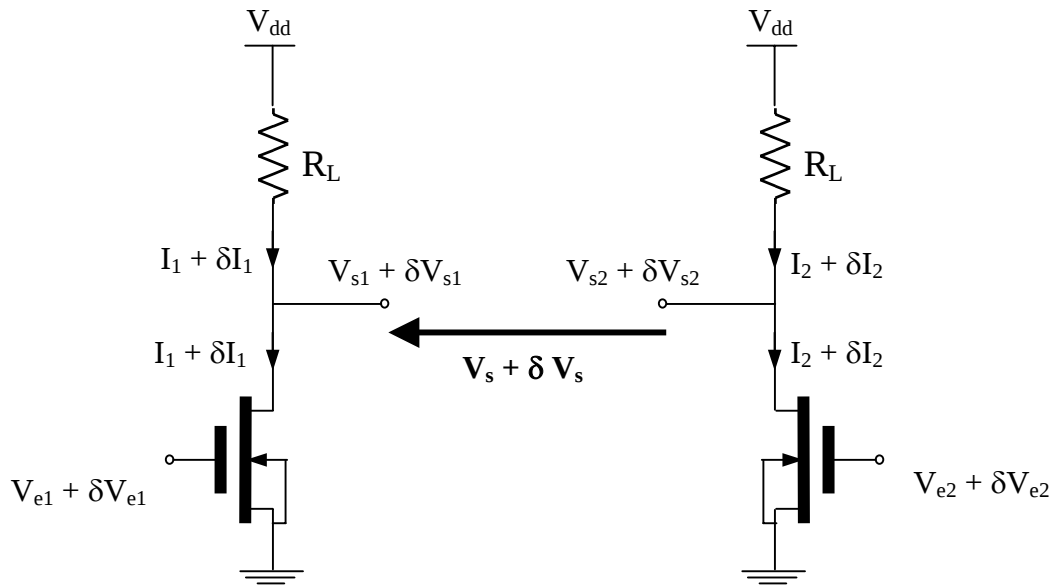


Chapitre 6 : Amplification différentielle

I Intérêt du montage différentiel et généralités

I.1 Montage différentiel à paires séparées



Tensions de polarisations : $V_{gs1} = V_{e1}$ et $V_{ds1} = V_{s1}$
 $V_{gs2} = V_{e2}$ et $V_{ds2} = V_{s2}$

Tensions petits signaux : $\delta V_{gs1} = \delta V_{e1}$ et $\delta V_{ds1} = \delta V_{s1}$
 $\delta V_{gs2} = \delta V_{e2}$ et $\delta V_{ds2} = \delta V_{s2}$

On souhaite un fonctionnement similaire des deux transistors que l'on prend identiques, chargés par des charges identiques. Il faut donc choisir $V_{e1} = V_{e2} = V_{emc}$, **tension de polarisation d'entrée encore appelée polarisation de mode commun**.

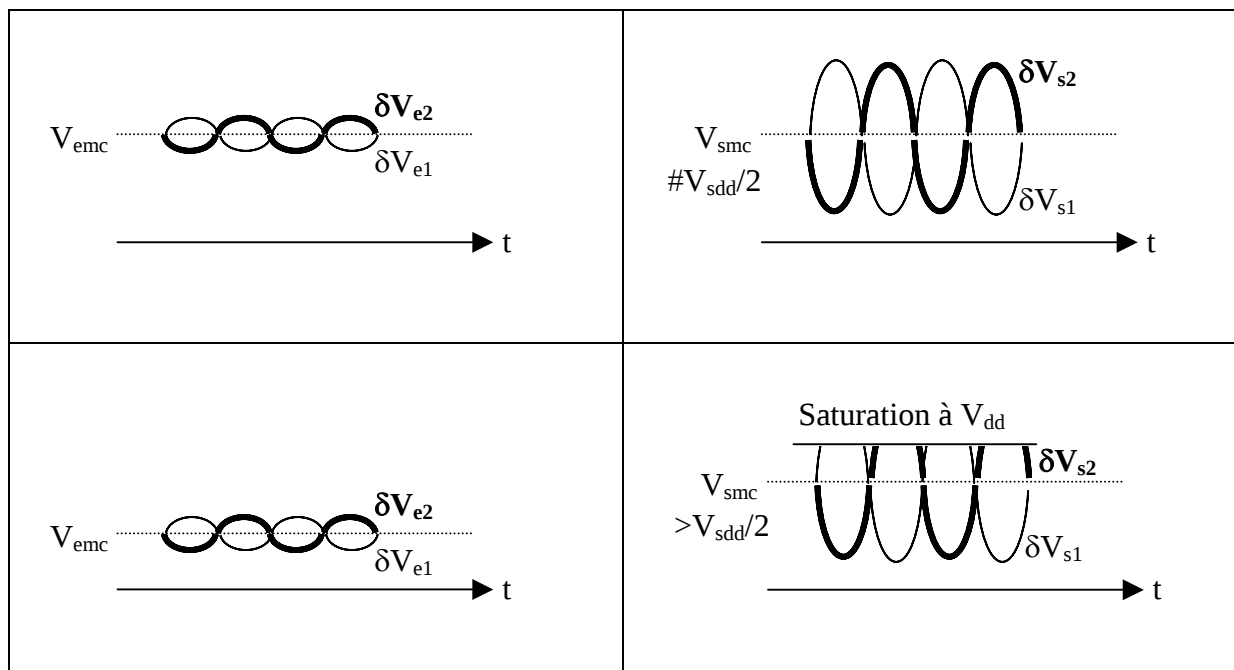
Concernant les petits signaux : on peut décomposer δV_{e1} et δV_{e2} en un petit signal de mode commun et un petit signal de mode différentiel, en opposition de phase.

	$\delta V_{e1} = \delta V_{emc} + \frac{\delta V_{ed}}{2}$ $\delta V_{e2} = \delta V_{emc} - \frac{\delta V_{ed}}{2}$	$\delta V_{emc} = \frac{\delta V_{e1} + \delta V_{e2}}{2}$ $\delta V_{ed} = \delta V_{e1} - \delta V_{e2}$
--	---	--

En sortie, on a de même : $\delta V_{s1} = \delta V_{smc1} + \delta V_{sd1}$ et $\delta V_{s2} = \delta V_{smc2} + \delta V_{sd2}$. Supposons que $\delta V_{emc} = 0$. Et observons les différentes configurations ci-dessous où la polarisation de mode commun en sortie dépend de la polarisation de mode commun en entrée :

Si V_{emc} est tel que $V_{smc} \neq V_{dd}/2$: pas de soucis.

Si V_{emc} est faible (pour limiter la chute de tension aux bornes de R_L en faisant circuler un courant $I_1 = I_2$ faible) alors dans ce cas V_{smc} est proche de V_{dd} et on observe de la distorsion.



I.2 Intérêt de la paire différentielle par rapport au montage simple

Elimination du brouillage de mode commun.

Dynamique deux fois plus élevée.

Permet avec quelques améliorations les montages à amplificateur opérationnel.

I.3 Problème de la dépendance en fonction du mode commun et solution

Le problème de cette paire différentielle est donc la dépendance de la tension différentielle de sortie avec la tension de mode commun. Il faut associer les deux paires de transistor. On appelle une telle paire : **paire différentielle couplée**.

I.4 Problème de la chute de tension dans la résistance R_L

Tout comme pour l'ampli à simple étage, la chute de tension au borne de R_L peut s'avérer très importante et on préférera une charge active à l'aide d'un transistor MOS. La **paire différentielle couplée chargée activement** (par le biais d'un miroir de courant) est un amplificateur opérationnel. Nous développerons ce point dans le chapitre 4 sur les AOP.

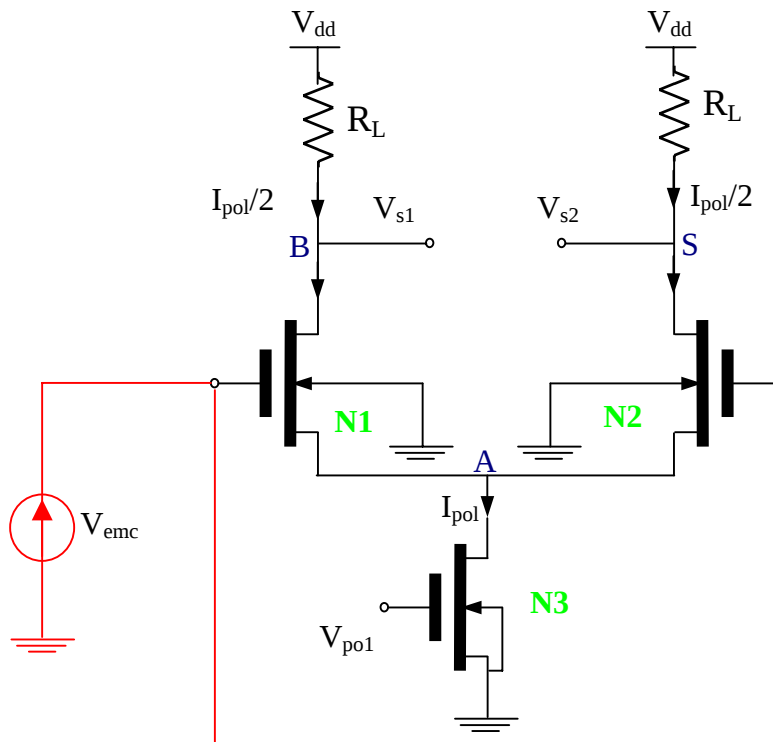
En pratique, les polarisations V_{e1} et V_{e2} permettent la formation d'un canal conducteur dans N1 et N2. La polarisation V_{pol} permet la formation d'un canal dans N3. La présence d'une polarisation V_{dd} permet l'établissement d'un courant circulant au sein des branches 1 et 2. Si les polarisations V_{e1} et V_{e2} sont suffisantes, c'est alors V_{pol} qui limite le courant et qui impose I_{pol} . Les deux branches étant identiques, on a alors $I_1 = I_2 = I_{pol}/2$.

Il faut s'assurer que la chute de tension n'est pas trop importante afin de conserver N3 en ZA, c-à-d que $V_A \geq V_{pol} - V_{tn}$.

Nous allons décrire ces phénomènes plus correctement ci-dessous.

II.2 Principe de fonctionnement de la paire différentielle couplée

II.2.1 Caractéristique de transfert en mode commun

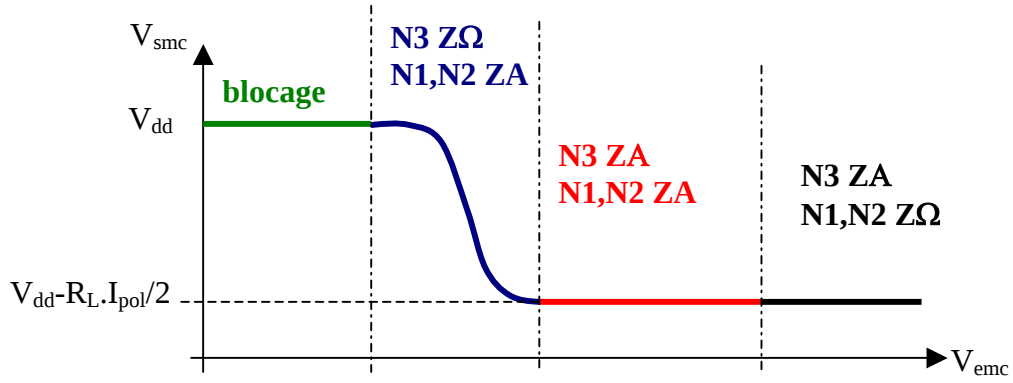


Tant que $V_{emc} < V_{tn}$: blocage. Il n'y a pas de courant I_1 ou I_2 possible $\Rightarrow I_{pol} = 0 \Rightarrow V_{s1} = V_{s2} = V_{dd}$.

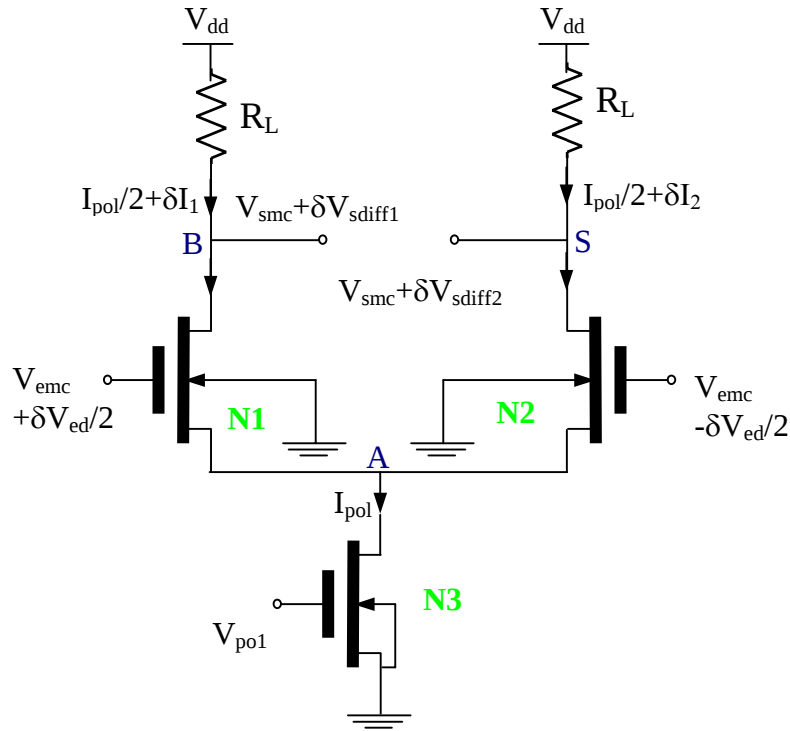
V_{emc} augmente : formation d'un canal. Un courant $I_{pol}/2$ peut circuler mais il est limité par la taille du canal dans N1 et N2. Or I_{pol} faible signifie que N3 est en zone ohmique. Par contre, N1 et N2 sont en zone active car les tensions $V_{s1} = V_{s2} = V_{smc}$ partent de V_{dd} et on a donc $V_{smc} > V_{emc} - V_{tn}$. Ce sont N1 et N2 qui imposent la valeur de I_{pol} .

V_{emc} augmente encore : I_{pol} croît jusqu'à atteindre la valeur maximale pouvant circuler dans N3 du fait de V_{pol} . N3 passe en ZA et joue son rôle de générateur de courant. La chute de tension au borne de R_L impose la valeur de $V_{smc} = V_{dd} - R_L \cdot I_{pol}/2$.

V_{emc} augmente encore : I_{pol} ne croît plus et V_{smc} ne change plus. Par contre, il y a un moment où N1 et N2 quittent la zone active pour passer en zone ohmique (pour $V_{smc} \leq V_{emc} - V_{tn}$).



II.2.2 Calcul du gain différentiel $G_d : \delta V_{ed} \neq 0$ et $\delta V_{emc} = 0$



Nous n'avons pas représenté les courants I_s , ici (toujours nuls pour l'instant car CO).

On a les relations suivantes :

$$V_{s1} = V_{dd} - R_L I_1 \quad \text{et} \quad V_{s2} = V_{dd} - R_L I_2$$

$$V_{s1} - V_{s2} = -R_L (I_1 - I_2)$$

On la discrétise

$$\delta V_{sdiff} = \delta V_{sdiff1} - \delta V_{sdiff2} = -R_L (\delta I_1 - \delta I_2)$$

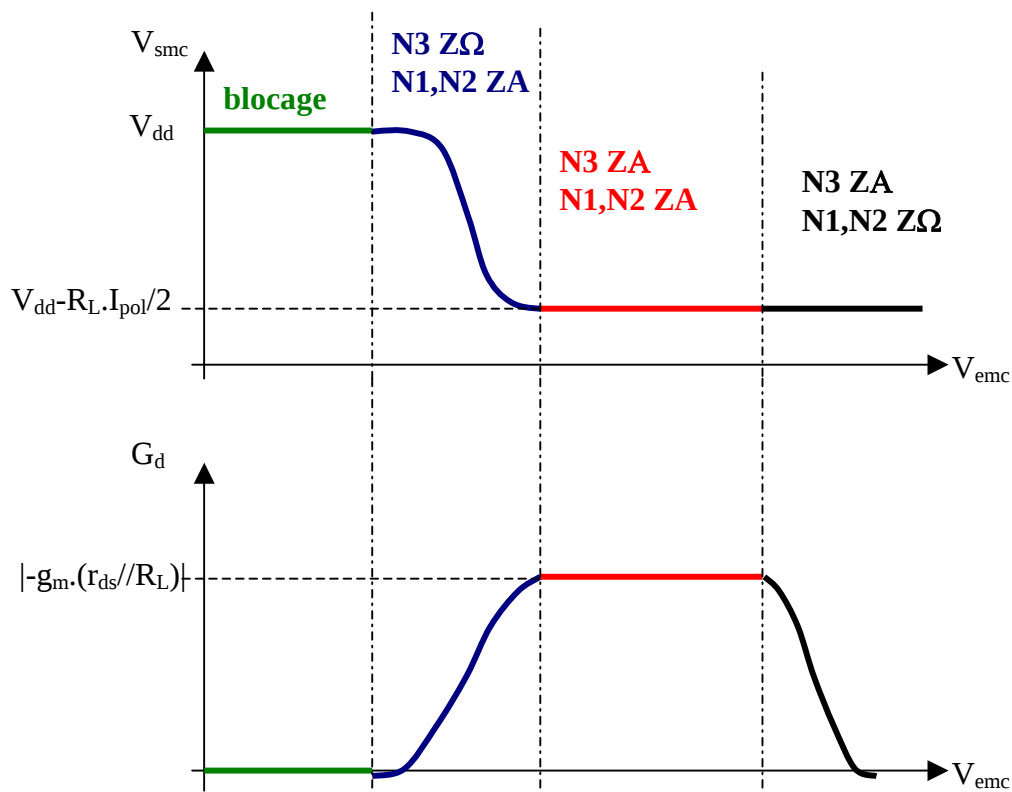
Or

$$\delta I_1 = g_m \left[\frac{\delta V_{ed}}{2} - \delta V_A \right] + \frac{1}{r_{ds}} [\delta V_{sdiff1} - \delta V_A]$$

$$\begin{aligned} \delta I_2 &= g_m \left[-\frac{\delta V_{ed}}{2} - \delta V_A \right] + \frac{1}{r_{ds}} [\delta V_{sdiff\ 2} - \delta V_A] \\ \Rightarrow \delta I_1 - \delta I_2 &= g_m \delta V_{ed} + \frac{1}{r_{ds}} \delta V_{sdiff} \\ \Leftrightarrow -\frac{1}{R_L} \delta V_{sdiff} &= g_m \delta V_{ed} + \frac{1}{r_{ds}} \delta V_{sdiff} \\ \Leftrightarrow \delta V_{sdiff} &= -g_m [r_{ds} // R_L] \delta V_{ed} \end{aligned}$$

Gain différentiel G_d , négatif

II.2.3 Caractéristique du gain différentiel en fonction de V_{emc}



Quand tous les transistors sont en ZA, on a alors :

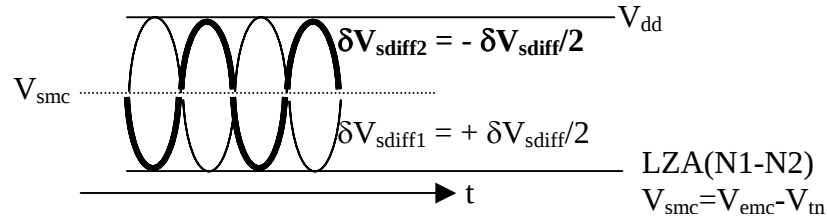
$$g_m = \frac{2 I_{pol}/2}{V_{emc} - V_{tn} - V_A} \quad \text{avec} \quad I_{pol}/2 = K_n \frac{W}{L} [V_{emc} - V_{tn} - V_A]^2$$

$$\text{D'où} \quad g_m = 2 \cdot \sqrt{\left[\frac{I_{pol}}{2} \right] \cdot K_n \frac{W}{L}} = \text{constante} \quad \text{d'où} \quad G_d = \text{constante}$$

(On dit qu'il y a autoadaptation de V_A suivant V_{emc} .)

II.2.4 Excursion du signal de sortie

On s'arrangera pour placer V_{smc} tel que l'on ait l'excursion suivante :



II.2.5 Gain en mode commun G_m : $\delta V_{ed} = 0$ et $\delta V_{emc} \neq 0$

Si l'on reprend la caractéristique de transfert $V_{smc}(V_{emc})$, on voit que dès que N3 devient actif, I_{pol} est constant. On néglige l'effet Early.

En réalité, I_{pol} augmente légèrement au fur que V_{emc} augmente car du fait de l'autoadaptation, V_A augmente aussi.

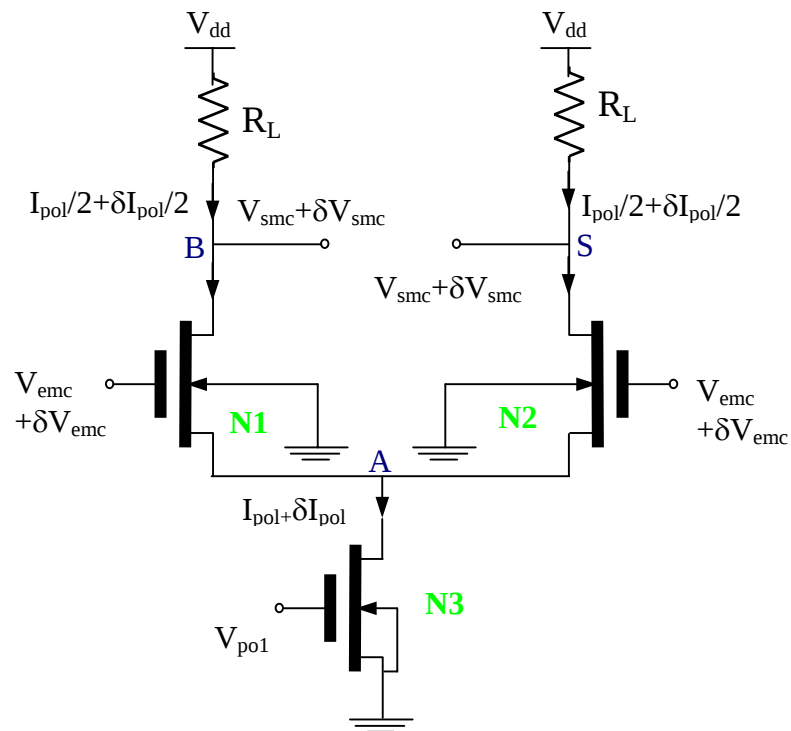
Par conséquent $V_{s1} = V_{s2} = V_{dd} - R_L \cdot I_{pol}$, diminuent légèrement.

Par conséquent, G_{mc} sera négatif et faible puisque du second ordre car lié à l'effet Early.

(Heureusement car un G_{mc} élevé serait désastreux pour la distorsion).

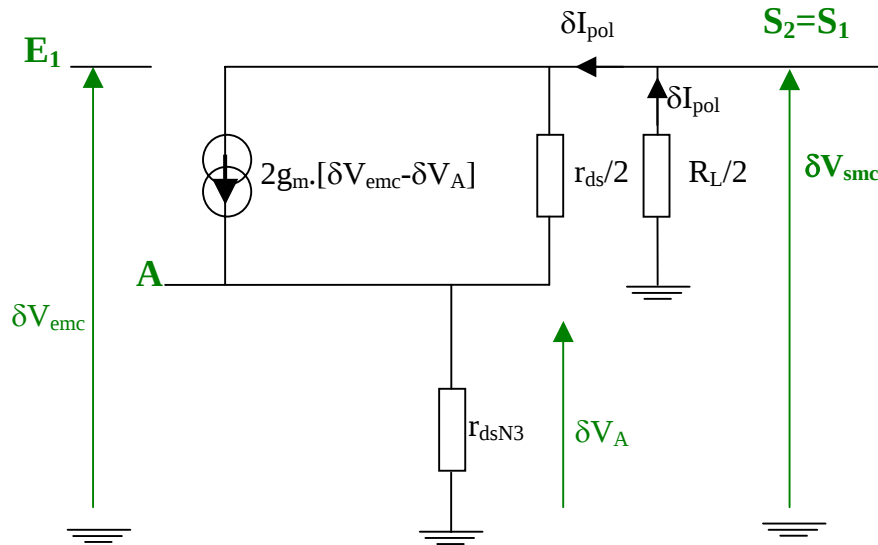
Remarque : le G_{mc} intervient quand δV_{e1} et δV_{e2} ne sont pas opposés l'un à l'autre, c-à-d lorsque l'on a un petit signal de mode commun. En pratique c'est quasiment toujours le cas puisque $\delta V_{e1} = \delta V_e$ et $\delta V_{e2} = 0$.

On a le schéma suivant :

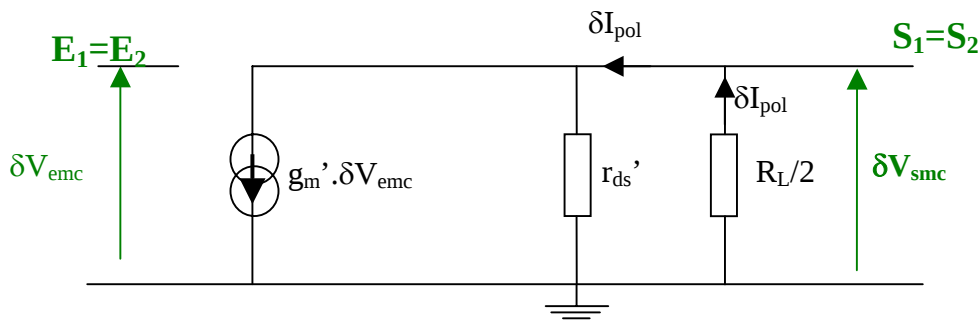


Attention, d'un point de vue petit signal A n'est plus une masse virtuelle et I_{pol} a lui aussi une variation petit signal.

On peut dresser le schéma petit signal suivant en court-circuitant V_{s1} et V_{s2} qui ont la même valeur :



Il s'agit du même montage que celui de la source dégénérée vue au chapitre 2. On peut donc transformer le schéma ainsi :



avec

$$g_m' = \frac{2g_m}{[1 + 1,2 \cdot r_{dsN3} \cdot 2g_m]}$$

$$r_{ds}' = \frac{r_{ds}}{2} [1 + 1,2 \cdot r_{dsN3} \cdot 2g_m]$$

Le gain en mode commun est donc $G_{mc} = -g_m' \cdot \left[r_{ds}' // \frac{R_L}{2} \right]$

On rappelle $r_{ds}' > r_{ds}$ et $r_{ds} \approx 100 \text{ kOhm}$ (idem pour l'ordre de grandeur de r_{dsN3}). Alors que $R_L \approx 100 \text{ Ohm}$ pour éviter les fortes chutes de tension. g_m est de l'ordre de 1 à 5 mS.

Donc

$$g_m' \approx \frac{1}{[1,2 \cdot r_{dsN3}]}$$

$$r_{ds}' // \frac{R_L}{2} \approx \frac{R_L}{2}$$

d'où

$$G_{mc} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{R_L}{1,2 \cdot r_{dsN3}} \ll 1$$

II.3 Conclusion sur les gains

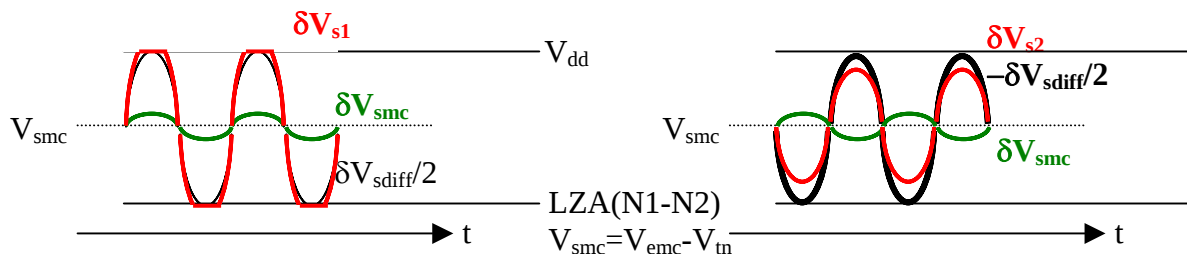
Si l'on considère un signal de sortie purement différentiel $V_s = V_{s1} - V_{s2}$, les petits signaux de mode commun sont identiques et s'annulent. On pourrait donc considérer qu'ils n'engendrent pas de problème.

Ceci est vrai sauf pour la distorsion.

En effet, considérons N1 et la sortie S_1 puis N2 et la sortie S_2 .

On a en S_1 : $V_{smc} + \delta V_{sdiff} + \delta V_{smc}$

On a en S_2 : $V_{smc} - \delta V_{sdiff} + \delta V_{smc}$



δV_{s1} sature alors que δV_{s2} est réduit : par conséquent on observe de la **distorsion de signal**.

II.4 Tension de décalage ou offset

En pratique, même si on a exactement $V_{e1} = V_{e2} = V_{emc}$, on n'a pas forcément $V_{s1} = V_{s2} = V_{smc}$.

La dispersion des passifs : ΔR , ΔC , et des actifs ΔI implique une dissymétrie des transistors N1 et N2 que l'on retrouve sur V_{s1} et V_{s2} $\Rightarrow V_{s1} - V_{s2} = \Delta V_s$.

Pour compenser cette dissymétrie, il faut appliquer une tension de décalage ΔV_e sur V_{e1} ou V_{e2} telle que $\Delta V_s = 0$.

La formulation générale de l'offset en entrée est $\Delta V_e = \frac{I}{g_m} \left[\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta I}{I} \right]$.

Cette formule vient tout simplement du fait que $\Delta V_s = I \cdot \Delta R + R \cdot \Delta I$ et que $\Delta V_s = G \cdot \Delta V_e$

On a de plus :

$$\bullet \quad \frac{\Delta I}{I} = \frac{2\Delta V_{tn}}{V_{gs} - V_{tn}} + \frac{\Delta L}{L} \quad \text{car} \quad \left\{ \begin{array}{l} I = K_n \frac{W}{L} [V_{gs} - V_{tn}]^2 \\ \frac{\Delta K_n}{K_n} \text{ est négligeable} \\ \frac{\Delta W}{W} \ll \frac{\Delta L}{L} \\ \frac{\Delta V_{tn}}{V_{tn}} \text{ non négligeable} \end{array} \right.$$

$$\bullet \quad \frac{I}{g_m} = \frac{V_{gs} - V_{tn}}{2}$$

$$\Rightarrow \Delta V_e = \Delta V_{tn} + \frac{V_{gs} - V_{tn}}{2} \left[\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta L}{L} \right]$$

$$\text{Ordre de grandeur} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta R}{R} \approx 1\% \\ \Delta V_{tn} \approx 5\text{mV} \\ \Delta L \approx 0,05\mu\text{m} \end{array} \right.$$