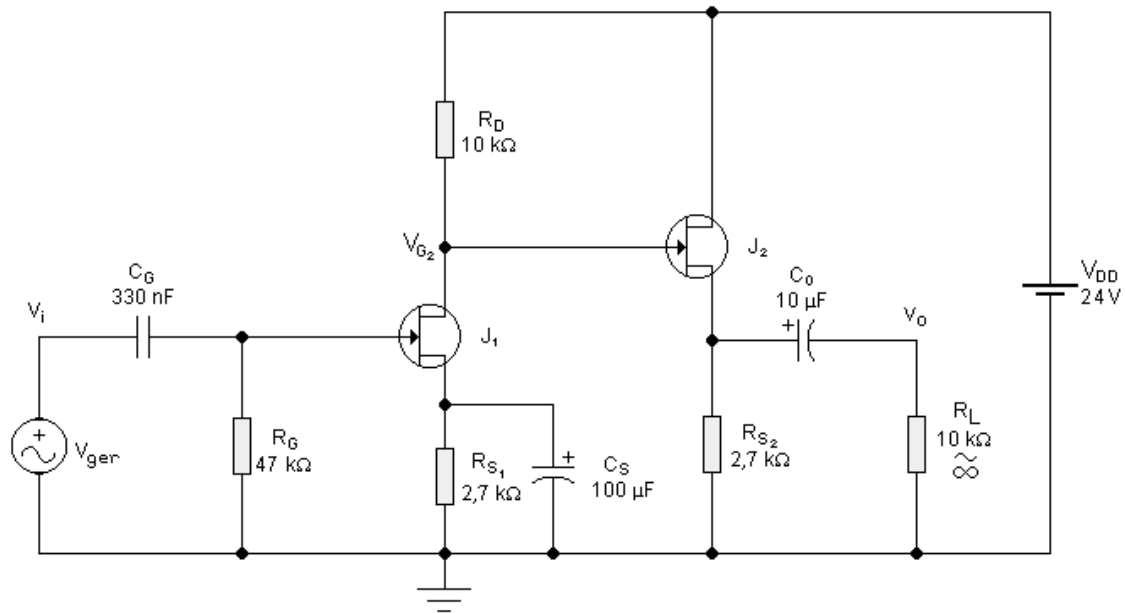


Figura 7.I – Amplificador em Cascata Analisado no Exercício 7.

$$k_2 = 1 + \lambda_1 V_{DD} = 1 + 0,0025 \times 24 = 1,06 \quad [-]$$

$$k_3 = \lambda_1 (R_D + R_{S_1}) = 0,0025 \times (10k + 2,7k) = 31,75 \quad [A^{-1}]$$

\Rightarrow

$$I_{D_{J_1}}^3 - 0,0364 \times I_{D_{J_1}}^2 + 108,03 \times 10^{-6} \times I_{D_{J_1}} - 73,275 \times 10^{-9} = 0$$

\Rightarrow

$$I_{D_{J_1}} = 1,0157 \quad [mA]$$

Então:

$$V_{DS_{J_1}} = 24 - 1,016m \times 12,7k = 11,1 \quad [V]$$

e

$$V_{GS_{J_1}} = -2,7k \times 1,016m = -2,7425 \quad [V]$$

- Parâmetros incrementais:

$$g_{m_1} = 2\beta_1 (V_{GS_{J_1}} - V_{To1}) (1 + \lambda_1 V_{DS_{J_1}})$$

\Rightarrow

$$g_{m_1} = 2 \times 625\mu \times (4 - 2,7425) \times (1 + 0,0025 \times 11,1) = 1,6155 \quad [mA/V]$$

e

$$r_{ds_1} = \frac{1 + 0,0025 \times 11,1}{0,0025 \times 1,016m} = 404,73 \quad [k\Omega]$$

- Capacitâncias das junções:

$$C_{gd_1} = \frac{C_{GD_1}}{\sqrt{1 + \frac{V_{G_2}}{P_B}}} = \frac{5p}{\sqrt{1 + \frac{24 - 1,016m \times 10k}{1}}} = 1,2979 \text{ [pF]}$$

e

$$C_{gs_1} = \frac{C_{GS_1}}{\sqrt{1 - \frac{V_{GS_{Q2}}}{P_B}}} = \frac{5p}{\sqrt{1 + \frac{2,7425}{1}}} = 2,5846 \text{ [pF]}$$

Obs.: Caso os parâmetros m e P_B não forem fornecidos, deve-se usar os valores de *default* que são: $m = 0,5$ e $P_B = 1 \text{ V}$.

- $J_2 \Rightarrow$

O ponto quiescente de J_2 do circuito da Figura 7.1 pode ser calculado usando-se a Equação 4.d, com $V_G = V_{G2} = 24 - 1,016 m \times 10 k = 13,84 \text{ V}$. Tem-se, então, que:

$$k_3 R_S^2 I_{D_Q}^3 - R_S (2k_1 k_3 + R_S k_2) I_{D_Q}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2R_S k_1 k_2 + \frac{1}{\beta} \right) I_{D_Q} - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = V_{G_2} - V_{To2} = 13,84 + 4,0 = 17,84 \text{ [V]}$$

$$k_2 = 1 + \lambda_2 V_{DD} = 1 + 0,0025 \times 24 = 1,06 \text{ [-]}$$

$$k_3 = \lambda_2 \times R_{S_2} = 0,0025 \times 2,7k = 6,75 \text{ [A}^{-1}\text{]}$$

\Rightarrow

$$I_{D_{J_2}}^3 - 10,255 \times I_{D_{J_2}}^2 + 27,077 \times I_{D_{J_2}} - 4,0031 \times 10^{-9} = 0$$

\Rightarrow

$$\boxed{I_{D_{J_2}} = 5,52 \text{ [mA]}}$$

Então:

$$V_{DS_{J_2}} = 24 - 5,52m \times 2,7k = 9,096 \text{ [V]}$$

e

$$V_{GS_{J_2}} = 13,84 - 2,7k \times 5,52m = -1,06135 \text{ [V]}$$

- Parâmetros incrementais:

$$g_{m_2} = 2\beta_2 (V_{GS_{J_2}} - V_{To2}) (1 + \lambda_2 V_{DS_{J_2}})$$

\Rightarrow

$$g_{m_2} = 2 \times 625\mu \times (4 - 1,0615) \times (1 + 0,0025 \times 9,096) = 3,7568 \text{ [mA/V]}$$

e

$$r_{ds_2} = \frac{1 + 0,0025 \times 9,096}{0,0025 \times 5,52m} = 74,112 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Capacitâncias das junções:

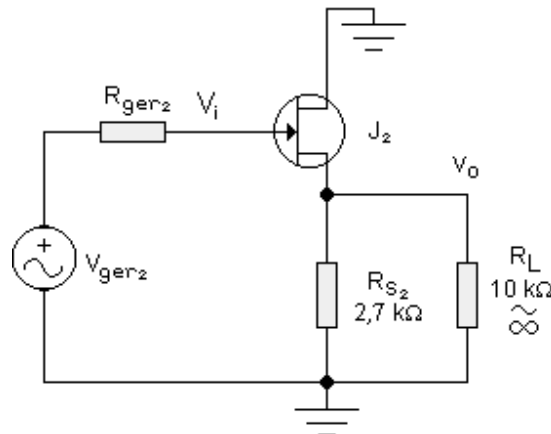


Figura 7.II – Circuito Equivalente AC ao Amplificador Dreno-Comum da Figura 7.I.

$$C_{gd_2} = \frac{C_{GD_2}}{\sqrt{1 + \frac{V_{DD} + V_{G_2}}{P_B}}} = \frac{5p}{\sqrt{1 + \frac{24 + 13,84}{1}}} = 1,497 \text{ [pF]}$$

e

$$C_{gs_2} = \frac{C_{GS_2}}{\sqrt{1 - \frac{V_{GS_{Q2}}}{P_B}}} = \frac{5p}{\sqrt{1 + \frac{1,06135}{1}}} = 3,4825 \text{ [pF]}$$

7.b – Grandezas elétricas:

$J_1 \Rightarrow$ O transistor J_1 está trabalhando como amplificador fonte-comum, com R_S desacoplada e em vazio, porque a carga de dreno é a porta de J_2 cuja resistência de entrada pode ser considerada infinita em regime permanente de baixas frequências.

- Ganho de tensão:

$$A_{v_1} = -\frac{g_{m_1} r_{ds_1} R_{D_1}^*}{r_{ds_1} + R_{D_1}^*} = -\frac{1,6155m \times 404,73k \times 10k}{404,73k + 10k} = -15,7654 \text{ [V/V]}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = R_{i_1} = R_G = 47 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de saída:

$$R_{o_1} = \frac{r_{ds_1} R_{D_1}}{r_{ds_1} + R_{D_1}} = \frac{404,73k \times 10k}{404,73k + 10k} = 9,75888 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Frequência de corte nas baixas:

- Polo de porta:

$$p_{G_1} = \frac{1}{2\pi C_G (R_{ger} + R_G)} = \frac{1}{2\pi \times 330n \times 47k} = 10,26 \text{ [Hz]}$$

- Polo de fonte:

$$p_{S_1} = \frac{r_{ds_1} + R_{D_1}^* + R_{S_1} \times (1 + g_{m_1} r_{ds_1})}{2\pi C_S R_{S_1} \times (r_{ds_1} + R_{D_1}^*)} = \frac{404,73k + 10k + 2,7k \times 654,84}{2\pi 100\mu \times 2,7k \times 414,73k} = 3,10 \quad [\text{Hz}]$$

$$z_{S_1} = \frac{1}{2\pi C_S R_{S_1}} = \frac{1}{2\pi 100\mu \times 2,7k} = 0,589 \text{ Hz}$$

$$f_{CB_1} = \sqrt{p_{G_1}^2 + p_{S_1}^2 - 2z_{S_1}^2} = \sqrt{10,26^2 + 3,1^2 - 2 \times 0,589^2}$$

\Rightarrow

$$f_{CB_1} = 10,688 \quad [\text{Hz}]$$

- Frequência de corte nas altas:

Com $R_{ger} = 0$, tem-se que:

$$f_{CA_1} = \frac{1}{2\pi C_{gd_1} R_{L_1}^*} = \frac{1}{2\pi 1,2979p \times 9,759k} = 12,5662 \quad [\text{MHz}]$$

$J_2 \Rightarrow$ O transistor J_2 está trabalhando como amplificador dreno-comum com resistência de gerador igual à resistência de saída do primeiro estágio ($R_{ger2} = R_{o1} = 9,759 \text{ k}\Omega$), como mostra a Figura 7.II. Então, tem-se que:

- Ganho de tensão em vazio:

$$A_{v_2} = \frac{g_{m_2} r_{ds_2} R_{S_2}^*}{r_{ds_2} + (1 + g_{m_2} r_{ds_2}) \times R_{S_2}^*} = \frac{3,757m \times 74,112k \times 2,7k}{74,112k + (1 + 3,757m \times 74,112k) \times 2,7k} = 0,9073 \quad [\text{V/V}]$$

- Ganho de tensão com $R_L = 10 \text{ k}\Omega$:

$$A_{v_2} = \frac{g_{m_2} r_{ds_2} R_{S_2}^*}{r_{ds_2} + (1 + g_{m_2} r_{ds_2}) \times R_{S_2}^*} = \frac{3,757m \times 74,112k \times 2,126k}{74,112k + (1 + 3,757m \times 74,112k) \times 2,126k} = 0,8859 \quad [\text{V/V}]$$

- Resistência de saída:

$$R_{o_2} = \frac{r_{ds_2} R_{S_2}}{r_{ds_2} + (1 + g_{m_2} r_{ds_2}) \times R_{S_2}} = \frac{74,112k \times 2,7k}{74,112k + (1 + 3,757m \times 74,112k) \times 2,7k} = 241,5055 \quad [\Omega]$$

- Frequência de corte nas baixas em vazio: como $R_L \rightarrow \infty$, então $f_{CB_2} = 0$.

- Frequência de corte nas baixas com $R_L = 10 \text{ k}\Omega$:

$$f_{CB_2} = \frac{1}{2\pi C_{S_2} (R_{o_2} + R_L)} = \frac{1}{2\pi 10\mu \times (241,5 + 10k)} = 1,55 \quad [\text{Hz}]$$

- Frequência de corte nas altas em vazio ($R_{i2} \rightarrow \infty$ e $R_L \rightarrow \infty$):

$$f_{CA_2} = \frac{R_{i_2} + R_{ger_2}}{2\pi R_{i_2} R_{ger_2} \left[C_{gd_2} \left(1 + \frac{A_{v_2} R_{D(AC)}}{R_S} \right) + (1 - A_{v_2}) C_{gs_2} \right]} = \frac{1}{2\pi R_{o_1} [C_{gd_2} + (1 - A_{v_2}) C_{gs_2}]}$$

⇒

$$f_{CA_2} = \frac{1}{2\pi 9,76k \times [1,497p + (1 - 0,9073) \times 3,4825p]} = 8,964 \text{ [MHz]}$$

- Frequência de corte nas altas com carga ($R_{G2} \rightarrow \infty$ e $R_L = 10 k\Omega$):

$$f_{CA_2} = \frac{1}{2\pi 9,76k \times [1,497p + (1 - 0,8859) \times 3,4825p]} = 8,61 \text{ [MHz]}$$

- Amplificador global:

- Ganho de tensão em vazio:

$$A_v = A_{v_1} \times A_{v_2} = -15,7654 \times 0,9073 = -14,304 \text{ [V/V]}$$

ou

$$A_v = 23,11 \text{ [dB] inversor}$$

- Ganho de tensão com carga de $10 k\Omega$:

$$A_v = A_{v_1} \times A_{v_2} = -15,7654 \times 0,8859 = -13,97 \text{ [V/V]}$$

ou

$$A_v = 22,90 \text{ [dB] inversor}$$

- Resistência de entrada:

$$R_i = 47 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Resistência de saída:

$$R_o = 241,5 \text{ [}\Omega\text{]}$$

7.c – Frequências de corte:

- Nas baixas:

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{f_{CB_1}^2 + f_{CB_2}^2 + \sqrt{f_{CB_1}^4 + f_{CB_2}^4 + 6 \times f_{CB_1}^2 \times f_{CB_2}^2}}{2}}$$

- Em vazio ($f_{CB2} = 0$):

$$f_{CB} = f_{CB_1} = 11,095 \text{ [Hz]}$$

- Com carga de $10 k\Omega$:

$$f_{CB} = \sqrt{\frac{11,095^2 + 1,55^2 + \sqrt{11,095^4 + 1,55^4 + 6 \times 11,095^2 \times 1,55^2}}{2}} = 11,3 \text{ [Hz]}$$

- Nas altas:

$$f_{CA} = \sqrt{\frac{-f_{CA_1}^2 - f_{CA_2}^2 + \sqrt{f_{CA_1}^4 + f_{CA_2}^4 + 6 \times f_{CA_1}^2 \times f_{CA_2}^2}}{2}}$$

- Em vazio:

$$f_{CA} \approx \sqrt{\frac{-12,57^2 - 8,962^2 + \sqrt{12,57^4 + 8,962^4 + 6 \times 12,57^2 \times 8,962^2}}{2}} \times 10^6 = 6,70 \text{ [MHz]}$$

- Com carga de $10 \text{ k}\Omega$:

$$f_{CA} \approx \sqrt{\frac{-12,57^2 - 8,61^2 + \sqrt{12,57^4 + 8,61^4 + 6 \times 12,57^2 \times 8,61^2}}{2}} \times 10^6 = 6,53 \text{ [MHz]}$$

- Conclusão:

O amplificador da Figura 7.1 possui alta resistência de entrada, baixa resistência de saída, largura de faixa estendida e ganho de tensão adequado para algumas aplicações práticas. Por não ser, no entanto, realimentado, a distorção harmônica do amplificador, notoriamente de 2º harmônico, é relativamente elevada. Como puderam ser constatados, pelo fato de possuir baixa impedância de saída, o ganho de tensão e a resposta em frequências são muito pouco afetados pela carga.

8. Amplificadores Diferenciais

Para os circuitos da Figura 8.1, calcular:

8.a – Os pontos de polarização dos três circuitos.

8.b – As grandezas elétricas dos amplificadores, para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o).

Dados: $J_1 \equiv J_2 \equiv J_3 \equiv \beta = 576,91420132 \mu A/V^2$; $V_{To} = -4 \text{ V}$ e $\lambda = 0,01667 \text{ V}^{-1} @ 27^\circ C$.

- Resolução:

8.a – Ponto de polarização:

- Circuito da Figura 8.1a:

Como os JFET's são idênticos e a fonte de corrente I_{SS} é ideal, então $I_{DQ1} = I_{DQ2} = I_{SS}/2 = 2,5 \text{ mA}$. Supondo que os JFET's estejam na região de saturação, pode-se escrever que:

$$I_{D_Q} = \beta \times (V_{GS_Q} - V_{To})^2 \times (1 + \lambda \times V_{DS_Q})$$

$$V_{GS_Q} = -V_S \quad \text{e} \quad V_{DS_Q} = V_{DD} - R_D I_{D_Q} - V_S = 12 - 2k \times 2,5m - V_S = 7 - V_S \quad [\text{V}]$$

\Rightarrow

$$2,5m = 576,91420132 \mu \times (-V_S + 4)^2 \times [1 + 0,01667 \times (7 - V_S)]$$

\Rightarrow

$$V_S = 2 \quad [\text{V}]$$

\Rightarrow

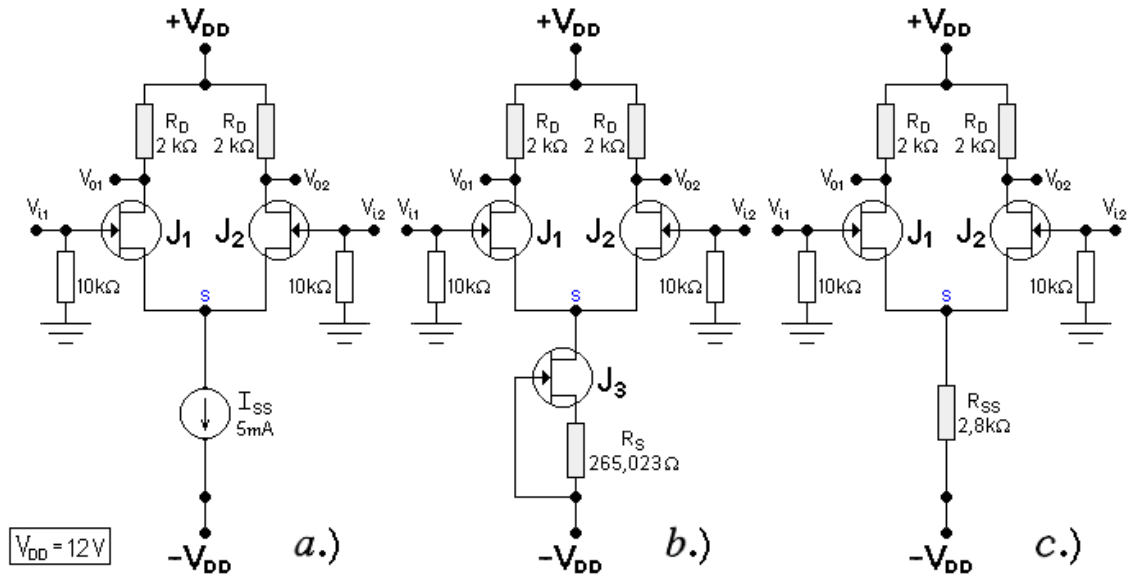


Figura 8.I – Amplificadores Diferenciais. a.) Com Fonte de Corrente de Lastro Ideal. b.) Com Fonte de Corrente de Lastro Real. c.) Com Resistor de Lastro.

$$I_{D_Q} = 2,5\text{mA} \quad ; \quad V_{DS_Q} = 5\text{V} \quad \text{e} \quad V_{GS_Q} = -2\text{V}$$

Obs.: Neste exercício, as correntes de lastro foram chamadas de I_{SS} , ao invés de I_o , e as resistências internas das fontes de corrente foram chamadas de R_{SS} , ao invés de r_{of} . Portanto, neste caso, $I_{SS} = I_o$ e $R_{SS} = r_{of}$.

- Circuito da Figura 8.Ib:

A corrente da fonte de corrente de lastro pode ser calculada pela seguinte equação [2]:

$$k_3 R_S^2 I_{SS}^3 - R_S (2k_1 k_3 + R_S k_2) I_{SS}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2R_S k_1 k_2 + \frac{1}{\beta} \right) I_{SS} - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = -V_{To3} = 4,0 \quad [\text{V}]$$

$$k_2 = 1 + \lambda_3 \times (V_S + V_{DD}) = 1 + 0,01667 \times (V_S + 12) \quad [-]$$

$$k_3 = \lambda_3 R_S = 0,01667 \times 265,023 = 4,41793341 \quad [\text{A}^{-1}]$$

E usando-se a equação de I_D do JFET J_1 na região pênodo, ou seja:

$$I_{SS} = \frac{2\beta_1 \times (-V_S - V_{To1})^2 \times [1 + \lambda_1 (V_{DD} - V_S)]}{1 + \beta_1 \lambda_1 \times (-V_S - V_{To1})^2 \times R_D}$$

Com: $\beta_3 = \beta_1 = 576,91420132 \mu\text{A/V}^2$; $V_{To3} = V_{To1} = -4 \text{ V}$; $\lambda_3 = \lambda_1 = 0,01667 \text{ V}^{-1}$; $V_{DD} = 12 \text{ V}$; $R_S = 265,023 \Omega$ e $R_D = 2 \text{ k}\Omega$. Executando-se o solve no sistema acima, tem-se que:

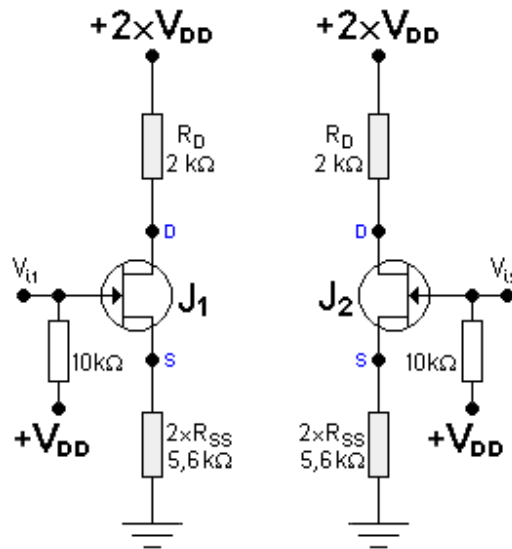


Figura 8.II – Circuito Equivalente DC ao Circuito da Figura 8.Ic.

$$V_S = 2 \text{ [V]} \text{ e } I_{SS} = 5 \text{ [mA]}$$

⇒

$$I_{D_Q} = 2,5 \text{ mA} \quad ; \quad V_{DS_Q} = 5 \text{ V} \quad \text{e} \quad V_{GS_Q} = -2 \text{ V}$$

- Circuito da Figura 8.Ic:

Para esse cálculo, o circuito da Figura 8.Ic deve ser desmembrado em dois, como mostra a Figura 8.II, e a fonte de alimentação deve ser deslocada em $+V_{DD}$. Nesse caso, a corrente de lastro pode ser calculada pela Equação 4.d, ou seja:

$$k_3 R_S^2 I_{D_Q}^3 - R_S (2k_1 k_3 + R_S k_2) I_{D_Q}^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2R_S k_1 k_2 + \frac{1}{\beta} \right) I_{D_Q} - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = V_G - V_{To} = 12 + 4 = 16 \text{ [V]}$$

$$k_2 = 1 + 2\lambda V_{DD} = 1 + 0,0167 \times 24 = 1,4 \text{ [-]}$$

$$k_3 = \lambda (R_D + R_S) = 0,01667 \times (2k + 5,6k) = 126,692 \text{ [A}^{-1}\text{]}$$

⇒ solve ⇒

$$I_{D_Q} = 2,5 \text{ mA} \quad ; \quad V_{DS_Q} = 5 \text{ V} \quad \text{e} \quad V_{GS_Q} = -2 \text{ V}$$

- Parâmetros incrementais:

Todos os JFET's (J_1 e J_2) da Figura 8.I possuem os mesmos parâmetros incrementais, pois suas grandezas quiescentes são as mesmas. Então:

$$g_m = 2\beta \times (V_{GS_Q} - V_{To}) \times (1 + \lambda \times V_{DS_Q}) = 2 \times 576,91420132 \mu \times (-2 + 4) \times (1 + 0,01667 \times 5)$$

⇒

$$g_m = 2,5 \text{ [mA/V]}$$

e

$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DSQ}}{\lambda \times I_{DQ}} = \frac{1 + 0,01667 \times 5}{0,01667 \times 2,5m}$$

⇒

$$r_{ds} = 25,9952 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

8.b – Grandezas Elétricas:

As grandezas elétricas dos amplificadores da Figura 8.I podem ser calculadas usando-se os circuitos equivalentes AC genéricos da Figura 8.III. Nesse circuito, R_{SS} é a resistência interna, vista pelo sinal AC, da fonte de corrente de lastro e vale: $R_{SS1} \rightarrow \infty$, para o circuito da Figura 8.Ia e $R_{SS3} = 2,8 \text{ k}\Omega$, para o circuito da Figura 8.Ic. Para o circuito da Figura 8.Ib, R_{SS} pode ser calculada pela seguinte equação [2]:

$$R_{SS2} = r_{d_o} = r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) \times R_S$$

Onde:

$$g_{m_3} = 2\beta_3 \times (V_{GSQ_3} - V_{To_3}) \times (1 + \lambda_3 V_{DSQ_3})$$

⇒

$$g_{m_3} = 2 \times 576,91420132 \mu \times (-5m \times 265,023 + 4) \times [1 + 0,01667 \times (14 - 5m \times 265,023)]$$

⇒

$$g_{m_3} = 3,738476 \text{ [mA/V]}$$

e

$$r_{ds_3} = \frac{1 + \lambda_3 V_{DSQ_3}}{\lambda_3 \times I_{DQ_3}} = \frac{1 + 0,01667 \times (14 - 5m \times 265,023)}{0,01667 \times 5m}$$

⇒

$$r_{ds_3} = 14,53258 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Então:

$$R_{SS2} = 14,53258k + (1 + 3,738476 \times 14,53258) \times 265,023$$

⇒

$$R_{SS2} = 29,19622 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

No amplificador da Figura 8.IIIa, a resistência de fonte (R_{Sequiv}) de J_1 , vista pelo sinal AC, é a associação em paralelo dos resistores R_{SS} e da resistência de entrada do amplificador porta-comum, formado por J_2 . Então:

$$R_{Sequiv} = \frac{(r_{ds} + R_D^*) \times R_{SS}}{r_{ds} + R_D^* + R_{SS} \times (1 + g_m r_{ds})}$$

8.b.1 – Modo-Diferencial: Os ganhos de tensão valem:

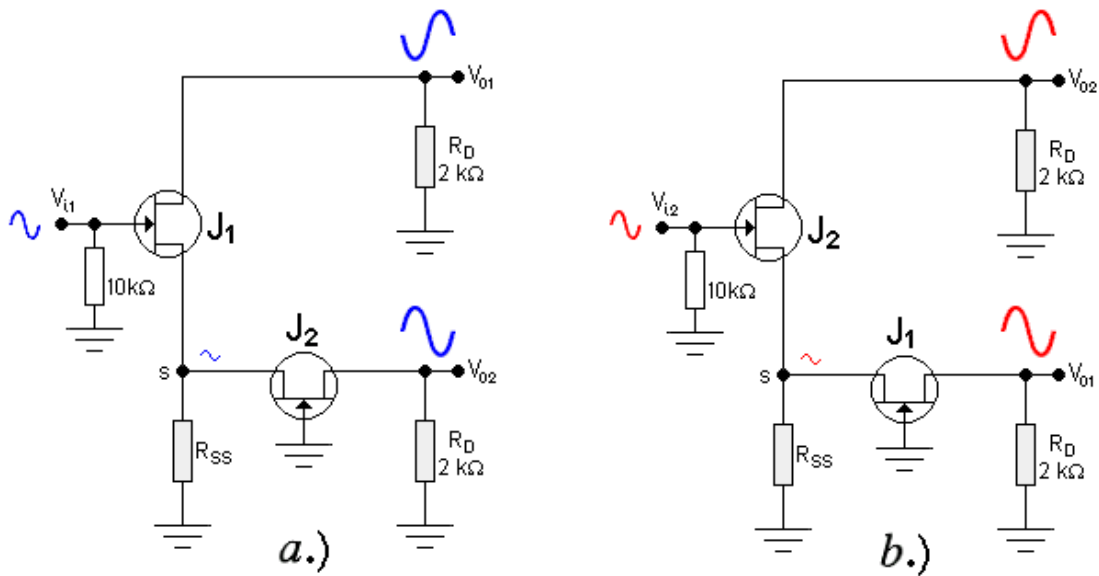


Figura 8.III – Circuitos Equivalentes AC aos Amplificadores da Figura 8.I. a.) Saídas Referentes à Entrada v_{i1} . b.) Saídas Referente à Entrada v_{i2} .

$$A_{v_{i1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = - \frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^* + R_{Sequiv} \times (1 + g_m r_{ds})}$$

e

$$A_{v_{i2}} = \frac{v_{o2}}{v_{i2}} = \frac{g_m r_{ds} R_{Sequiv}}{r_{ds} + R_D^* + R_{Sequiv} \times (1 + g_m r_{ds})} \times \frac{(1 + g_m r_{ds})}{r_{ds} + R_D^*} \times R_D^*$$

Da mesma maneira:

$$A_{v_{i2}} = \frac{v_{o2}}{v_{i2}} = - \frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^* + R_{Sequiv} \times (1 + g_m r_{ds})}$$

e

$$A_{v_{i1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{g_m r_{ds} R_{Sequiv}}{r_{ds} + R_D^* + R_{Sequiv} \times (1 + g_m r_{ds})} \times \frac{(1 + g_m r_{ds})}{r_{ds} + R_D^*} \times R_D^*$$

Em todos os casos:

$$R_D^* = R_D = 2,0 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Circuito da Figura 8.Ia:

Nesse caso a fonte de corrente I_{SS} é ideal e, portanto, $R_{SS} \rightarrow \infty$. Então:

$$R_{Sequiv} = \frac{r_{ds} + R_D^*}{1 + g_m r_{ds}} = \frac{25,9952k + 2k}{1 + 2,5 \times 25,9952} = 424,2468 \text{ } [\Omega]$$

Os ganhos de tensão valem, portanto:

- Entradas simples com saídas simples:

$$A_{v_{i1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = -2,3214 \quad [\text{V/V}]$$

$$A_{v_{i21}} = \frac{v_{o2}}{v_{i1}} = \frac{2,5 \times 25,9952 \times 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952) \times 2k}{[25,9952k + 2k + 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 27,9952k} = 2,3214 \quad [\text{V/V}]$$

$$A_{v_{i22}} = \frac{v_{o2}}{v_{i2}} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = -2,3214 \quad [\text{V/V}]$$

e

$$A_{v_{i12}} = \frac{v_{o1}}{v_{i2}} = \frac{2,5 \times 25,9952 \times 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952) \times 2k}{[25,9952k + 2k + 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 27,9952k} = 2,3214 \quad [\text{V/V}]$$

- Entradas diferenciais com saídas simples:

$$A_{v_1} = \frac{v_{o1}}{v_{i2} - v_{i1}} = 2 \times A_{v_{i1}} = 2 \times A_{v_{i21}} = 4,6428 \quad [\text{V/V}]$$

e

$$A_{v_2} = \frac{v_{o2}}{v_{i1} - v_{i21}} = 2 \times A_{v_{i22}} = 2 \times A_{v_{i12}} = 4,6428 \quad [\text{V/V}]$$

- Entradas diferenciais com saídas diferenciais:

$$A_{v_d} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{v_{i2} - v_{i1}} = 2 \times A_{v_1} = 2 \times A_{v_2} = 9,2856 \quad [\text{V/V}]$$

- Circuito da Figura 8.1b:

Nesse caso a fonte de corrente I_{SS} é real e $R_{SS} = 29,19622 \text{ k}\Omega$. Então:

$$R_{Sequív} = \frac{(r_{ds} + R_D^*) \times R_{SS}}{r_{ds} + R_D^* + R_{SS} \times (1 + g_m r_{ds})} = \frac{(25,9952k + 2k) \times 29,19622k}{25,9952k + 2k + 29,19622k \times 65,988} = 418,17 \quad [\Omega]$$

Os ganhos de tensão valem, portanto:

- Entradas simples com saídas simples:

$$A_{v_{i1}} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = -2,3381 \quad [\text{V/V}]$$

$$A_{v_{i21}} = \frac{v_{o2}}{v_{i1}} = \frac{2,5 \times 25,9952 \times 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952) \times 2k}{[25,9952k + 2k + 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 27,9952k} = 2,30465 \quad [\text{V/V}]$$

$$A_{v_{22}} = \frac{v_{o_2}}{v_{i_2}} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = -2,3381 \quad [\text{V/V}]$$

e

$$A_{v_{12}} = \frac{v_{o_1}}{v_{i_2}} = \frac{2,5 \times 25,9952 \times 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952) \times 2k}{[25,9952k + 2k + 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 27,9952k} = 2,30465 \quad [\text{V/V}]$$

- Entradas diferenciais com saídas simples:

$$A_{v_1} = \frac{v_{o_1}}{v_{i_2} - v_{i_1}} = A_{v_{11}} + A_{v_{21}} = 4,6428 \quad [\text{V/V}]$$

e

$$A_{v_2} = \frac{v_{o_2}}{v_{i_1} - v_{i_{21}}} = A_{v_{22}} + A_{v_{12}} = 4,6428 \quad [\text{V/V}]$$

- Entradas diferenciais com saídas diferenciais:

$$A_{v_d} = \frac{v_{o_1} - v_{o_2}}{v_{i_2} - v_{i_1}} = 2 \times A_{v_1} = 2 \times A_{v_2} = 9,2856 \quad [\text{V/V}]$$

- Circuito da Figura 8.1c:

Nesse caso não há fonte de corrente de lastro e $R_{SS} = 2,8 \text{ k}\Omega$. Então:

$$R_{Sequiv} = \frac{(r_{ds} + R_D^*) \times R_{SS}}{r_{ds} + R_D^* + R_{SS} \times (1 + g_m r_{ds})} = \frac{(25,9952k + 2k) \times 2,8k}{25,9952k + 2k + 2,8k \times 65,988} = 368,424 \quad [\Omega]$$

Os ganhos de tensão valem, portanto:

- Entradas simples com saídas simples:

$$A_{v_{11}} = \frac{v_{o_1}}{v_{i_1}} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = -2,4849 \quad [\text{V/V}]$$

$$A_{v_{21}} = \frac{v_{o_2}}{v_{i_1}} = \frac{2,5 \times 25,9952 \times 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952) \times 2k}{[25,9952k + 2k + 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 27,9952k} = 2,15792 \quad [\text{V/V}]$$

$$A_{v_{22}} = \frac{v_{o_2}}{v_{i_2}} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = -2,4849 \quad [\text{V/V}]$$

e

$$A_{v_{12}} = \frac{v_{o_1}}{v_{i_2}} = \frac{2,5 \times 25,9952 \times 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952) \times 2k}{[25,9952k + 2k + 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 27,9952k} = 2,15792 \quad [\text{V/V}]$$

- Entradas diferenciais com saídas simples:

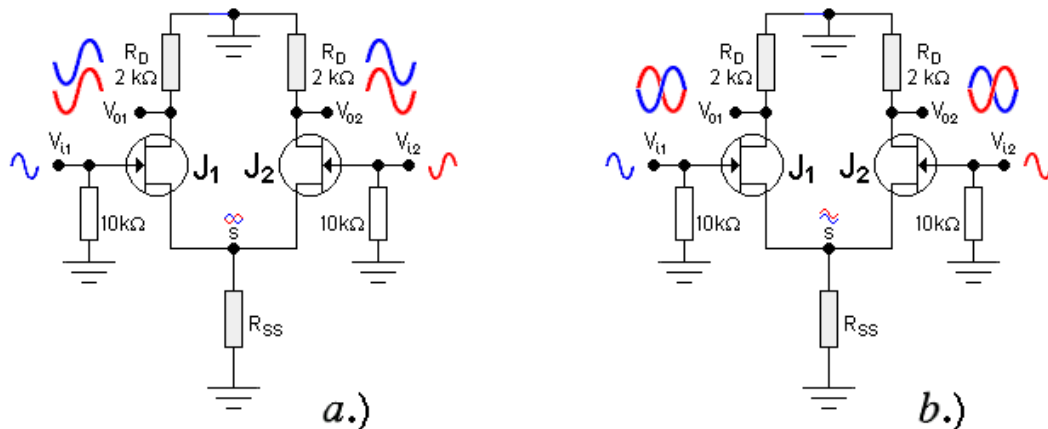


Figura 8.IV – Amplificadores Diferenciais. a.) Em Modo-Diferencial. b.) Em Modo-Comum.

$$A_{v_1} = \frac{v_{o_1}}{v_{i_2} - v_{i_1}} = A_{v_{11}} + A_{v_{21}} = 4,6428 \quad [\text{V/V}]$$

e

$$A_{v_2} = \frac{v_{o_2}}{v_{i_1} - v_{i_2}} = A_{v_{22}} + A_{v_{12}} = 4,6428 \quad [\text{V/V}]$$

- Entradas diferenciais com saídas diferenciais:

$$A_{v_d} = \frac{v_{o_1} - v_{o_2}}{v_{i_2} - v_{i_1}} = 2 \times A_{v_1} = 2 \times A_{v_2} = 9,2856 \quad [\text{V/V}]$$

- Conclusão:

Por esses cálculos pode-se notar que, embora a resistência interna da fonte de corrente de lastro influencie nos ganhos simples, os ganhos diferenciais dependem apenas do valor da corrente I_{SS} e da carga do amplificador. Os três amplificadores da Figura 8.I possuem, portanto, o mesmo ganho diferencial, independentemente do tipo de lastro usado, desde que a corrente I_{SS} seja a mesma em todos os casos. A Figura 8.IVa mostra o equivalente AC de um amplificador em modo-diferencial.

8.b.2 – Modo-Comum: A resistência equivalente de lastro (R_{SS}) não afeta os ganhos em modo-diferencial do amplificador diferencial, mas afeta os ganhos em modo-comum. A Figura 8.IVb mostra o equivalente AC de um amplificador em modo-comum. Se a fonte de corrente de lastro for ideal, como foi visto no item 8.b.1, as duas entradas transferem individualmente a mesma amplitude de sinal para as duas saídas. Se as entradas forem iguais, tanto em fase como em módulo, não haverá nenhuma transferência de sinal para as saídas e o ganho em modo-comum será nulo, isto é, $A_{vc} = 0$. A taxa de rejeição a modo-comum (*common mode rejection ratio*) é definida como:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right) \quad [\text{dB}]$$

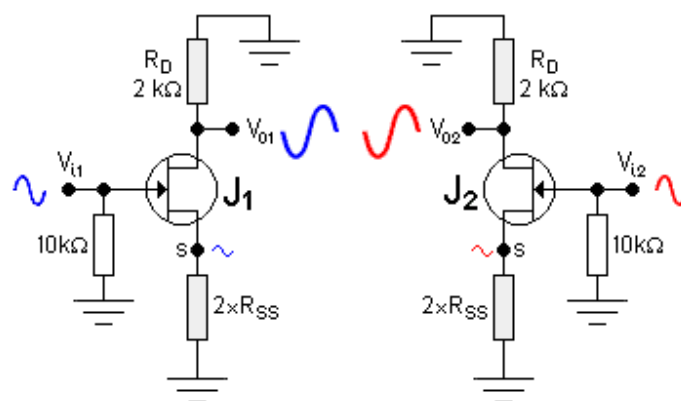


Figura 8.V – Circuito Equivalente ao Amplificador Diferencial da Figura 8.IVb, Usado no Cálculo de A_{vc} .

Se a fonte de corrente de lastro for ideal então: $CMRR \rightarrow \infty$. Em amplificadores práticos de alto rendimento deve-se ter $CMRR \geq 60 \text{ dB}$, isto é, o amplificador deve amplificar sinais em modo-diferencial acima de mil vezes mais do que os sinais em modo-comum.

- Cálculo do ganho em modo-comum:

Para calcular o ganho de tensão em modo-comum do amplificador da Figura 8.IVb, deve-se desmembrar o amplificador em dois, como mostra a Figura 8.V. Para esse amplificador o ganho vale:

$$A_{vc} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = -\frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^* + 2R_{SS} \times (1 + g_m r_{ds})}$$

- Circuito da Figura 8.Ia ($R_{SS} \rightarrow \infty$):

$$A_{vc} = 0 \text{ [V/V]}$$

- Circuito da Figura 8.Ib ($R_{SS} = 29,19622 \text{ k}\Omega$):

$$A_{vc} = -\frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^* + 2R_{SS} \times (1 + g_m r_{ds})} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 2 \times 29,19622k \times (1 + 2,5 \times 25,9952)}$$

$$\Rightarrow A_{vc} = -0,03349 \text{ [V/V]}$$

Como, para esse amplificador, $A_{vd} = -9,2856 \text{ V/V}$, então:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{9,2856}{0,03349} \right) = 48,86 \text{ [dB]}$$

- Circuito da Figura 8.Ic ($R_{SS} = 2,8 \text{ k}\Omega$):

$$A_{vc} = -\frac{g_m r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^* + 2R_{SS} \times (1 + g_m r_{ds})} = -\frac{2,5 \times 25,9952 \times 2k}{25,9952k + 2k + 2 \times 2,8k \times (1 + 2,5 \times 25,9952)}$$

$$\Rightarrow$$

$$A_{v_c} = -0,327 \quad [\text{V/V}]$$

Como, para esse amplificador, $A_{vd} = -9,2856 \text{ V/V}$, então:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{9,2856}{0,327} \right) = 29,07 \quad [\text{dB}]$$

- $CMRR$:

A taxa de rejeição a modo-comum de um amplificador como o da Figura 8.IVb pode ser calculada pela seguinte equação genérica:

$$CMRR = 20 \log \left[2 \times \frac{r_{ds} + R_D^* + 2R_{SS} \times (1 + g_m r_{ds})}{r_{ds} + R_D^*} \right] \quad [\text{dB}]$$

- Conclusão:

Os três amplificadores analisados neste exercício apresentam o mesmo ganho diferencial, mas ganhos em modo-comum diferentes. Os três possuem ganho baixo em modo-diferencial e as taxas de rejeição a modo-comum dos amplificadores das Figuras 8.Ib e 8.Ic são consideradas insatisfatórias. Para que o circuito da Figura 8.Ib tenha uma taxa de rejeição a modo-comum adequada, deve-se fazer com que $R_{SS} \geq 106 \text{ k}\Omega$. O circuito da Figura 8.Ic possui os atrativos da simplicidade e do baixo custo, mas o seu desempenho é sofrível em termos de rejeição a modo-comum.

- Resistências de entrada:

Todos os amplificadores da Figura 8.I possuem as mesmas resistências de entrada, que valem: $R_i = 10 \text{ k}\Omega$.

- Resistências de saída:

As resistências de saída valem:

$$R_o = \frac{[r_{ds} + R_{Sequiv} \times (1 + g_m r_{ds})] \times R_D}{r_{ds} + R_D + R_{Sequiv} \times (1 + g_m r_{ds})}$$

- Circuito da Figura 8.Ia ($R_{Sequiv} = 424,2468 \text{ }\Omega$):

$$R_o = \frac{[25,9952 \text{ k} + 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 2 \text{ k}}{25,9952 \text{ k} + 2 \text{ k} + 424,2468 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = 1,92856 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Circuito da Figura 8.Ib ($R_{Sequiv} = 418,17 \text{ }\Omega$):

$$R_o = \frac{[25,9952 \text{ k} + 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 2 \text{ k}}{25,9952 \text{ k} + 2 \text{ k} + 418,17 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = 1,92804 \quad [\text{k}\Omega]$$

- Circuito da Figura 8.Ic ($R_{Sequiv} = 368,424 \text{ }\Omega$):

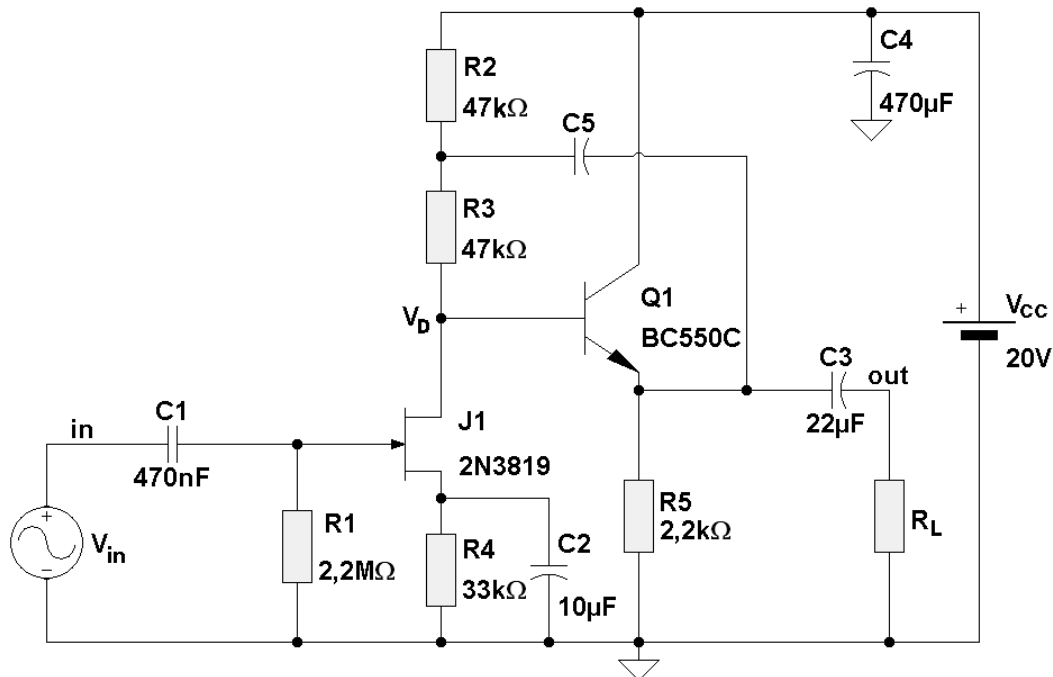


Figura 9.I – Circuito Analisado no Exercício 9.

$$R_o = \frac{[25,9952k + 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)] \times 2k}{25,9952k + 2k + 368,424 \times (1 + 2,5 \times 25,9952)} = 1,92353 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

As resistências de saída, que dependem muito de R_D , são quase iguais em todas as saídas.

9. Amplificador BiFet em Cascata com *Bootstrap*

Para o circuito da Figura 9.I, calcular:

9.a – O ponto de polarização.

9.b – As grandezas elétricas do amplificador em vazio ($R_L \rightarrow \infty$), para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o), com $C_5 = 0$.

9.c – As grandezas elétricas do amplificador em vazio ($R_L \rightarrow \infty$), para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o), com $C_5 = 22 \mu F$.

Dados: $J_1 \equiv \beta = 1,304 \text{ mA/V}^2$; $V_{To} = -3 \text{ V}$ e $\lambda = 0,002175 \text{ V}^{-1}$.

$Q_1 \equiv \beta = 629,1$; $\beta_{AC} = 620,37$; $V_{BE} = 0,698 \text{ V}$; $V_{AF} = 23,905 \text{ V}$ e $N_F = 1,02988$ @ 27°C .

- Resolução:

9.a – Ponto de polarização:

Para o *JFET* da Figura 9.I, valem as equações:

$$I_D = \beta_j \times (V_{GS} - V_{To})^2 \times (1 + \lambda V_{DS}) \quad (9.a)$$

Onde:

$$V_{GS} = -R_4 I_D \quad (9.b)$$

e

$$V_{DS} = V_D - R_4 I_D \quad (9.c)$$

Na malha de base do *BJT* pode-se equacionar:

$$\frac{V_{CC} - V_D}{R_D} = I_D + \frac{I_C}{\beta} \quad (9.d)$$

e

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \times \frac{V_D - V_{BE}}{R_E} \quad (9.e)$$

Onde:

$$R_D = R_2 + R_3 = 94k\Omega \quad e \quad R_E = R_5 = 2,2k\Omega$$

Isolando-se o valor de V_D na Equação 9.d, obtém-se:

$$V_D = \frac{R_D V_{BE} + (\beta + 1) \times (V_{CC} - R_D I_D) R_E}{R_D + (\beta + 1) R_E} \quad (9.f)$$

As Equações 9.a, 9.b, 9.c, 9.e e 9.f formam um sistema de cinco equações e cinco incógnitas (V_D , V_{DS} , V_{GS} , I_C e I_D) perfeitamente resolvível. Com $\beta_j = 1,304 \text{ mA/V}^2$; $V_{To} = -3 \text{ V}$; $\lambda = 0,002175 \text{ V}^{-1}$; $\beta = 629,1$; $V_{BE} = 0,698 \text{ V}$; $N_F = 1,02988$ e $V_{CC} = 20 \text{ V}$, resulta:

$$\boxed{I_{D_Q} = 83,321 \mu A}$$

$$V_{GS_Q} = -2,75 \text{ V} \quad e \quad V_{DS_Q} = 8,69 \text{ V}$$

$$\boxed{I_{C_Q} = 4,875 \text{ mA}}$$

$$V_{CE_Q} = 9,259 \text{ V} \quad e \quad V_{BE_Q} = 0,698 \text{ V}$$

- Parâmetros incrementais do *JFET*:

$$g_{m_j} = 2 \times \beta_j \times (V_{GS_Q} - V_{To}) \times (1 + \lambda V_{DS_Q}) = 2,608 \text{ m} \times 0,25 \times 1,0189 = 665,443 \quad [\mu A/V]$$

$$r_{ds} = \frac{(1 + \lambda V_{DS_Q})}{\lambda I_{D_Q}} = \frac{1,0189}{2,175 \text{ m} \times 83,321 \mu} = 5,622 \quad [M\Omega]$$

- Parâmetros incrementais do *BJT*:

$$g_m = \frac{I_{C_Q}}{N_F V_t} = \frac{4,875m}{1,0988 \times 25,865m} = 0,183 \quad [A/V]$$

$$r_\pi = \frac{\beta_{AC}}{g_m} = \frac{620,37}{0,183} = 3,39 \quad [k\Omega]$$

$$r_o = \frac{V_{AF} + V_{CE_Q} - V_{BE_Q}}{I_{C_Q}} = \frac{23,905 + 9,259 - 0,698}{4,875m} = 6,66 \quad [k\Omega]$$

9.b – Grandezas elétricas do amplificador em vazio ($R_L \rightarrow \infty$), para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o), com $C_5 = 0$:

9.b.1 – Resistência de entrada do amplificador:

$$R_i = R_1 = 2,2 \quad [M\Omega]$$

9.b.2 – Resistência de entrada do segundo estágio (*CC*), vista na base de Q_1 :

$$R_i^* = R_{L1} = r_\pi + \frac{r_o \times (1 + g_m r_\pi)}{r_o + R_5} \times R_5 = 3,39k + \frac{6,66k \times 621,37}{6,66k + 2,2k} \times 2,2k = 1,031 \quad [M\Omega]$$

\Rightarrow

$$R_D^* = \frac{94k \times 1,031M}{94k + 1,031M} = 86,145 \quad [k\Omega]$$

9.b.3 – Ganho de tensão do primeiro estágio (*CS*):

$$A_{v1} = -\frac{g_{m_j} r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^*} = -\frac{665,443\mu \times 5,622M \times 86,145k}{5,622M + 86,145k} = -56,46 \quad [V/V]$$

9.b.4 – Resistência de saída do primeiro estágio (*CS*):

$$R_{o1} = R_{ger2} = \frac{r_{ds} \times R_D}{r_{ds} + R_D} = \frac{5,622M \times 94k}{5,622M + 94k} = 92,45 \quad [k\Omega]$$

9.b.5 - Ganho de tensão do segundo estágio (*CC*):

$$A_{v2} = \frac{r_o \times (1 + g_m r_\pi) \times R_5}{r_o \times (1 + g_m r_\pi) \times R_5 + r_\pi \times (r_o + R_5)} = \frac{6,66k \times 621,37 \times 2,2k}{6,66k \times 621,37 \times 2,2k + 3,39k \times (6,66k + 2,2k)} = 0,9967$$

9.b.6 – Resistência de saída do amplificador:

$$r_\pi' = R_{ger2} + r_\pi = 92,45k + 3,39k = 95,84 \quad [k\Omega]$$

$$R_o = \frac{r_\pi' R_5 r_o}{r_\pi' (R_5 + r_o) + R_5 r_o (1 + g_m r_\pi)} = \frac{95,84k \times 2,2 \times 6,66}{95,84 \times (2,2 + 6,66) + 2,2 \times 6,66 \times 621,37} = 141,1 \quad [\Omega]$$

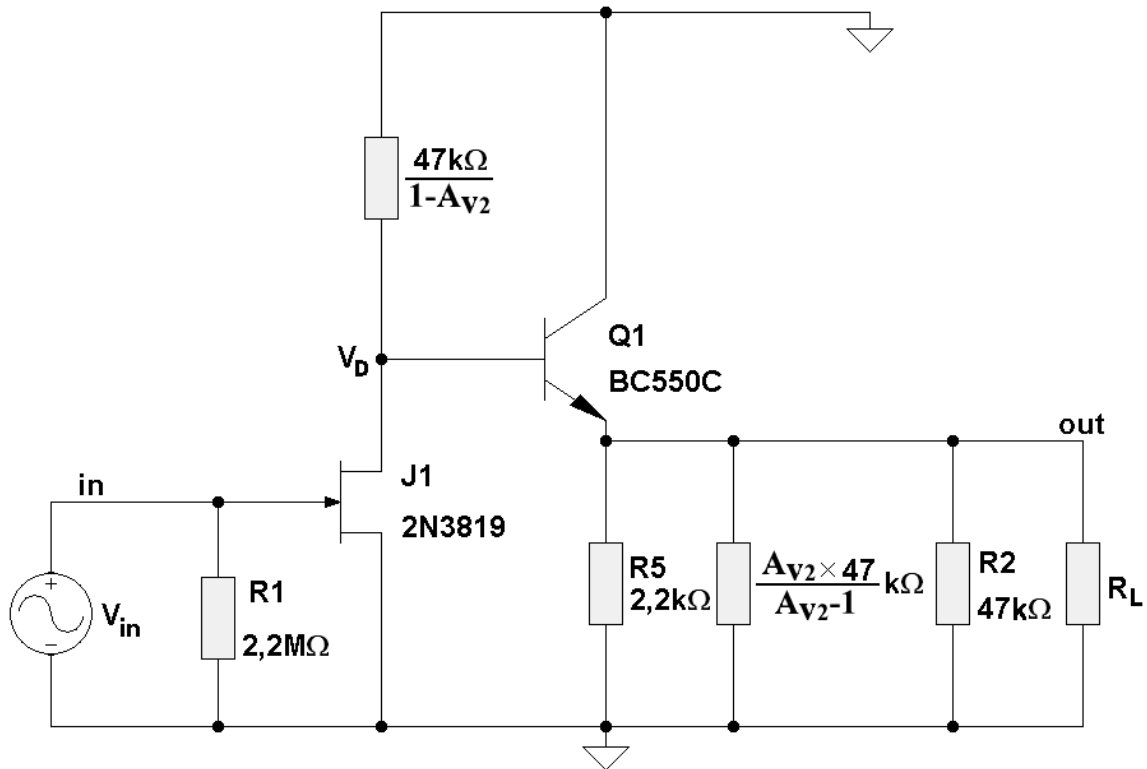


Figura 9.II – Equivalente AC ao Circuito da Figura 9.I, Após a Aplicação do Teorema de Miller.

9.b.7 – Ganho de tensão do amplificador:

$$A_v = -56,46 \times 0,9967 = -56,27 \quad [\text{V/V}]$$

9.b.8 – Conclusão:

O amplificador da Figura 9.I, sem *bootstrap*, isto é, com $C_5 = 0$, apresenta alta resistência de entrada, baixa resistência de saída e ganho de tensão baixo, ou seja:

$$A_v = 56,27 \text{ _inversor} \quad [\text{V/V}] \quad ; \quad R_i = 2,2 \quad [\text{M}\Omega] \quad \text{e} \quad R_o = 141,1 \quad [\Omega]$$

9.c – Grandezas elétricas do amplificador em vazio ($R_L \rightarrow \infty$), para pequenos sinais e baixas frequências (A_v , R_i e R_o), com $C_5 = 22 \mu\text{F}$:

Com a presença do capacitor C_5 , o ponto de junção entre os resistores R_2 e R_3 é colocado em curto-circuito com o emissor de Q_1 , para uma grande gama de frequências. Assim, o resistor R_2 é rebatido para a saída e fica ligado entre o emissor de Q_1 e o terminal de terra, como mostra o circuito equivalente AC da Figura 9.II. O resistor R_3 , por sua vez, é rebatido tanto para a entrada como para a saída, segundo o Teorema de Miller. O circuito equivalente AC, desenhado na Figura 9.II, mostra esses resistores que valem:

$$R_{saída} = \frac{A_{v2} \times R_3}{A_{v2} - 1} \quad \text{e} \quad R_{entrada} = \frac{R_3}{1 - A_{v2}}$$

Onde A_{v2} é o ganho de tensão do segundo estágio (CC). Assim, a carga do segundo estágio torna-se igual a: $R_E^* = R_5 // R_2 // R_L // R_{saída}$. Em vazio ($R_L \rightarrow \infty$), têm-se, então:

$$\frac{R_5 \times R_2}{R_5 + R_2} = \frac{2,2k \times 47k}{2,2k + 47k} = 2,1k\Omega \quad e \quad R_E^* = \frac{2,1k \times 47k \times A_{v2}}{49,1k \times A_{v2} + 2,1k} = \frac{98,776k \times A_{v2}}{49,1 \times A_{v2} + 2,1}$$

9.c.1 – Resistência de entrada do segundo estágio (CC), vista na base de Q_1 :

$$R_i^* = R_{L1} = r_\pi + \frac{r_o \times (1 + g_m r_\pi)}{r_o + R_E^*} \times R_E^* = 3,39k + \frac{4,0877 \times 10^8 \times A_{v2}}{13,996 + 327 A_{v2}}$$

9.c.2 - Ganho de tensão do segundo estágio (CC):

$$A_{v2} = \frac{r_o \times (1 + g_m r_\pi) \times R_E^*}{r_o \times (1 + g_m r_\pi) \times R_E^* + r_\pi \times (r_o + R_E^*)} = \frac{6,66k \times 621,37 \times R_E^*}{6,66k \times 621,37 \times R_E^* + 3,39k \times (6,66k + R_E^*)}$$

como:

$$R_E^* = \frac{98,776k \times A_{v2}}{49,1 \times A_{v2} + 2,1}$$

\Rightarrow

$$A_{v2} = 0,9966[V/V] \quad ; \quad R_E^* = 2,10[k\Omega] \quad e \quad R_i^* = 996,15[k\Omega]$$

9.c.3 – Carga do primeiro estágio:

$$R_{Dequiv} = \frac{R_3}{1 - A_{v2}} = \frac{47k}{1 - 0,9966} = 13,811 \quad [M\Omega]$$

\Rightarrow

$$R_D^* = \frac{R_{Dequiv} \times R_i^*}{R_{Dequiv} + R_i^*} = \frac{13,811M \times 996,15k}{13,811M + 996,15k} = 929,135 \quad [k\Omega]$$

9.c.4 – Ganho de tensão do primeiro estágio (CS):

$$A_{v1} = -\frac{g_{m1} r_{ds} R_D^*}{r_{ds} + R_D^*} = -\frac{665,443\mu \times 5,622M \times 929,135k}{5,622M + 929,135k} = -530,6 \quad [V/V]$$

9.c.5 – Resistência de saída do primeiro estágio (CS):

$$R_{o1} = R_{ger2} = \frac{r_{ds} \times R_{Dequiv}}{r_{ds} + R_{Dequiv}} = \frac{5,622M \times 13,811M}{5,622M + 13,811M} = 3,996 \quad [M\Omega]$$

9.c.6 – Resistência de saída do amplificador:

O cálculo dessa grandeza é feito pela seguinte equação [3]:

$$R_o = \frac{r'_\pi R_{E_2}^*}{(1 + g_m r_\pi^*) \times R_{E_2}^* + r'_\pi}$$

Onde:

$$r_\pi^* = \frac{r_\pi \times R_3}{r_\pi + R_3} = \frac{3,39k \times 47k}{3,39k + 47k} = 3,162 \quad [\text{k}\Omega]$$

$$r'_\pi = r_{ds} + r_\pi^* = 5,622M + 3,162k = 5,626 \quad [\text{M}\Omega]$$

e

$$R_{E_2}^* = \frac{r_o R_5 R_2}{R_5 R_2 + r_o \times (R_5 + R_2)} = \frac{6,66k \times 2,2k \times 47k}{2,2k \times 47k + 6,66k \times (2,2k + 47k)} = 1,5975 \quad [\text{k}\Omega]$$

\Rightarrow

$$R_o = \frac{5,626M \times 1,5975k}{(1 + 0,183 \times 3,162k) \times 1,5975k + 5,626M} = 1,37 \quad [\text{k}\Omega]$$

9.c.7 – Ganho de tensão do amplificador:

$$A_v = -530,6 \times 0,9966 = -528,8 \quad [\text{V/V}]$$

9.c.8 – Resistência de entrada do amplificador:

$$R_i = R_1 = 2,2 \quad [\text{M}\Omega]$$

9.c.9 – Conclusão:

O amplificador da Figura 9.I, com *bootstrap*, isto é, com $C_5 = 22 \mu F$, apresenta alta resistência de entrada, resistência de saída relativamente baixa e ganho de tensão alto, ou seja:

$$\boxed{A_v = 528,8_inversor} [\text{V/V}] \quad ; \quad \boxed{R_i = 2,2} [\text{M}\Omega] \quad \text{e} \quad \boxed{R_o = 1,37} [\text{k}\Omega]$$

Conclui-se, então, que, com a adição de um simples capacitor adequado (C_5), o circuito passa a ter um ganho cerca de dez vezes maior do que o original e, conseqüentemente, pode ser usado em circuitos realimentados negativamente. A resistência de saída também cresce em cerca de dez vezes. A resistência de entrada, no caso, não se altera.

O circuito da Figura 9.I pode ser usado em estágios de pré-amplificação de áudio de bom desempenho, com ganhos em malha fechada de até -20 V/V [26 dB], aproximadamente.

10. Amplificador CS com Carga Ativa

Analisando o circuito da Figura 10:

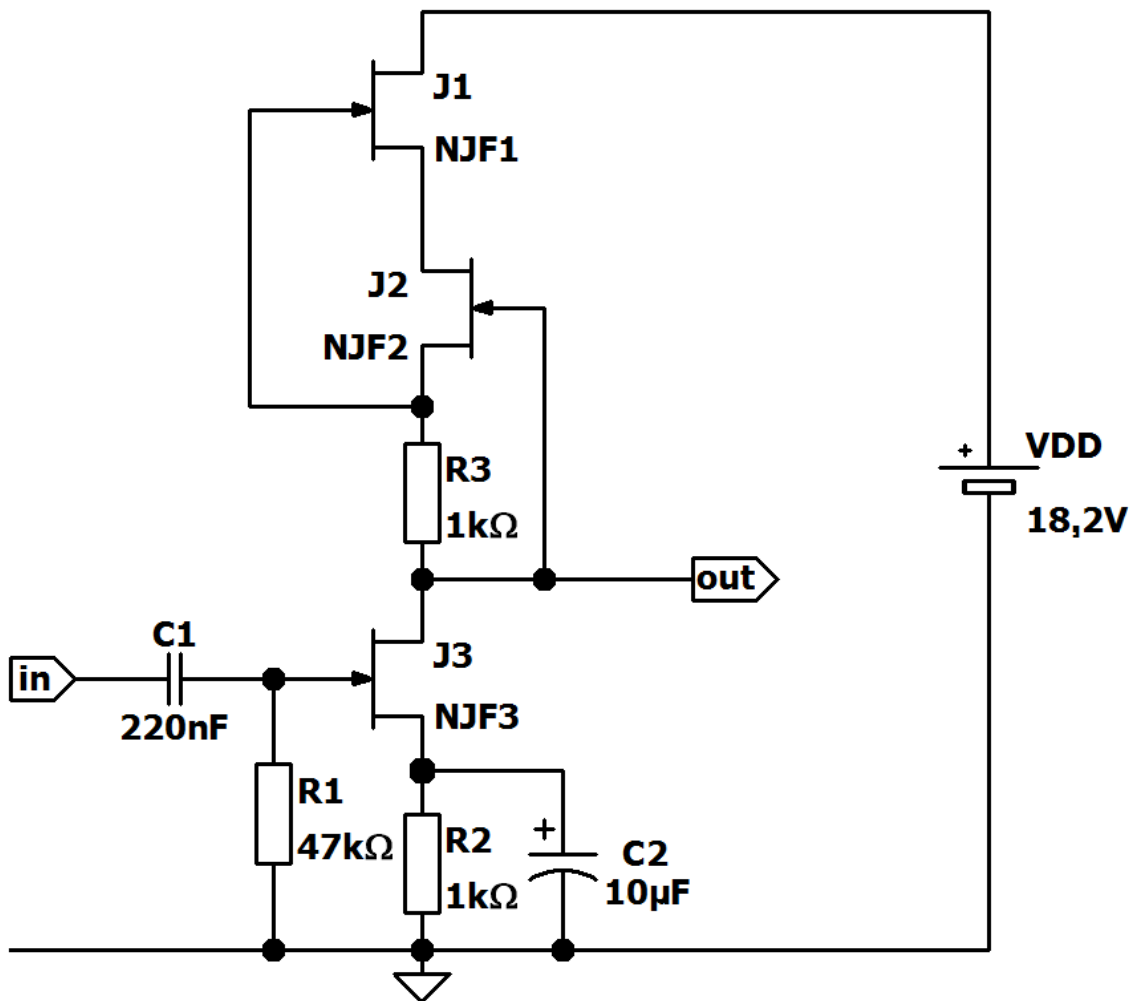


Figura 10 – Circuito Analisado na 10ª Exercício.

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

Dados: **NJF1:** $\beta = 411,522633581\text{ }\mu\text{A/V}^2$; $V_{To} = -2,5\text{ V}$ e $\lambda = 0,010\text{ V}^{-1}$.

NJF2: $\beta = 1,52439024391\text{ mA/V}^2$; $V_{To} = -1,8\text{ V}$ e $\lambda = 0,025\text{ V}^{-1}$.

NJF3: $\beta = 932,835820897\text{ }\mu\text{A/V}^2$; $V_{To} = -2,0\text{ V}$; $\lambda = 0,010\text{ V}^{-1}$;

$C_{GS} = C_{GD} = 5,35\text{ pF}$; $P_B = 1\text{ V}$ e $m = 0,4069$.

@ 27°C.

- Resolução:

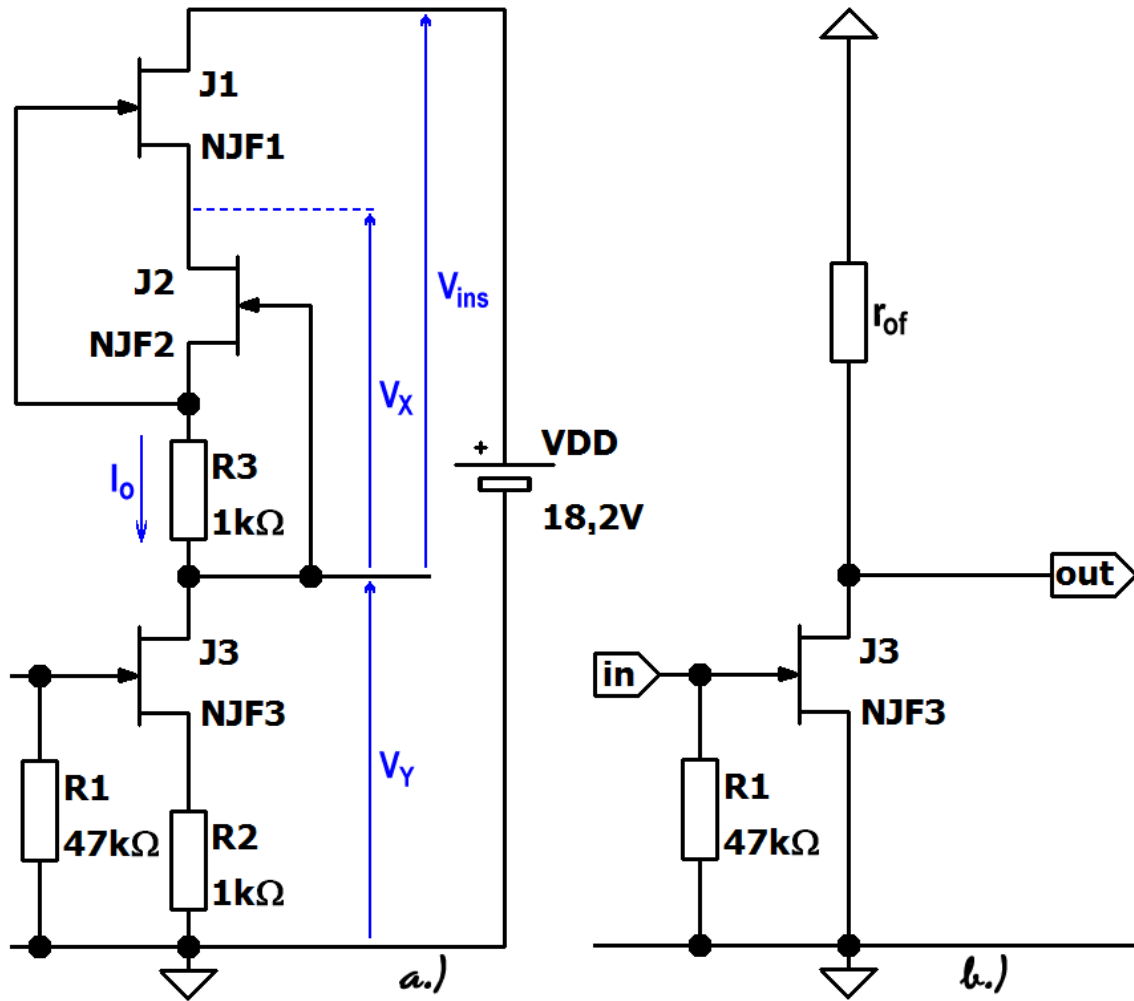


Figura 10b - a.) Circuito DC Usado Para Calcular o Ponto Quiescente. b.) Circuito Equivalente AC.

a.) Ponto quiescente:

Analisando-se o circuito da Figura 10b-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:

$$I_o = \beta_1 \times (-V_X + R_3 I_o - V_{To1})^2 \times [1 + \lambda_1 (V_{ins} - V_X)]$$

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

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

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

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

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

Da equação de J_3 :

$$V_Y = V_{DD} - V_{ins} = \frac{I_o}{\lambda_3 \beta_3 (-R_2 I_o - V_{To3})^2} - \frac{1}{\lambda_3} + R_2 I_o$$

\Rightarrow

$$V_{ins} = V_{DD} - \frac{I_o}{\lambda_3 \beta_3 (-R_2 I_o - V_{To3})^2} + \frac{1}{\lambda_3} - R_2 I_o \quad (2.2)$$

$$I_o = \beta_1 \times (-V_X + R_3 I_o - V_{To1})^2 \times [1 + \lambda_1 (V_{ins} - V_X)] \quad (2.3)$$

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:

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

Assim:

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

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

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

$$g_{m1} = 1,333 \text{ mA/V} ; g_{m2} = 2,5 \text{ mA/V} ; g_{m3} = 2,0 \text{ mA/V}$$

e

$$r_{ds1} = 108 \text{ k}\Omega ; r_{ds2} = 41 \text{ k}\Omega ; r_{ds3} = 107,2 \text{ k}\Omega$$

A resistência interna da fonte vale:

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

\Rightarrow

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

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

O circuito equivalente AC do amplificador está apresentado na Figura 10b-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:

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

\Rightarrow

$$\boxed{A_v = -213,3068 \text{ V/V}} \quad [46,5801 \text{ dB, inversor}]$$

- Resistência de saída:

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

⇒

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

- Resistência de entrada:

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

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

- Frequência de corte nas altas:

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

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

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

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

⇒

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

- Frequência de corte nas baixas:

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

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

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

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

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

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.

- Referências

1. P. R. Veronese, JFET – Resumo da Teoria, SEL314, Rev. 14, 2013.
2. P. R. Veronese, JFET – Fontes de Corrente Constante, SEL314, Rev. 6, 2013.
3. P. R. Veronese, Eletrônica Básica, Amplificadores Analógicos, Exercícios, Rev. 4, 2013.