

Polytech'Montpellier - ERII 4
M2 EEA - Systèmes Microélectroniques

Circuits Intégrés Analogiques

TD Chapitre II - Physique du composant,
Modèles, Simulation & Structures Élémentaires

Pascal Nouet - Janvier 2010

nouet@lirmm.fr



2.1. Rappels de physique du composant



1°) On dope du silicium intrinsèque avec du bore à une concentration de 10^{20} atomes/cm³. A 311K, quelles seront les densités de trous et d'électrons que l'on trouvera dans le silicium ?

- Dopage Bore → trous libres en excès
→ charge positive ou accepteurs → type P

- Densité de trous : $N_A = 10^{20} \text{ h/cm}^3$

- Densité de porteurs du Si intrinsèque : $n_i = 3 \cdot 10^{10} / \text{cm}^3 @ 311K$

- Densité d'électrons : $n_p = \frac{n_i^2}{N_A} = 9 e^- / \text{cm}^3$

2.1. Rappels de physique du composant



2°) On réalise une diffusion P+ ($N_A = 10^{19} \text{ h/cm}^3$) dans un puit N ($N_D = 10^{16} \text{ e-/cm}^3$) afin de réaliser une jonction P+N. Calculer le potentiel de jonction à température ambiante (300K).

$$\Phi_0 = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} (J.K^{-1}) T}{1,6 \cdot 10^{-19} (C)} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) = 0,87V$$

2.1. Rappels de physique du composant



3°) Calculer ensuite la largeur de la zone de déplétion naturellement obtenue ($V_r = 0$) ainsi que celle que l'on obtient avec une polarisation inverse de 5 Volts.

Cas d'une diode P+N ($N_A \gg N_D$) - ZCE dans la zone la moins dopée

$$X_n \cong \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon_r \Phi_0}{q} \frac{N_A}{N_D (N_A + N_D)}} \rightarrow \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon_r \Phi_0}{q} \frac{1}{N_D}}$$

$$X_n \cong \sqrt{\frac{2 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14} (F/cm) \cdot 11,8 \cdot 0,87}{1,6 \cdot 10^{-19} (C)} \frac{1}{10^{16} (cm^{-2})}} = 3,37 \cdot 10^{-5} cm = 0,337 \mu m$$

Cas d'une polarisation inverse de 5Volts → s'ajoute au potentiel de jonction

$$X_n (V_r = 5V) \cong \sqrt{\frac{2 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14} (F/cm) \cdot 11,8 \cdot 5,87}{1,6 \cdot 10^{-19} (C)} \frac{1}{10^{16} (cm^{-2})}} = 0,876 \mu m$$

2.2. Modélisation du MOS



1°) Calculer λ pour ce transistor lorsque $V_{ds} = V_{eff}$. En déduire la valeur de r_{ds} pour le modèle petit-signal du MOS et la valeur de I_{ds} pour $V_{ds} = V_{eff} = 0,5V$ en supposant r_{ds} constant.

$$k_{ds} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon_r}{q N_A}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14} (F/cm) \cdot 11,8}{1,6 \cdot 10^{-19} (C)} \frac{1}{10^{16} (cm^{-2})}} = 0,361 \mu m / \sqrt{V}$$

$$\lambda (V^{-1}) = \frac{0,361}{2L(\mu m) \sqrt{V_{ds} - V_{eff} + \Phi_0}} \text{ avec } \Phi_0 = 0,87V$$

$$\lambda (V^{-1}) = \frac{0,361}{2 \cdot 2(\mu m) \sqrt{0,87}} = 0,097 \Rightarrow r_{ds} \cong \frac{1}{\lambda I_{dsat}} = \frac{1}{0,097 \cdot 73,6 \mu A} = 140k\Omega$$

$$I_{ds} = I_{dsat} [1 + \lambda (V_{ds} - V_{eff})] = 73,6 \mu A \cdot (1 + 0,097 \cdot 0,5) = 77,2 \mu A$$

2.2. Modélisation du MOS



2°) Soit un transistor NMOS de dimensions $W = 20 \mu m$ et $L = 2 \mu m$, calculer I_{dsat} lorsque $V_{ds} = V_{eff}$ avec :

$$\mu_n C_{ox} = 92 \mu A / V^2 ; V_{gs} = 1,2V ; V_m = 0,8V$$

$$I_{dsat} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} V_{eff}^2 \text{ avec } V_{eff} = V_{gs} - V_m$$

$$V_{eff} = V_{gs} - V_m = 0,4V$$

$$I_{dsat} = \frac{92 \mu A / V^2}{2} \cdot 10 \cdot 0,4^2 = 73,6 \mu A$$

2.2. Modélisation du MOS

3°) Calculer I_{ds} avec le modèle fort signal lorsque $V_{ds}-V_{eff} = 0,5V$. On donne :

$$\lambda(V^{-1}) = \frac{0,381}{2L(\mu m)}$$

$$I_{ds} = I_{dsat} [1 + \lambda(V_{ds} - V_{eff})] \text{ avec } \lambda = \frac{0,381}{2 \cdot 2(\mu m)} = 0,095V^{-1}$$

$$I_{ds} = 73,6\mu A \cdot (1 + 0,095 \cdot 0,5) = 77,1\mu A$$

2.2. Modélisation du MOS

4°) Calculer r_{ds} pour le modèle petit-signal du MOS et en déduire la variation de I_{ds} pour une variation de V_{ds} de 0,5V.

$$r_{ds} \cong \frac{1}{\lambda I_{dsat}} = \frac{1}{0,095 \cdot 73,6\mu A} = 143k\Omega$$

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} = \frac{1}{r_{ds}} \Rightarrow \Delta I_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} \cdot \Delta V_{ds} = \frac{0,5}{143 \cdot 10^3} = 3,5\mu A$$

2.2. Modélisation du MOS

5°) En utilisant l'expression ci-dessous, calculer r_{ds} lorsque $V_{ds}-V_{eff} = 0,5V$.

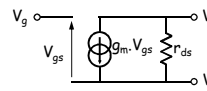
$$\lambda(V^{-1}) = \frac{0,362}{2L(\mu m) \cdot \sqrt{V_{ds} - V_{eff} + \phi_0}} \text{ avec } \phi_0 = 0,9V$$

$$\lambda(V^{-1}) = \frac{0,362}{2 \cdot 2(\mu m) \cdot \sqrt{1,4}} = 0,076$$

$$r_{ds} \cong \frac{1}{\lambda I_{dsat}} = \frac{1}{0,076 \cdot 73,6\mu A} = 177k\Omega$$

2.2. Modélisation du MOS

7°) Calculer le gain max de ce transistor en mode amplificateur de tension.



Gain max $\rightarrow R_c = \infty$

$$V_{ds} = -g_m \cdot V_{gs} \cdot r_{ds} \Rightarrow G_{max} = -g_m r_{ds} = -368\mu A/V \cdot 143k\Omega = -52,6$$

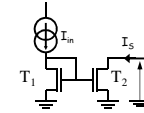
Exo n°2.3.1.a

- Expliquez pourquoi le transistor T_1 est toujours saturé.
 - $V_{gs1} = V_{ds1} \rightarrow$ transistor saturé
- Exprimer V_{gs1} en fonction de : I_{T1} , W_1/L_1 et des paramètres technologiques.

$$V_{gs1} = V_{eff1} + V_m = \sqrt{\frac{2I_{T1}}{\mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}} + V_m$$
- En supposant que T_2 est saturé, exprimez I_{T2} en fonction de V_{gs1} , W_2/L_2 et des paramètres technologiques.

$$I_{T2} = \frac{\mu_n C_{ox} W_2}{2 L_2} (V_{gs1} - V_m)^2$$
- En déduire que le rapport I_2/I_1 ne dépend que des dimensions de T_1 et T_2 .

$$I_{T2} = \frac{\mu_n C_{ox} W_2}{2 L_2} \left(\sqrt{\frac{2I_{T1}}{\mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}} \right)^2 = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} I_{T1}$$



Exo n°2.3.1.b

- T_2 doit agir en source de courant
 - Forte résistance de sortie - régime saturé
 - Pire cas : $V_s = V_{ds} = 0,5V \Rightarrow 0,1V < V_{eff} < 0,5V$
- T_1 est toujours saturé ($V_{gs} = V_{ds}$)
 - Courant de saturation : $I_{dsat} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} V_{eff}^2 = I_{in} = 120\mu A$

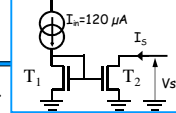
$$V_{eff} < 0,5V \Rightarrow \frac{W}{L} > \frac{2I_{dsat}}{\mu_n C_{ox} V_{eff}^2} = 8$$

$$r_{out} = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda_n I_{dsat}} = 2,08M\Omega$$

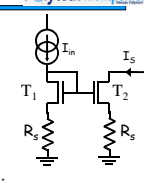
$$V_{eff} > 0,1V \Rightarrow \frac{W}{L} < \frac{2I_{dsat}}{\mu_n C_{ox} V_{eff}^2} = 200$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta V_{ds}}{I_{ds2}} = 2,8\lambda_n I_{dsat} = 1,34\mu A$$

$\rightarrow W/L = 10$

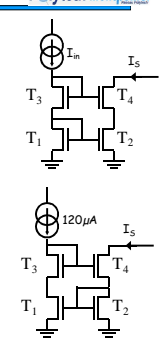


Exo n°2.3.1.c



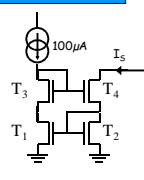
- T2 doit agir en source de courant
 - Pire cas : $V_S = 0,5V \Rightarrow V_{eff} < V_S - R_S I_S$
- T1 est saturé ($V_{gs} = V_{ds}$)
 - $R_S I_S = 0,25V$ et $V_{eff} = 0,25V$
 - $\frac{W}{L} > \frac{2I_{dsat}}{\mu_p C_{ox} V_{eff}^2} = 32$; $R_S = 2,08k\Omega$; $g_{m2} = \frac{2 \cdot I_{dsat}}{V_{eff}} = 0,96mA/V$
 - $r_{out} = r_{ds2} [1 + g_{m2} R_S] = 6,23M\Omega \Rightarrow i_s \cong \frac{V_S}{r_{out}} = 0,45\mu A$
 - $r_{ds2} = \frac{1}{\lambda_p \cdot I_{dsat}} = 2,08M\Omega$
- $R_S I_S = 0,4V$ et $V_{eff} = 0,1V$
 - $\frac{W}{L} > \frac{2I_{dsat}}{\mu_p C_{ox} V_{eff}^2} = 200$; $R_S = 3,33k\Omega$; $g_{m2} = \frac{2 \cdot I_{dsat}}{V_{eff}} = 2,4mA/V$
 - $r_{out} = r_{ds2} [1 + g_{m2} R_S] = 18,7M\Omega \Rightarrow i_s \cong \frac{V_S}{r_{out}} = 0,15\mu A$

Exo n°2.3.1.d



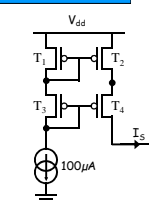
- T2, T4 doivent agir en source de courant
 - Pire cas : $V_S = 0,5V < 2V_{eff} + V_t$
 - \Rightarrow Le transistor T4 ne sera pas saturé
 - \rightarrow Avec cette source de courant et $V_{th} = 0,5V$; il faut $V_S > 0,7V$
- Même résultat pour miroir wilson

Exo n°2.3.2.a



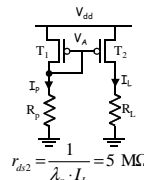
- T4 doit agir en source de courant
 - Pire cas : $V_S = 1V$
 - T4 saturé $\Rightarrow V_{eff2} = V_{eff4} < 0,25V$
- T2 est saturé ($V_{gs} = V_{ds}$)
 - $\frac{W}{L} > \frac{2I_{dsat}}{\mu_n C_{ox} V_{eff}^2} = 26,67$
 - On retient $W/L = 30$
 - $g_m = \sqrt{2I_{dsat} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}} = 850\mu A/V$
 - $r_{ds} = \frac{1}{\lambda \cdot I_{dsat}} = 2,5 M\Omega \Rightarrow r_{out} \cong g_{m4} r_{ds2} r_{ds4} \Rightarrow r_{out} \cong 5,3 G\Omega$

Exo n°2.3.2.b



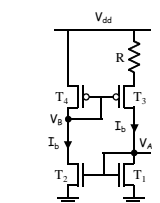
- T4 doit agir en source de courant
 - Pire cas : $V_S = V_{dd} - 1V$
 - T4 saturé $\Rightarrow V_{eff2} = V_{eff4} < 0,15V$
- T2 est saturé ($V_{gs} = V_{ds}$)
 - $\frac{W}{L} > \frac{2I_{dsat}}{\mu_p C_{ox} V_{eff}^2} = 177,78$
 - On retient $W/L = 180$
 - $g_m = \sqrt{2I_{dsat} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L}} = 1340\mu A/V \Rightarrow r_{out} \cong g_{m4} r_{ds2} r_{ds4} \Rightarrow r_{out} \cong 33,5 G\Omega$
 - $r_{ds} = \frac{1}{\lambda \cdot I_{dsat}} = 5 M\Omega$

Exo n°2.4.1



- T2 doit agir en source de courant
 - Pire cas : $R_L = 30k\Omega$; $V_S = 3V$
 - T2 saturé $\Rightarrow 0,1V < V_{eff2} < 0,3V$
 - On retient $V_{eff1} = V_{eff2} = 0,2V$
- T1 est saturé ($V_{gs} = V_{ds}$)
 - $r_{ds2} = \frac{1}{\lambda_p \cdot I_L} = 5 M\Omega$
 - $\frac{W}{L}|_{T1} = \frac{2I_p}{\mu_p C_{ox} V_{eff1}^2} = 10$; $\frac{W}{L}|_{T2} = \frac{2I_L}{\mu_p C_{ox} V_{eff2}^2} = 100 \Rightarrow g_{m1} = \frac{2I_p}{V_{eff1}} = 100\mu A/V$
 - $V_A = V_{dd} - V_{eff1} - |V_{tp}| = 2,4V \Rightarrow R_p = \frac{V_A}{I_p} = 240k\Omega$
 - $\frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{1}{I_p} \frac{V_{dd}}{\sqrt{g_{m1}}} \frac{\Delta V_{dd}}{V_{dd}} = 1,32 \times \frac{\Delta V_{dd}}{V_{dd}} = +1,32\%$
 - $99,4\mu A < I_L < \frac{r_{ds2}}{r_{ds2} + R_L} I_{L0} < 100\mu A$

Exo n°2.4.2.a



- Expliquez pourquoi $I_{T1} = I_{T2}$ si T1 et T2 sont identiques.
 - T1 et T2 forment un miroir de courant.
- En déduire la relation entre V_{eff3} et V_{eff4} .
 - $\frac{\mu_p C_{ox} W_4}{2 L_4} V_{eff4}^2 = \frac{\mu_p C_{ox} W_3}{2 L_3} V_{eff3}^2 \Rightarrow V_{eff4} = \sqrt{k} \cdot V_{eff3}$
- Exprimez V_{gs4} en fonction de V_{gs3} , R et I_b . En déduire V_{eff3} et V_{eff4} en fonction de R, I_b , k.
 - $|V_{gs4}| = |V_{gs3}| + R I_b$
 - $\Rightarrow I_b = \frac{|V_{gs4}| - |V_{gs3}|}{R} = \frac{V_{eff4} - V_{eff3}}{R} \Rightarrow V_{eff3} = \frac{R I_b}{\sqrt{k} - 1}$ et $V_{eff4} = \frac{\sqrt{k} \cdot R I_b}{\sqrt{k} - 1}$

Exo n°2.4.2.b

• Montrez alors que g_{m3} et g_{m4} ne dépendent que de k et R .

$$g_{m3} = \frac{2I_b}{V_{eff3}} = 2 \cdot \frac{\sqrt{k}-1}{R}; \quad g_{m4} = \frac{2I_b}{V_{eff4}} = 2 \cdot \frac{\sqrt{k}-1}{R\sqrt{k}}$$

• Montrez ensuite que I_b ne dépend pas de V_{dd} .

$$I_b = \frac{\mu_p C_{ox} W_3 V_{eff3}^2}{2 L_3} = \frac{\mu_p C_{ox} W_3}{2 L_3} \left(\frac{RI_b}{\sqrt{k}-1} \right)^2 \Rightarrow I_b = \frac{2}{\mu_p C_{ox} W_3} \left(\frac{\sqrt{k}-1}{R} \right)^2$$

• $V_B = 1,5V \Rightarrow V_{gs4} = 1,8V \Rightarrow V_{eff4} = 1,1V$

$$\frac{W}{L}_{T4} = \frac{2I_b}{\mu_p C_{ox} V_{eff4}^2} = 0,33 = 1/3 \Rightarrow \frac{W}{L}_{T3} = 4/3 \quad g_{m3} = \frac{2I_b}{V_{eff3}} \cong 36\mu A/V$$

$$\Rightarrow V_{eff3} = V_{eff4}/2 = 0,55V \Rightarrow R = \frac{V_{eff4} - V_{eff3}}{I_b} = 54,8k\Omega \quad g_{m4} = \frac{g_{m3}}{2} = 18\mu A/V$$

Exo n°2.4.2.c

• $V_A = 0,9V \Rightarrow V_{eff1} = 0,4V$

$$\frac{W}{L}_{T1} = \frac{W}{L}_{T2} = \frac{2I_b}{\mu_p C_{ox} V_{eff1}^2} \cong 1 \Rightarrow V_{eff1} = 0,4V$$

$$\Rightarrow g_{m1} = g_{m2} = \frac{2I_b}{V_{eff1}} = 49\mu A/V$$

- Si la tension V_{dd} diminue, le fonctionnement est garanti tant que T_2 et T_3 restent saturés. Les courants restent alors constants et V_A aussi.

$$V_{ds2} = V_B = 1,5V; \quad V_{dsat2} = 0,4V$$

$$V_{ds3} = V_{dd} - V_A - RI_b = 1,85V; \quad V_{dsat3} = 0,55V$$

→ On peut baisser la tension d'alimentation de 1,3V

Exo n°2.4.2.d

• On considère maintenant $\lambda \neq 0$. Etudier la sensibilité de I_b et de V_A à V_{dd} .

$$\textcircled{1} \quad v_1 = \frac{i_1}{g_{m1}} \quad \textcircled{2} \quad v_2 = v_{dd} - RI_b - \left(v_{dd} - \frac{i_2}{g_{m4}} \right) = \frac{i_2}{g_{m4}} - RI_b$$

$$\textcircled{3} \quad v_{dd} = \frac{i_2}{g_{m4}} + r_{ds2}(i_2 - g_{m3}v_1)$$

$$v_{dd} = \left(r_{ds2} + \frac{1}{g_{m4}} \right) i_2 - r_{ds2} \frac{g_{m3}}{g_{m1}} i_1 \Rightarrow v_{dd} = r_{ds2}(i_2 - i_1)$$

$$\textcircled{4} \quad v_{dd} = \frac{i_1}{g_{m1}} + RI_b + r_{ds4}(i_1 - g_{m3}v_2)$$

$$v_{dd} = \left(R + \frac{1}{g_{m1}} + r_{ds4} + g_{m3}Rr_{ds4} \right) i_1 - r_{ds4} \frac{g_{m3}}{g_{m4}} i_2$$

$$\Rightarrow v_{dd} = (1 + g_{m3}R)r_{ds4}i_1 - \sqrt{k} \cdot r_{ds4}i_2$$

Exo n°2.4.2.e

$$\textcircled{3} \Rightarrow i_2 = \frac{v_{dd}}{r_{ds2}} + i_1$$

$$\textcircled{4} \Rightarrow v_{dd} = (1 + g_{m3}R)r_{ds4}i_1 - \sqrt{k} \cdot r_{ds4}i_1 - \sqrt{k} \frac{r_{ds4}}{r_{ds2}} v_{dd}$$

$$1 + g_{m3}R = 1 + 2 \cdot \frac{\sqrt{k}-1}{R} R = 2\sqrt{k}-1; \quad r_{ds4} = \frac{\lambda_n}{\lambda_p}$$

$$\Rightarrow v_{dd} \left(1 + \sqrt{k} \frac{\lambda_n}{\lambda_p} \right) = (\sqrt{k}-1)r_{ds4}i_1 \Rightarrow \frac{i_1}{I_b} = \frac{\lambda_p + \lambda_n \sqrt{k}}{\sqrt{k}-1} \frac{v_{dd}}{V_{dd}}$$

$$i_1 = i_2 - \frac{v_{dd}}{r_{ds2}} = i_2 - \lambda_n I_b \frac{v_{dd}}{V_{dd}} \Rightarrow \frac{i_2}{I_b} = \frac{\lambda_p + \lambda_n \sqrt{k}}{\sqrt{k}-1} \frac{v_{dd}}{V_{dd}} + \lambda_n \frac{v_{dd}}{V_{dd}} = \frac{\lambda_p + \lambda_n (2\sqrt{k}-1)}{\sqrt{k}-1} \frac{v_{dd}}{V_{dd}}$$

$$\lambda_n = 4.10^{-3} V^{-1} \quad \lambda_p = 2.10^{-3} V^{-1} \quad \Rightarrow \frac{i_1}{I_b} = 0,033 \times \frac{v_{dd}}{V_{dd}} \quad \Rightarrow \frac{i_2}{I_b} = 0,0462 \times \frac{v_{dd}}{V_{dd}}$$

$$k = 4; \quad V_{dd} = 3,3V$$

Exo n°2.4.2.f

• Sensibilité de V_a

$$v_1 = \frac{i_1}{g_{m1}} = \frac{i_1}{I_b} \frac{V_{eff1}}{2}$$

$$\Rightarrow v_1 = \frac{0,033 \times V_{eff1}}{2} \frac{v_{dd}}{V_{dd}} = 0,0066 \times \frac{v_{dd}}{V_{dd}}$$

$$\Rightarrow \frac{v_1}{V_a} = \frac{0,033 \times V_{eff1}}{2 \times (V_{eff1} + V_m)} \frac{v_{dd}}{V_{dd}} = 0,0073 \times \frac{v_{dd}}{V_{dd}}$$

Exo n°2.4.3.a

• Calculer les dimensions des transistors et les valeurs de R_1 et R_2 afin d'obtenir une dynamique de sortie maximale que l'on calculera.

$$V_{eff1,2,3} = 0,1V \quad \frac{W}{L}_{T2,T3} = \frac{2 \times 120\mu A}{120\mu A/V^2 \cdot 0,1^2} = 200$$

$$I_{T2} = 120\mu A \quad \frac{W}{L}_{T1} = \frac{2 \times 7,5\mu A}{120\mu A/V^2 \cdot 0,1^2} = 12,5$$

$$I_{T1} = 7,5\mu A$$

$$R_2 = \frac{0,1V}{7,5\mu A} = 13,33k\Omega \rightarrow R_2 = \frac{0,1V}{7,5\mu A} = 15k\Omega \Rightarrow V_{ds2} = V_{eff1} + V_m + R_2 I_{T1} - (V_{eff3} + V_m) = R_2 I_{T1}$$

$$R_1 = \frac{V_{dd} - V_{eff1} - V_m - R_2 I_{T1}}{I_{T1}} = 34,5k\Omega \quad V_s > V_{ds2} + V_{dsat3} = R_2 I_{T1} + V_{eff3} = 0,213V$$

Exo n°2.4.3.b



- En négligeant l'effet substrat, calculer la résistance de sortie du miroir de courant.

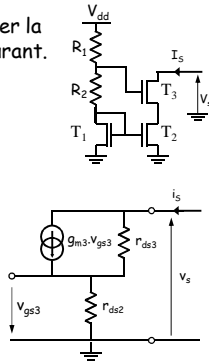
$$v_{gs3} = -r_{ds2} i_s$$

$$v_s = r_{ds2} i_s + r_{ds3} (i_s - g_{m3} v_{gs3})$$

$$\Rightarrow v_s = r_{ds2} i_s + r_{ds3} i_s + g_{m3} r_{ds2} r_{ds3} i_s$$

$$\Rightarrow \frac{v_s}{i_s} \equiv g_{m3} r_{ds2} r_{ds3}$$

$$\Rightarrow r_{out} \equiv \frac{2I_s}{V_{eff3}} \left(\frac{1}{\lambda_n I_s} \right)^2 = \frac{2}{\lambda_n^2 I_s V_{eff3}} = 10G\Omega$$



Exo n°2.4.4.a



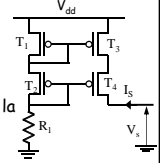
- Déterminer la tension effective de grille et le W/L de chacun des transistors de façon à ce que le miroir de courant délivre 8μA pour toute valeur de Vs inférieure à 2,3 Volts. Calculez la valeur de la résistance R1. Calculez la résistance de sortie de la source de courant. On négligera l'effet substrat.

$$V_s \leq 2,3V \Rightarrow 2V_{eff3,4} + |V_{tp}| \leq V_{dd} - 2,3V \Rightarrow V_{eff3,4} \leq 0,15V$$

$$\Rightarrow V_{eff3,4} = 0,1V$$

$$\Rightarrow \left| \frac{W}{L} \right|_{T_1, T_2, T_3, T_4} = \frac{2 \times 8\mu A}{50\mu A/V^2 \cdot 0,1^2} = 32$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{V_{dd} - 2(V_{eff1} + |V_{tp}|)}{I_{T1}} = \frac{1,7V}{8\mu A} \approx 212\Omega \quad \Rightarrow r_{out} \equiv \frac{2}{\lambda_p^2 I_s V_{eff4}} = 625G\Omega$$



Exo n°2.4.4.b



- Redimensionner la structure pour obtenir un courant de sortie de 100 μA en changeant le W/L de T3 et T4. Que devient la résistance de sortie de la source de courant ?

$$\left| \frac{W}{L} \right|_{T_3, T_4} = 32 \times \frac{100\mu A}{8\mu A} = 400$$

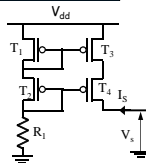
$$\Rightarrow r_{out} \equiv \frac{2}{\lambda_p^2 I_s V_{eff4}} = 625G\Omega \times \frac{8\mu A}{100\mu A} = 50G\Omega$$

- Que devient le courant de sortie si Vdd augmente de 10% ?

- Augmentation du courant dans la branche T1, T2, R1 qui sera recopiée en sortie par le miroir de courant. Analyse petit-signal pour application numérique.

$$i_{T1} = \frac{v_{dd}}{1/g_{m1} + 1/g_{m2} + R_1} = \frac{g_{m1} v_{dd}}{2 + g_{m1} R_1} = \frac{2I_1 v_{dd}}{2V_{dd} - 2V_{eff1} - 4|V_{tp}|} \Rightarrow \frac{i_{T1}}{I_1} = \frac{i_s}{I_s} = \frac{1}{1 - \frac{V_{eff1}}{V_{dd}} - \frac{2|V_{tp}|}{V_{dd}}} \frac{v_{dd}}{V_{dd}}$$

avec $2 + g_{m1} R_1 = 2 + \frac{2I_1}{V_{eff1}} \frac{V_{dd} - 2(V_{eff1} + |V_{tp}|)}{I_1} = \frac{2V_{dd} - 2V_{eff1} - 4|V_{tp}|}{V_{eff1}}$



Exo n°2.4.5.a



- Déterminer la tension effective de grille de T5 afin de conserver les mêmes conditions de polarisation que précédemment. En déduire le W/L de T5.

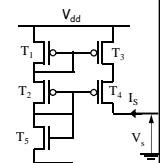
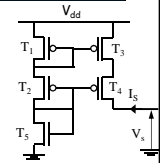
$$V_{gs5} = V_{dd} - 2(V_{eff1} + |V_{tp}|) \Rightarrow V_{eff5} = V_{dd} - 2(V_{eff1} + |V_{tp}|) - V_{tn} = 1,2V$$

$$\Rightarrow \left| \frac{W}{L} \right|_{T_5} = \frac{2 \times 8\mu A}{120\mu A/V^2 \cdot 1,2^2} = 0,093$$

- Proposer une solution permettant de réduire la surface de la source de courant en remplaçant la résistance par deux transistors. Donner le W/L de chacun de ces transistors.

$$V_{gs5,6} = \frac{V_{dd} - 2(V_{eff1} + |V_{tp}|)}{2} \Rightarrow V_{eff5,6} = \frac{V_{dd} - 2(V_{eff1} + |V_{tp}|)}{2} - V_{tn} = 0,35V$$

$$\Rightarrow \left| \frac{W}{L} \right|_{T_5, T_6} = \frac{2 \times 8\mu A}{120\mu A/V^2 \cdot 0,35^2} = 1,09$$



Exo n°2.4.5.b



- Que devient le courant de sortie si Vdd augmente de 10% ?

- Augmentation du courant dans la branche T1, T2, T5, T6 qui sera recopiée en sortie par le miroir de courant. Analyse petit-signal pour application numérique.

$$i_{T1} = \frac{v_{dd}}{2/g_{m1} + 2/g_{m6}} = \frac{g_{m1} g_{m6} v_{dd}}{2(g_{m1} + g_{m6})} = \frac{4I_1^2 v_{dd}}{4I_1 (V_{eff1} + V_{eff6})}$$

$$\Rightarrow \frac{i_{T1}}{I_1} = \frac{i_s}{I_s} = \frac{I_1 V_{dd}}{V_{eff1} + V_{eff6}} \frac{v_{dd}}{V_{dd}}$$

Exo n°2.5.1.a



- Calculez la résistance de sortie de l'amplificateur. Donner l'expression du gain petit-signal de cet amplificateur. En déduire la valeur de Vin donnant un gain égal à -1000 et le W/L du transistor.

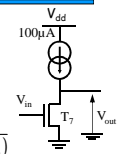
$$r_{out} \equiv r_{ds7} = \frac{1}{\lambda_n I_p} = 2,5M\Omega ; \quad \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_{m7} r_{out} = -\frac{2I_p}{\lambda_n I_p V_{eff7}} = -\frac{2}{\lambda_n (V_{in} - V_{tn})}$$

$$V_{in} = V_{tn} + \frac{2}{1000\lambda_n} = 1V \quad \Rightarrow \left| \frac{W}{L} \right|_{T_7} = \frac{2 \times 100\mu A}{120\mu A/V^2 \cdot 0,5^2} = 6,67$$

- On utilise la source de courant n°1 pour polariser l'amplificateur. Calculer le nouveau gain de l'amplificateur ainsi que sa résistance de sortie en petit-signal. Quelle est la dynamique de sortie de l'amplificateur ?

$$r_{out} \equiv r_{ds7} // r_{source} = 2,5M\Omega // 50G\Omega \approx 2,5M\Omega ; \quad \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -1000$$

$$0,5V < V_{out} < 2,3V$$



Exo n°2.5.1.b



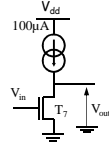
- On connecte une capacité de 10nF à l'amplificateur ainsi obtenu. Calculer la bande passante de l'amplificateur ?

$$r_{out} \cong 2,5M\Omega ; C_{out} = 10nF \Rightarrow B.P. = \frac{1}{2\pi r_{out} C_{out}} = 6,37Hz$$

- On connecte une résistance de 10kΩ en sortie de l'amplificateur. Que devient le gain de l'étage ?

$$r_{out} = r_{ds1} // 10k\Omega \cong 10k\Omega ; \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} r_{out} = -4$$

- Que peut-on faire pour conserver un gain et une bande passante acceptables dans les deux cas ci-dessus ?
 - Ajouter un étage de sortie (amplificateur drain commun ou source suiveuse) de gain 1 et de faible résistance de sortie.



Exo n°2.5.2.a



- Déterminer le W/L de T₃. Quelle est la plage de fonctionnement de la tension de sortie (dynamique de sortie) ?

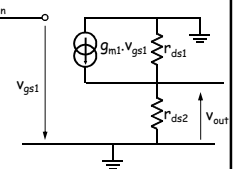
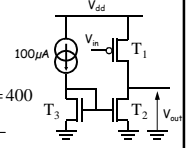
$$V_{gs1} = V_{dd} - V_{in} = 0,8V \Rightarrow V_{eff1} = 0,1V \Rightarrow \left. \frac{W}{L} \right|_{T_1} = \frac{2 \times 100\mu A}{50\mu A/V^2 \times 0,1^2} = 400$$

$$V_{gs3} = V_{eff2,3} + V_{in} = \sqrt{\frac{2I_{T_3}}{\mu_n C_{ox} \frac{W_3}{L_3}}} + V_{in} \Rightarrow V_{eff2,3} = \sqrt{\frac{200\mu A}{120\mu A/V^2 \times 50}} = 0,183V$$

$$V_{dsat2} < V_{out} < V_{dd} - V_{dsat1} \Rightarrow 0,183V < V_{out} < 3,2V$$

- Donnez le schéma équivalent petit-signal du montage. En déduire le gain en tension du montage ?

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} \cdot (r_{ds1} // r_{ds2}) = -\frac{2}{V_{eff1}(\lambda_n + \lambda_p)} = -3333$$



Amplificateur source suiveuse ou drain commun



- Exemple : calculer le gain en tension du montage ci-contre

- Paramètres design →

$$W = 100\mu m$$

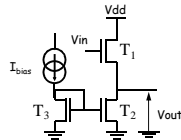
$$L = 1,6\mu m$$

$$I_{bias} = 100\mu A$$

- Technologie utilisée →

$$\mu_n \cdot C_{ox} = 90\mu A/V^2$$

$$r_{dsn} = 31250 \cdot L(\mu m) / I_d(mA)$$



$$r_{ds1} = r_{ds2} = 500k\Omega ; g_{m1} = 1,06mA/V ; A_v = 0,996$$