

10. LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE

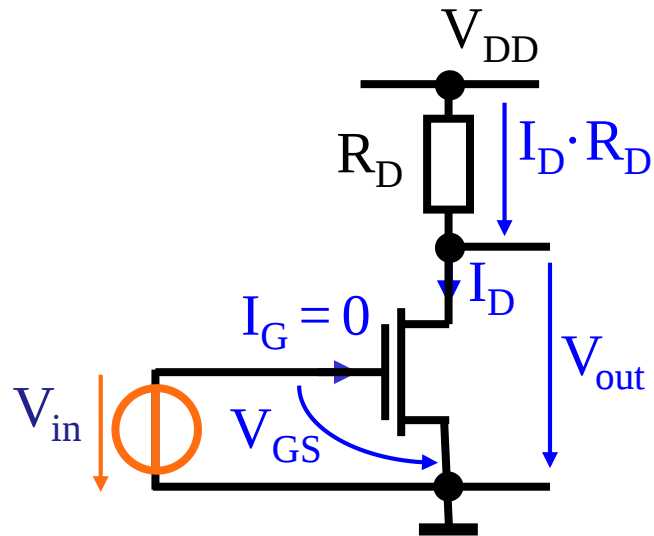
APPLICATION À L'AO

Initiation à l'électronique

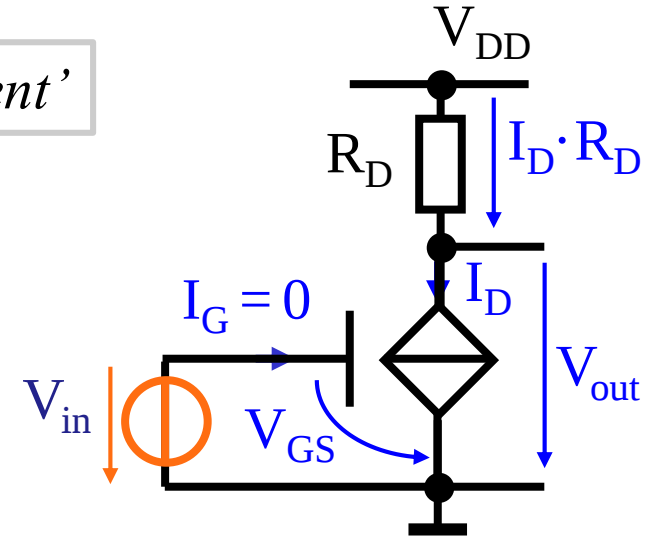
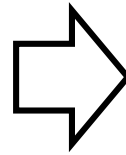
CE CHAPITRE NE SERA A L'EXAMEN

JEAN-MICHEL SALLESE

RAPPEL: AMPLIFICATEUR ÉLÉMENTAIRE



'circuit équivalent'



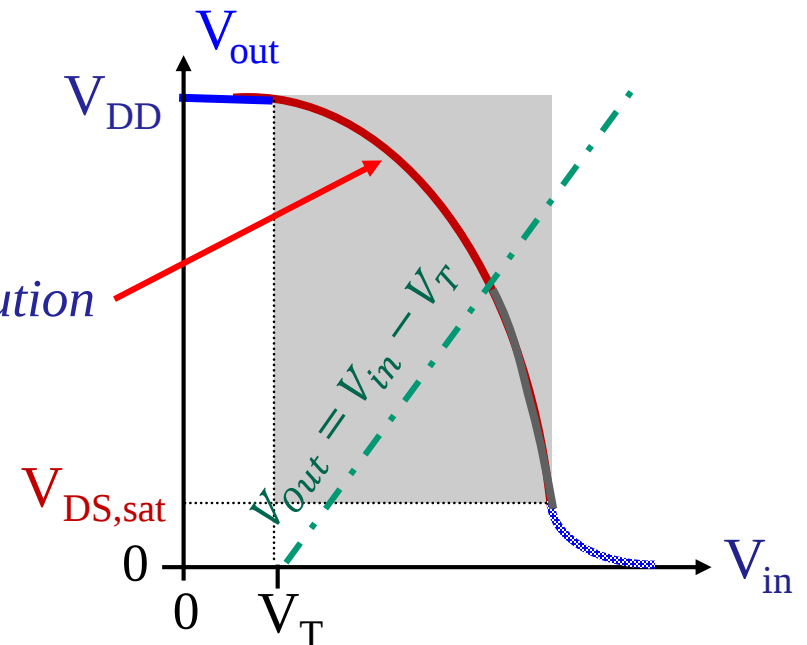
MOSFET en saturation

Si $V_{in} > V_T$ et $V_{out} > V_{GS} - V_T$

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{in} - V_{T0})^2$$

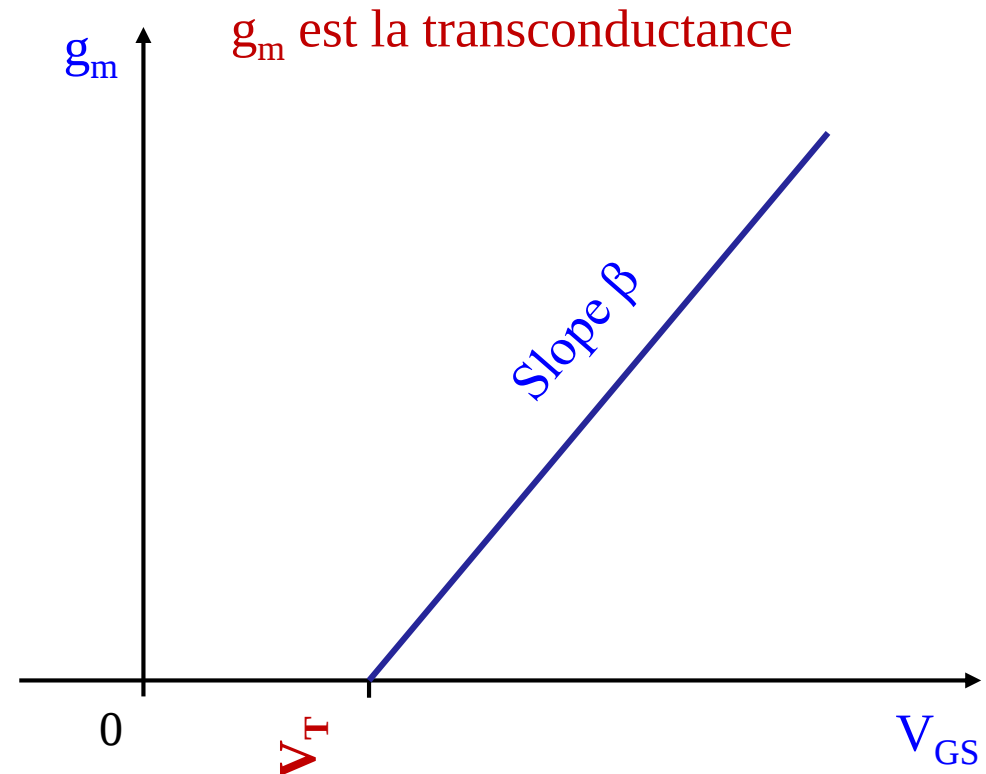
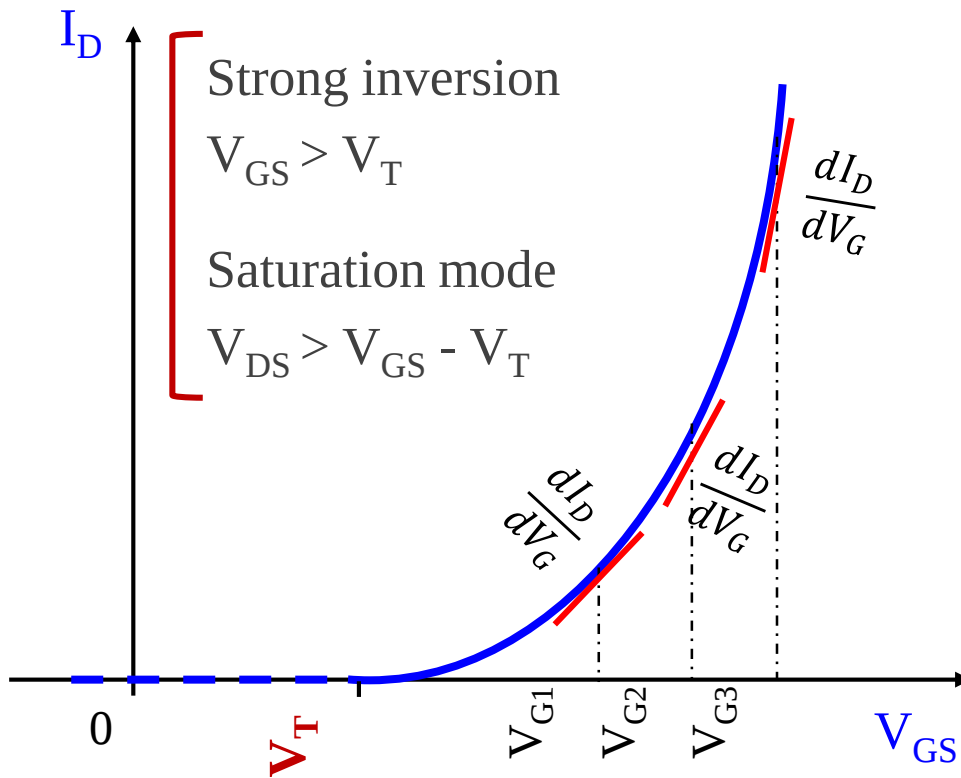
$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{\beta}{2} (V_{in} - V_T)^2$$

Domaine de solution

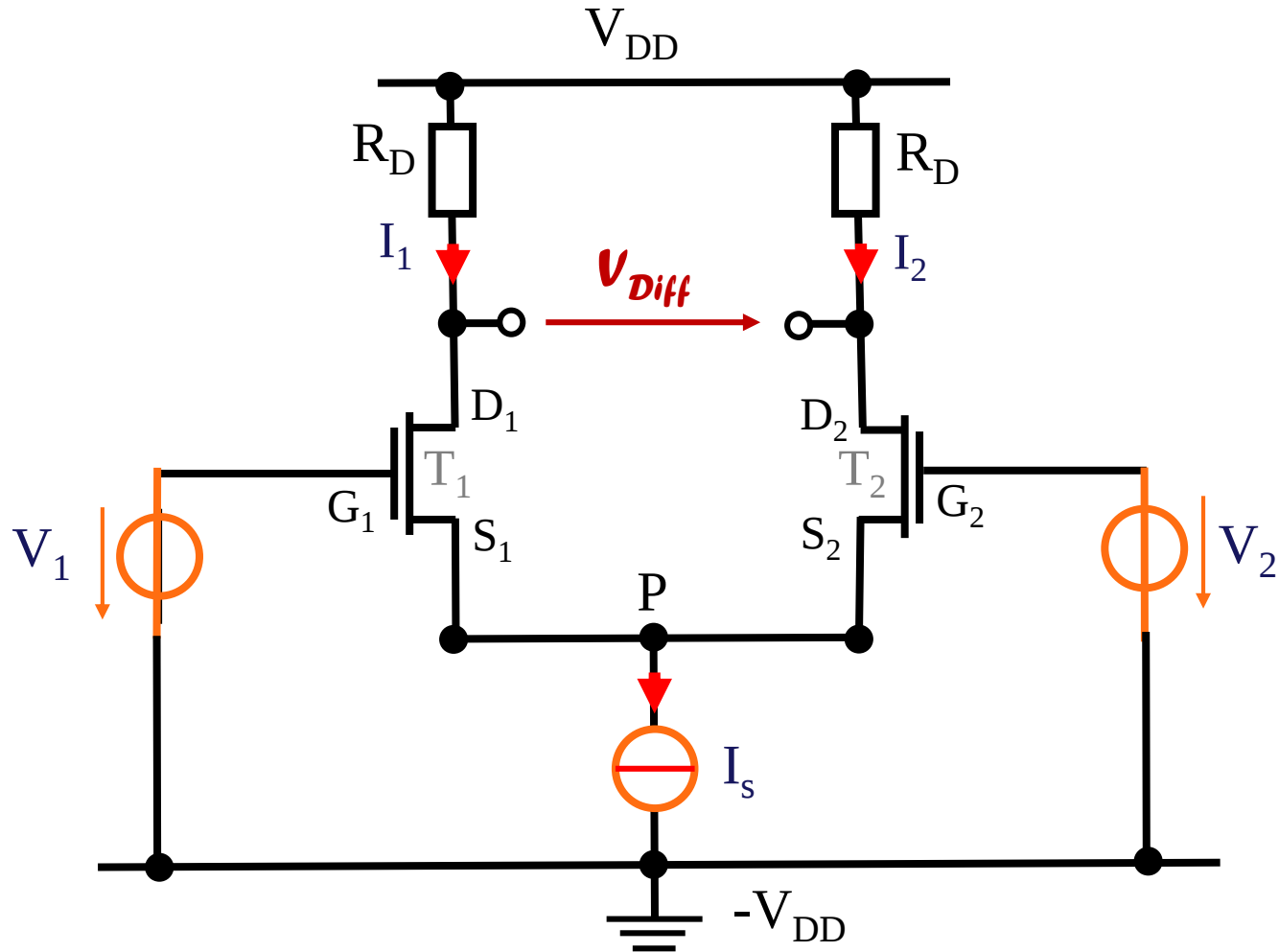


RAPPEL: ANALYSE PETITS SIGNAUX

$$I_{D_sat} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \xrightarrow[V_{GS} + dV_{GS}]{\text{Variation autour de } V_{GS}} \begin{cases} g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \beta(V_{GS} - V_T) \\ g_m = \sqrt{2\beta} \sqrt{I_D} \end{cases}$$



LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: ARCHITECTURE



LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: ANALYSE GÉNÉRALE

Hypothèses:

- Les transistors sont identiques (β et V_T idem)
- Les transistors sont en saturation $V_{DS} > V_{GS} - V_T$
- Les transistors sont polarisés : $V_{GS} > V_T$

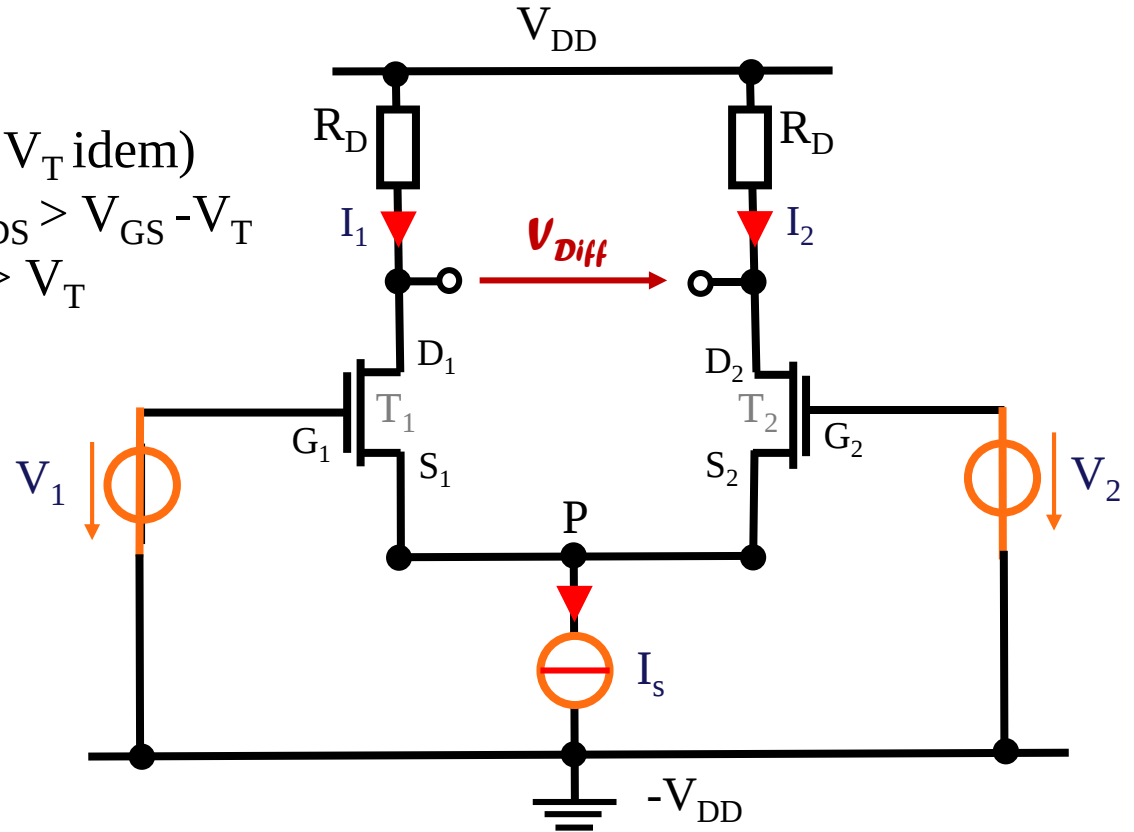
$$\begin{cases} I_1 = \frac{\beta}{2} (V_{G_1 S_1} - V_T)^2 \\ I_2 = \frac{\beta}{2} (V_{G_2 S_2} - V_T)^2 \end{cases}$$



$$\begin{cases} I_1 = \frac{\beta}{2} (V_1 - V_P - V_T)^2 \\ I_2 = \frac{\beta}{2} (V_2 - V_P - V_T)^2 \end{cases}$$

La source de courant I_S impose: $I_S = I_1 + I_2$

On obtient l'équation suivante: $2(V_P + V_T)^2 - 2(V_1 + V_2)(V_P + V_T) + \left(V_1^2 + V_2^2 - 2 \frac{I_S}{\beta} \right) = 0$

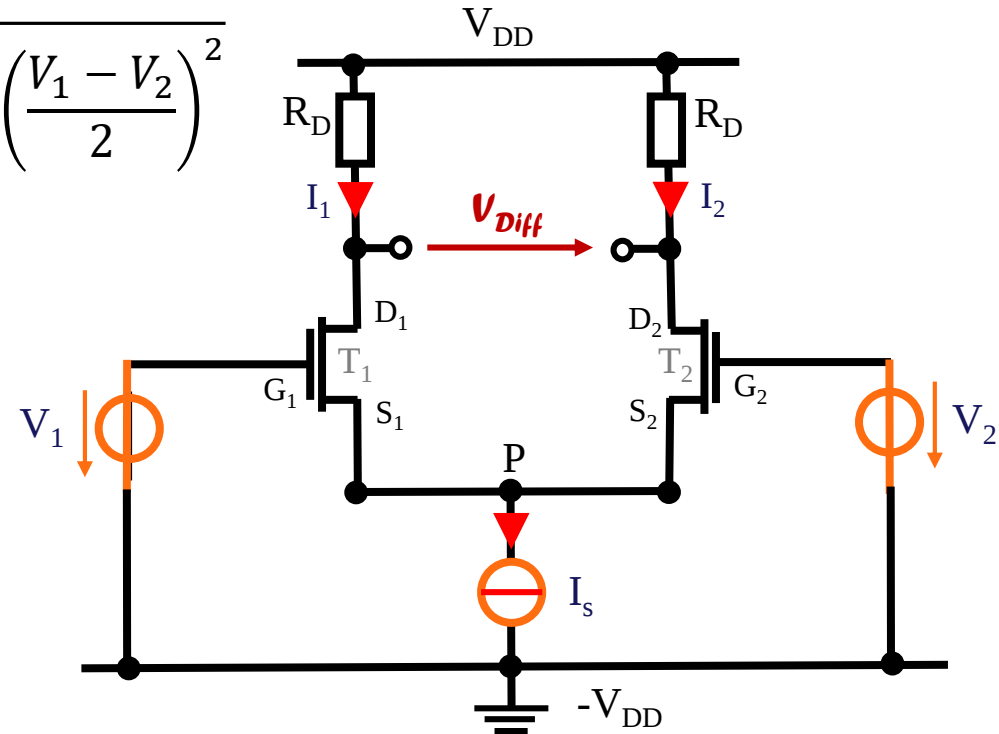


LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: ANALYSE GÉNÉRALE

La solution est:
$$V_P = \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) - V_T \mp \sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right)^2}$$

La solution existe si :

$$\left| \frac{V_1 - V_2}{2} \right| < \sqrt{\frac{I_S}{\beta}}$$



Choix de la solution: dans le cas particulier $V_1 = V_T$ et $V_2 = V_T$, on trouve $V_P = \mp \sqrt{I_S/\beta}$

Notons que pour qu'un courant puisse traverser les transistors, il faut que V_G soit plus grand que V_S , ce qui impose que V_P soit négatif dans ce cas précis.

On retiendra donc $V_P = -\sqrt{I_S/\beta}$

LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: LA TENSION DIFFÉRENTIELLE

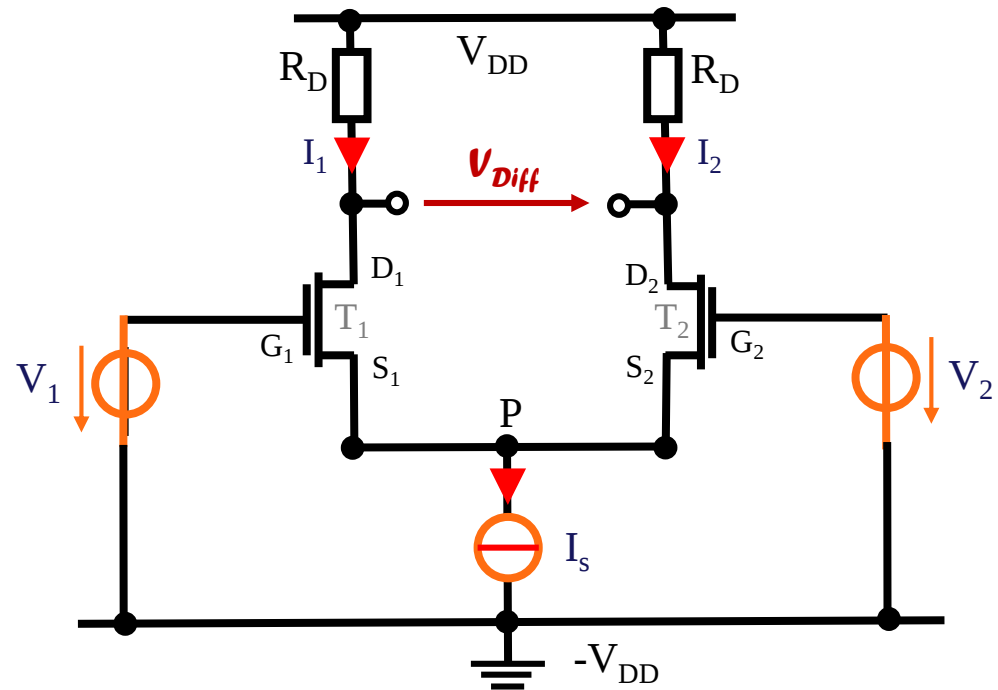
Expression des courants:

$$I_1 = \frac{\beta}{2} \left(V_1 - \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) + \sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right)^2} \right)^2 = \frac{\beta}{2} \left(\left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right) + \sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right)^2} \right)^2$$

$$I_2 = \frac{\beta}{2} \left(- \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right) + \sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right)^2} \right)^2$$

Si les tensions sont identiques, on retrouve :

$$I_1 = I_2 = \frac{I_S}{2}$$



LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: LA TENSION DIFFÉRENTIELLE

L'autre condition que nous avons supposé est que les transistors opèrent en saturation:

$$\left. \begin{array}{l} V_{D_1 S_1} > V_{G_1 S_1} - V_T \\ V_{D_2 S_2} > V_{G_2 S_2} - V_T \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{D_1 S_1} > V_1 - V_P - V_T \\ V_{D_2 S_2} > V_2 - V_P - V_T \end{array} \right.$$

Il faudra s'assurer après les calculs de V_p que ces conditions sont en effet bien satisfaites

Si tel est le cas, on en déduit la tension différentielle V_{diff} :

$$\begin{aligned} V_{D_{\text{diff}}} &= R_D(I_2 - I_1) = \\ \frac{R_D \beta}{2} \left(-\left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right) + \sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right)^2} \right)^2 - \frac{\beta}{2} \left(\left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right) + \sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right)^2} \right)^2 &= \\ \frac{R_D \beta}{2} \left(2\sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right)^2} \right) (- (V_1 - V_2)) &= R_D \beta (V_2 - V_1) \left(\sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right)^2} \right) \\ V_{D_{\text{diff}}} &= R_D \beta (V_2 - V_1) \left(\sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2}\right)^2} \right) \end{aligned}$$

LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: ANALYSE PETITS SIGNAUX

Dans la pratique, nous avons vu que ce gain élevé était utilisé en réaction négative, et dès lors la différence de tensions aux entrées + et – pouvait être négligeable.

Il s'agit d'un cas de figure qui va simplifier les calculs.

Imposons $V_1 = V_2$ et intéressons nous à la variation de V_{diff} en fonction de la variation $V_1 - V_2$

$$V_{D_{diff}} = R_D \beta (V_2 - V_1) \left(\sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right)^2} \right)$$

$$\frac{dV_{D_{diff}}}{d(V_2 - V_1)} = R_D \beta \left(\sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right)^2} \right) + R_D \beta (V_2 - V_1) \left(\frac{-(V_1 - V_2)}{2 \sqrt{\frac{I_S}{\beta} - \left(\frac{V_1 - V_2}{2} \right)^2}} \right)$$

$$\left. \frac{dV_{D_{diff}}}{d(V_2 - V_1)} \right|_{V_2=V_1} = R_D \beta \left(\sqrt{\frac{I_S}{\beta}} \right) \quad \Rightarrow \quad dV_{D_{diff}} = R_D \sqrt{\beta I_S} d(V_2 - V_1)$$

Pour rappel, on a $g_{m1,2} = \sqrt{2\beta I_{1,2}}$ et $I_S = I_1 + I_2$

Donc $g_{m1,2} = g_m = \sqrt{\beta I_S}$

Et finalement

$$dV_{D_{diff}} = R_D g_m d(V_2 - V_1)$$

Le gain intrinsèque de la paire différentielle est le produit de la résistance de drain et de la transconductance du MOSFET.

On remarque que le mode commun n'intervient pas, bien qu'il impacte le potentiel de la source des transistors.

LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: ANALYSE PETITS SIGNAUX

Il reste à vérifier que les transistors T_1 et T_2 **sont en saturation**, c'est à dire :

$$V_{D_1S_1} > V_1 - V_P - V_T \quad \Rightarrow \quad -R_D I_1 + V_{DD} - V_P > V_1 - V_P - V_T$$

Soit
$$R_D < 2 \frac{V_{DD} - V_1 + V_T}{I_S}$$

Dans le cas le plus défavorable, la tension en mode commun pourrait atteindre V_D , ce qui impose une limite inférieure à la résistance de drain

$$R_{D_min} = 2 \frac{V_T}{I_S}$$

De même, la tension de seuil est typiquement de 0.3 volt, qui pourrait s'approximer à 0.5V.

Une estimation de la résistance minimale au drain est donc $R_{D_min} = \frac{1}{I_S}$

Une estimation du gain minimum serait

$$A_{min} = 2 \frac{V_T}{I_S} \sqrt{\beta I_S} = 2V_T \sqrt{\frac{\beta}{I_S}} \cong \sqrt{\frac{\beta}{I_S}}$$

Si $I_S = 100\mu A$ alors $R_{D_min} = 10kOhms$

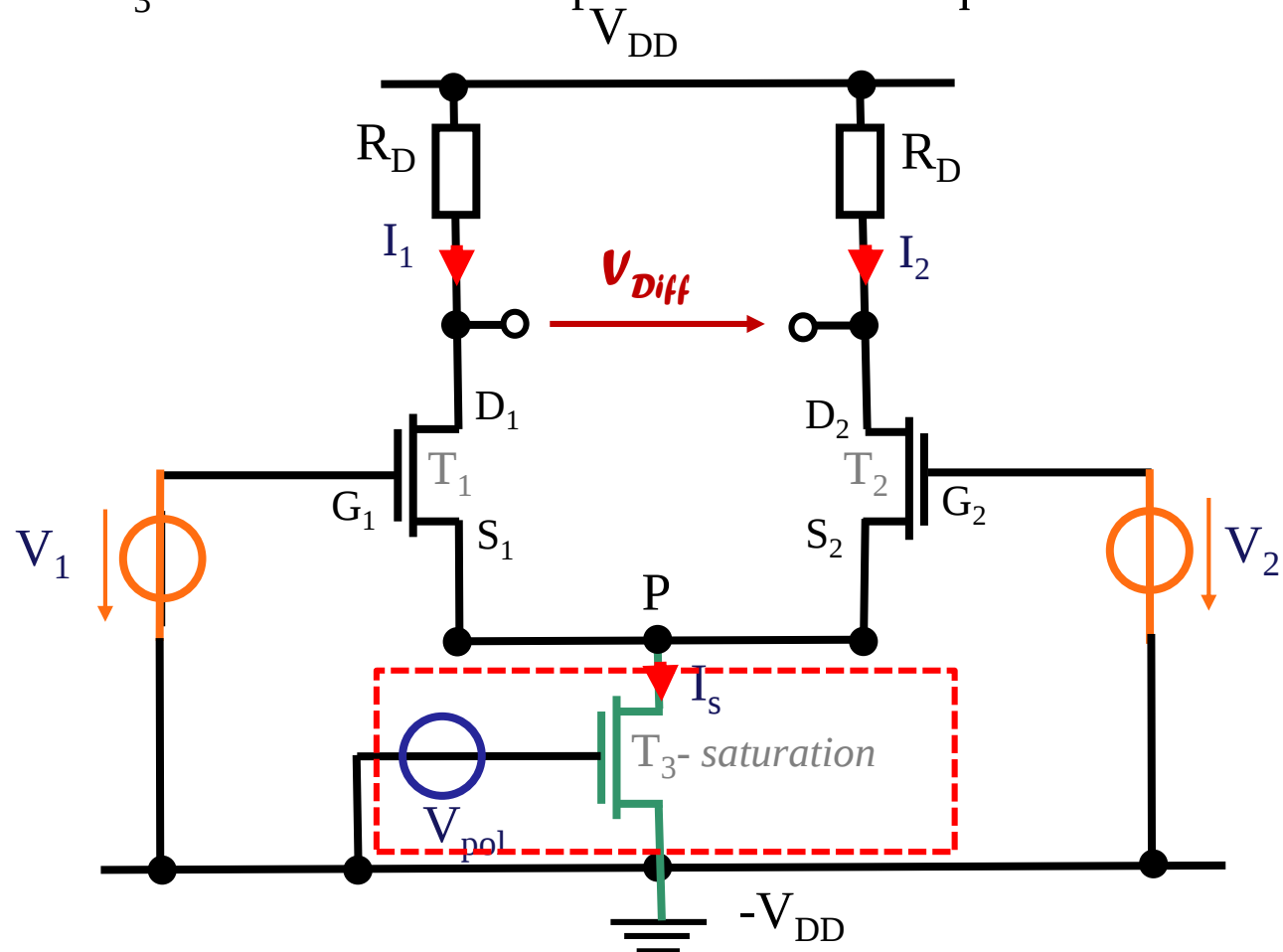
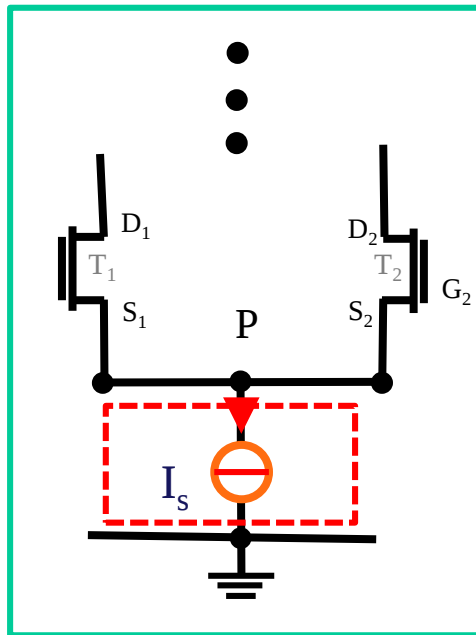
Si $\beta = 0.1$, alors $A_{min} = 31$

Nous sommes loin du gain élevé que l'on attendait d'un ampli Op... ?

LA PAIRE DIFFÉRENTIELLE: LA SOURCE DE COURANT

On a vu qu'un transistor en saturation agit comme une source de courant.

On introduit donc un transistor T_3 que l'on polarise de sorte qu'il laisse passer un courant I_s et que $V_p > V_{pol} - V_T$ (les dimensions de T_3 sont définies selon plusieurs critères qui ne seront pas abordé ici)



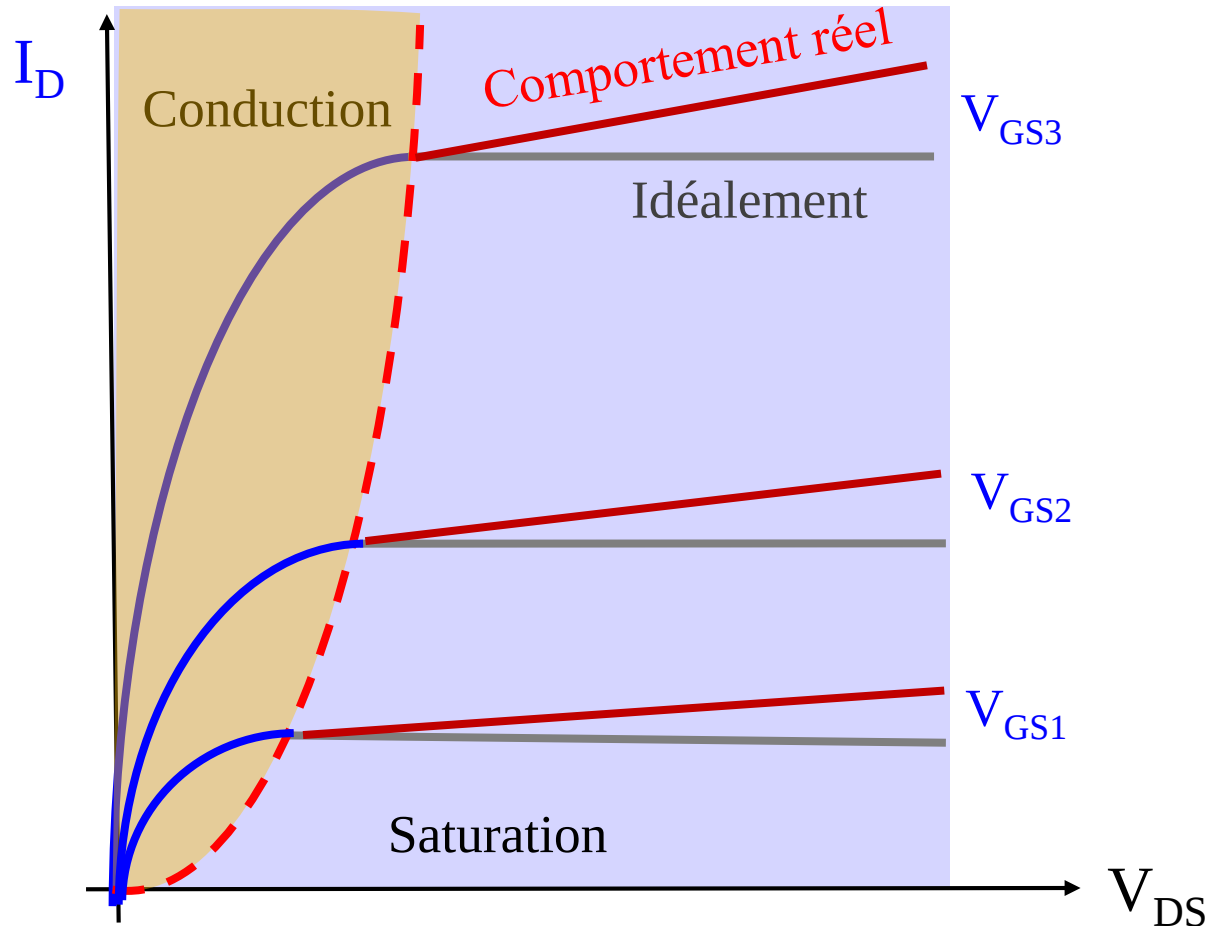
CONDUCTANCE DE SORTIE ET GAIN

En réalité, un transistor MOSFET en saturation n'est pas une source de courant idéale.

En changeant la tension V_{DS} , le courant va lui aussi changer très légèrement.

On l'observe par la pente du courant I_D en fonction de V_{DS} .

Cette pente s'accroît avec V_{GS} .



CONDUCTANCE DE SORTIE ET GAIN

Cette variation du courant de sortie avec la tension V_{DS} , faible mais *non-nulle*, permet d'obtenir une amplification plus élevée au niveau de la tension du drain (V_{DS}).

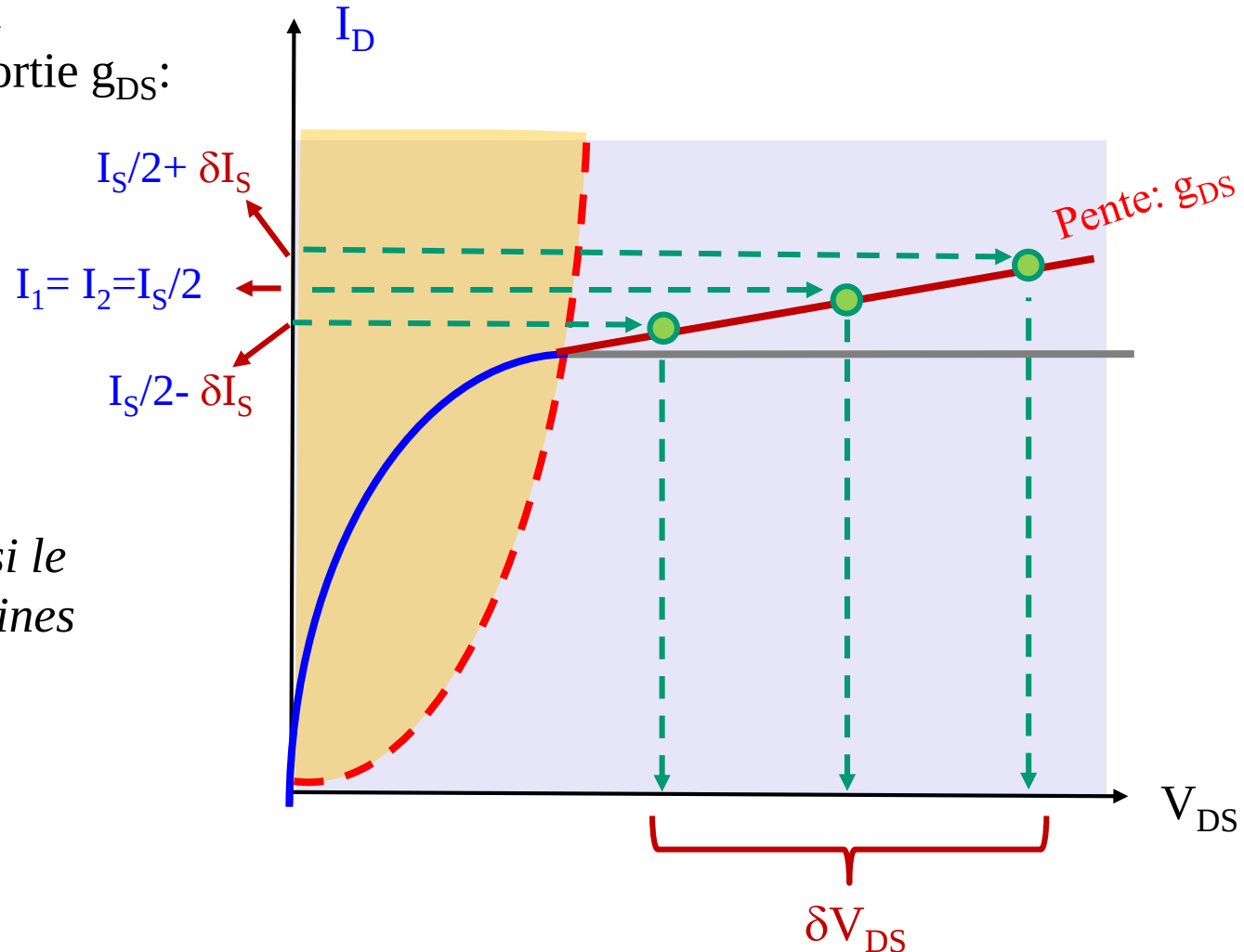
Cet effet se traduit à partir d'un parameter: la conductance de sortie g_{DS} :

$$g_{ds} = \left. \frac{dI}{dV_{DS}} \right|_{\text{Saturation}}$$

L'inverse définit la résistance dynamique du transistor.

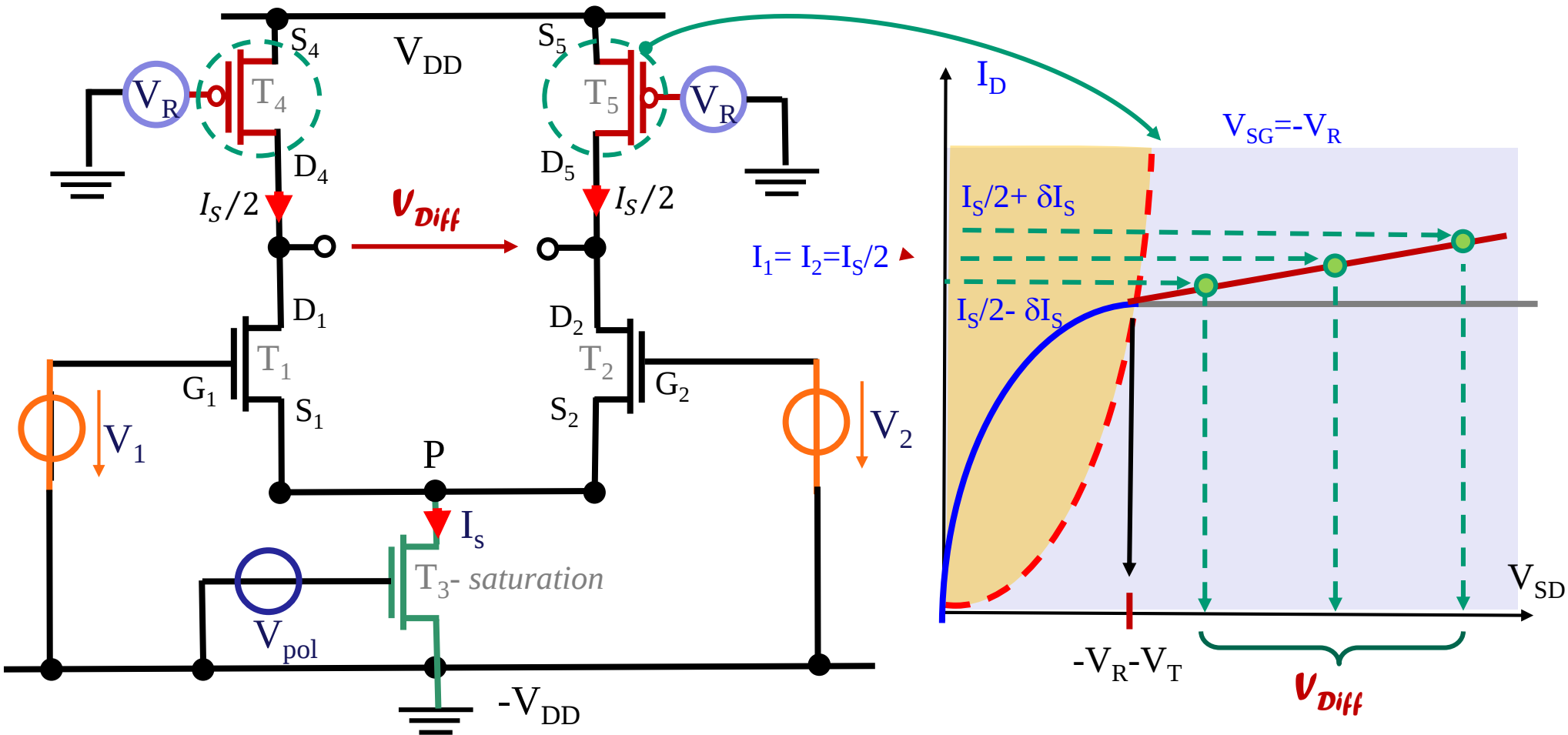
Sa valeur peut être très grande si le transistor mesure plusieurs dizaines micromètres de longueur.

$$R_{ds_dyn} = \left. \frac{1}{g_{ds}} \right|_{\text{Saturation}}$$

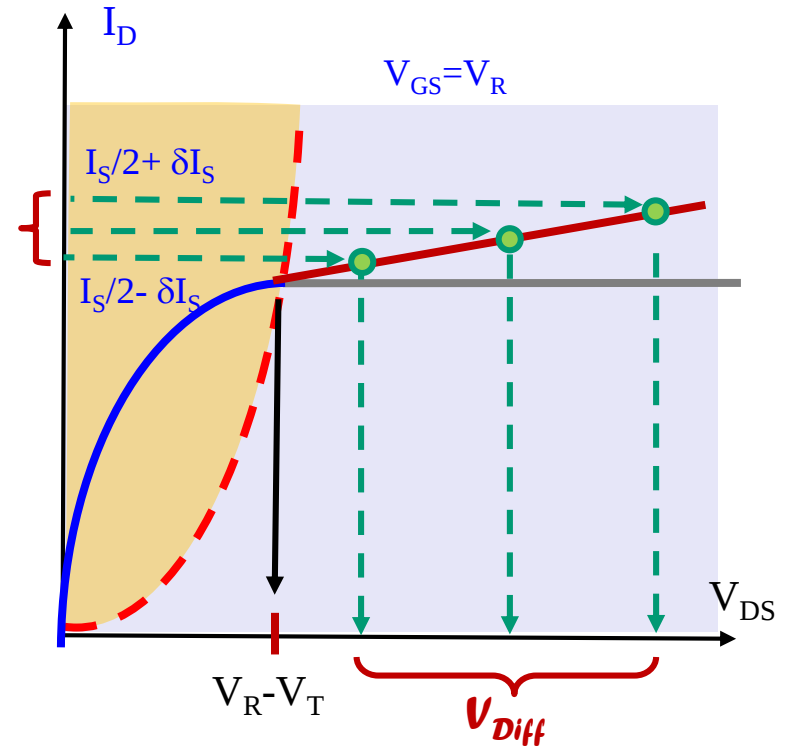
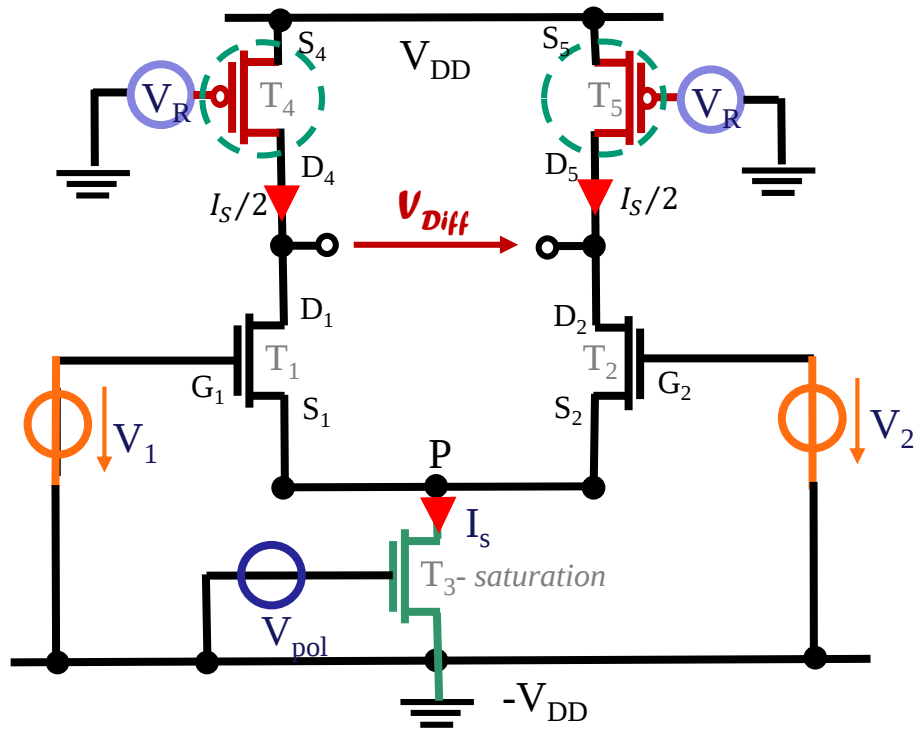


CONDUCTANCE DE SORTIE ET GAIN

Remplaçons alors les résistances R_D par des transistors PMOS en saturation T_4 et $T_5...$ polarisés (V_R) de sorte que le courant qui les traverse soit $I_S/2$



CONDUCTANCE DE SORTIE ET GAIN



Toute variation de courant δI_S dans les transistors T_1 et T_2 se traduira par une variation de tension V_{Diff} aux bornes des drains de T_4 et T_5 : D_4 et D_5 .

Cette variation n'est autre que V_{Diff} , ce qui donne le gain différentiel A_{Diff}

$$\left. \begin{aligned} \delta I_S &= g_m (V_2 - V_1) \\ \delta I_S &= g_{DS} V_{Diff} \end{aligned} \right\} V_{Diff} = \frac{g_m}{g_{DS}} (V_2 - V_1) \Rightarrow \boxed{A_{Diff} = \frac{V_{Diff}}{V_2 - V_1} = \frac{g_m}{g_{DS}}}$$

CONDUCTANCE DE SORTIE ET GAIN - EXEMPLE

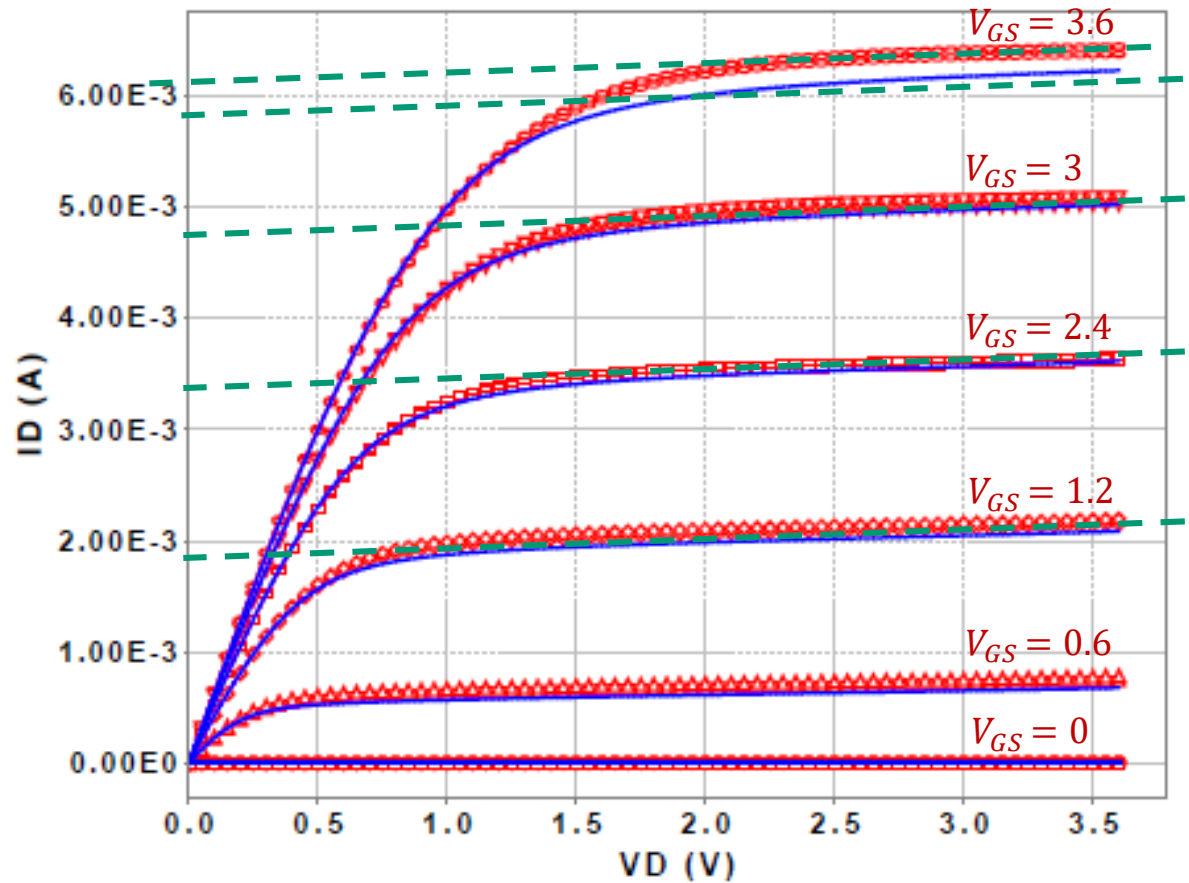
NMOSFET Short Channel

- $W = 10 \mu\text{m}$
- $L = 0.35 \mu\text{m}$

$$g_m \cong 2 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$g_{DS} \cong 10^{-4} \text{ A/V}$$

$$A_{D_{iff}} = \frac{V_{D_{iff}}}{V_2 - V_1} = \frac{g_m}{g_{DS}} = 20$$



$$\delta I_S = g_m (V_2 - V_1)$$

$$\delta I_S = g_{DS} V_{D_{iff}}$$



$$A_{D_{iff}} = \frac{V_{D_{iff}}}{V_2 - V_1} = \frac{g_m}{g_{DS}}$$

CONDUCTANCE DE SORTIE ET GAIN - EXEMPLE

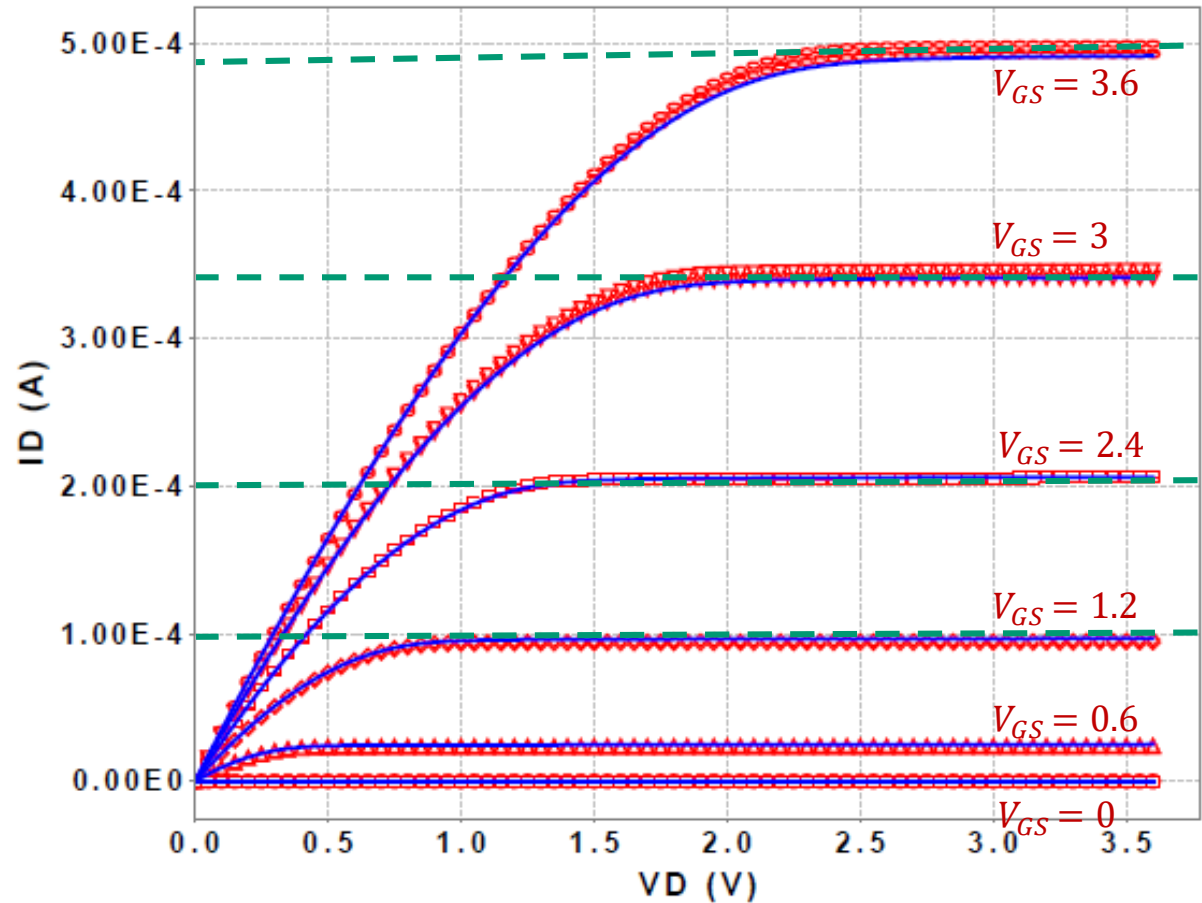
NMOSFET Long Channel

- $W = 10 \mu\text{m}$
- $L = 10 \mu\text{m}$

$$g_m \cong 2 \cdot 10^{-4} \text{ A/V}$$

$$g_{DS} \cong 10^{-7} \text{ A/V}$$

$$A_{D_{iff}} = \frac{V_{D_{iff}}}{V_2 - V_1} = \frac{g_m}{g_{DS}} = 2 \cdot 10^3$$



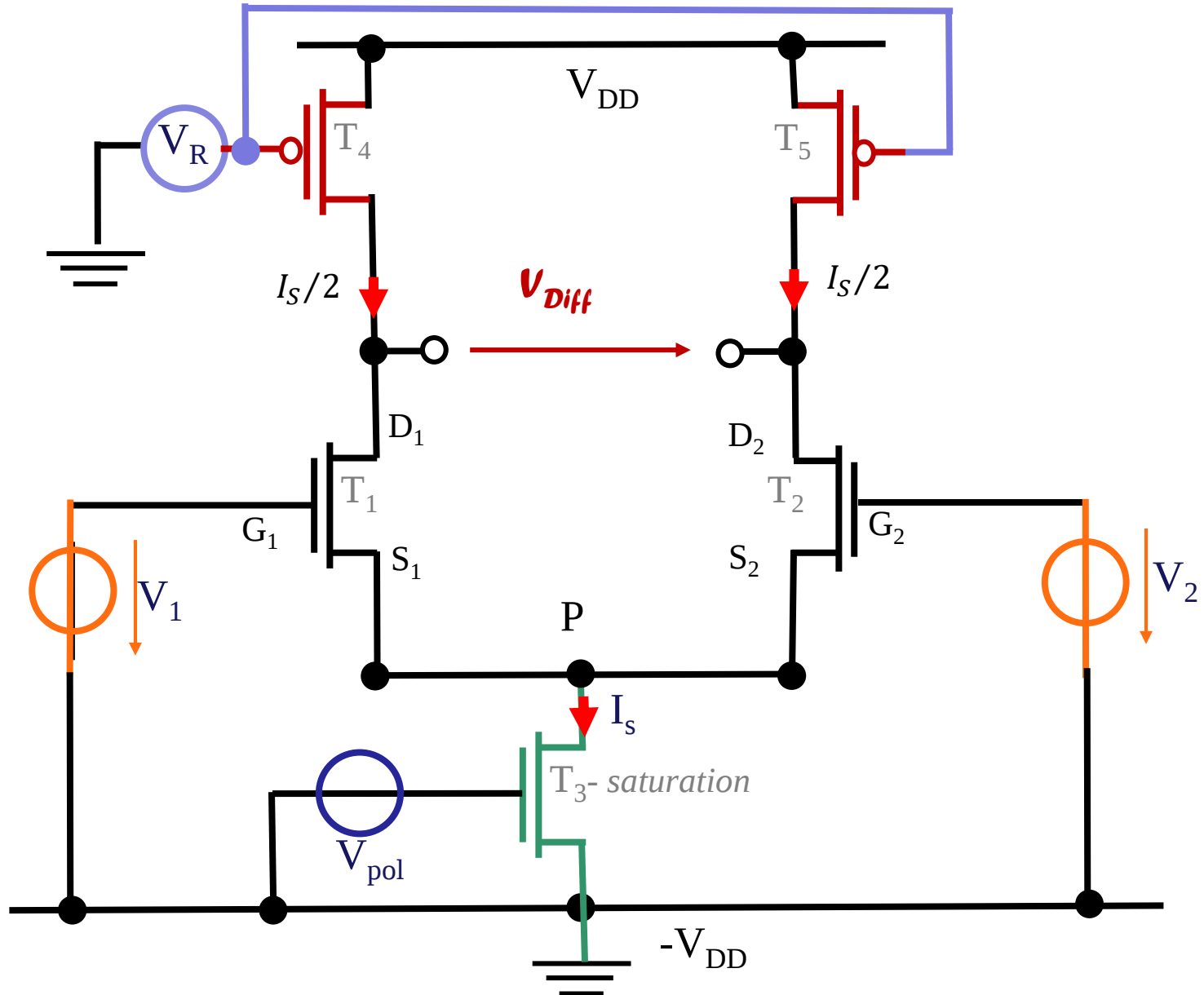
$$\delta I_S = g_m (V_2 - V_1)$$

$$\delta I_S = g_{DS} V_{D_{iff}}$$



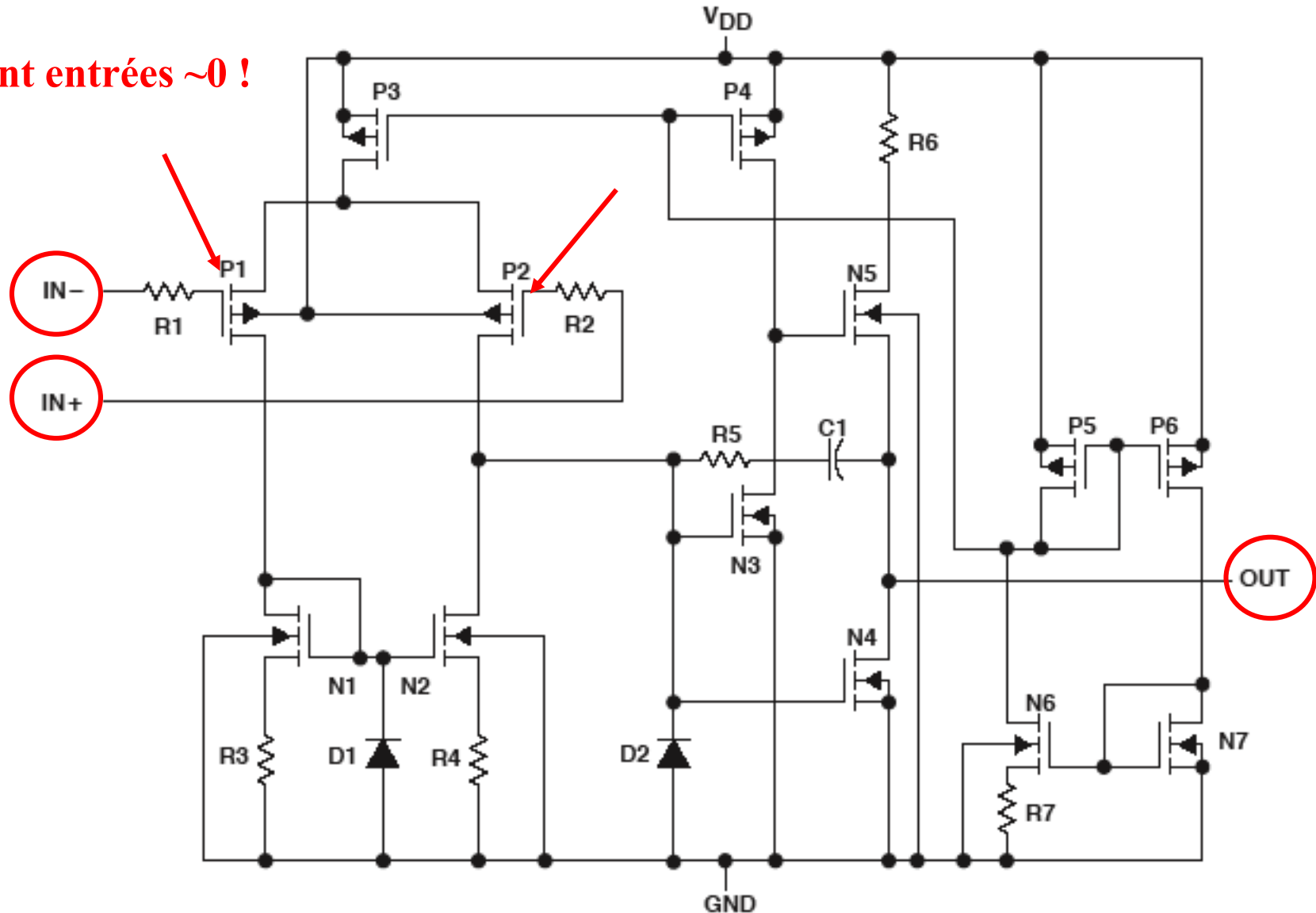
$$A_{D_{iff}} = \frac{V_{D_{iff}}}{V_2 - V_1} = \frac{g_m}{g_{DS}}$$

SOLUTION FINALE



Le cœur de l'amplificateur opérationnel

courant entrées ~ 0 !



TLV2322: LinCMOS Low-Voltage Low-Power Operational Amplifier

En pratique

Exemple d'un ampli-op très Populaire: le LM741.

Le principe est le même, mais les transistors utilisés sont des transistors bipolaires et non des MOSFETs

<https://www.righto.com/2015/10/inside-ubiquitous-741-op-amp-circuits.html>

