

Les amplificateurs de courant CMOS

Table des matières

1	Concepts de base	2
1.1	Définition	2
1.2	Symbolisme	2
1.3	Structures	3
2	Amplificateurs de courant basiques	3
2.1	Le suiveur de courant basique	3
2.1.1	Contraintes de polarisation	3
2.1.2	Performances petits signal	4
2.2	Les amplificateurs de courant basiques	5
2.2.1	Constitution	5
2.3	Les amplificateurs de courant basiques repliés	5
2.3.1	Constitution	5
2.3.2	Contraintes de polarisation	6
2.4	Amplificateurs de courant supergm repliés	6
2.4.1	Constitution	6
2.4.2	Contraintes de polarisation	6
2.4.3	Performances petits signal	8
2.5	Amplificateur supergm télescopique	10
2.5.1	Constitution	10
2.5.2	Contraintes de polarisation	10
2.5.3	Performances petits signal	11
2.6	Autres sources suiveuses avec contre réaction locale	11
2.7	Amplificateur supergm avec décalage de tension	12
2.7.1	Constitution	12

1 Concepts de base

1.1 Définition

Du point de vue théorie des réseaux électriques, l'amplificateur de courant idéal est un transducteur courant/courant de gain A_i , avec une impédance d'entrée nulle et une résistance de sortie infinie. En pratique, l'amplificateur de courant réel présente une impédance d'entrée finie fonction de la fréquence et une impédance de sortie également finie et également fonction de la fréquence. Sous sa forme la plus simple, il est modélisable à partir d'une source de courant commandée en courant comme le montre le schéma de la *figure 1*. Conventionnellement, l'amplificateur de courant est positif lorsque le courant d'entrée et le courant de sortie sont entrant (convention courants entrant du quadripôle électrique)

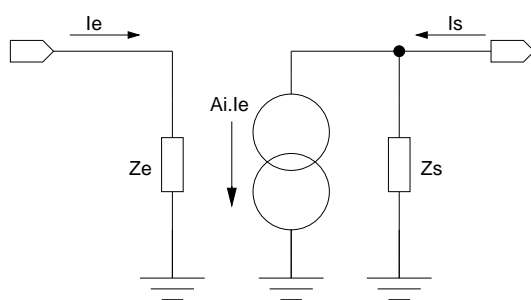


FIGURE 1 –

Modélisation de l'amplificateur de courant réel positif

1.2 Symbolisme

Le schéma de la *figure 2* donne les différents symboles utilisés pour représenter les différentes formes de l'amplificateur de courant. Ainsi, de la gauche vers la droite, sont d'abord représentés l'amplificateur positif (courant d'entrée et de sortie entrant), puis l'amplificateur négatif (courant d'entrée et de sortie en sens opposé), et enfin l'amplificateur multisortie positives et/ou négatives. On notera qu'en cas d'absence de la notation A_i , l'amplificateur est considéré comme ayant un gain unitaire et que la configuration suiveur de courant correspond à un amplificateur de gain un et négatif.

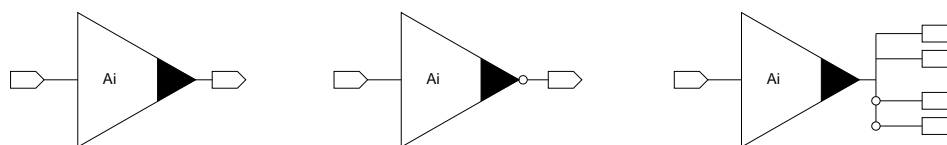


FIGURE 2 –

Symbolisme des amplificateurs de courant

1.3 Structures

compacte , non compacte et composites (AOI BLABLA)

2 Amplificateurs de courant basiques

2.1 Le suiveur de courant basique

Partant du schéma conceptuel "unitor" "unitor" , les suiveurs de courant basiques (ou génériques) de type N et de type de la *figure 3* sont simplement constitués d'un transistor drain commun MN1 (MP1) en boucle ouverte, polarisé par deux sources de courant de valeur identique, physiquement réalisées par les transistors MN4 (MP4) et MP3 (MN3).

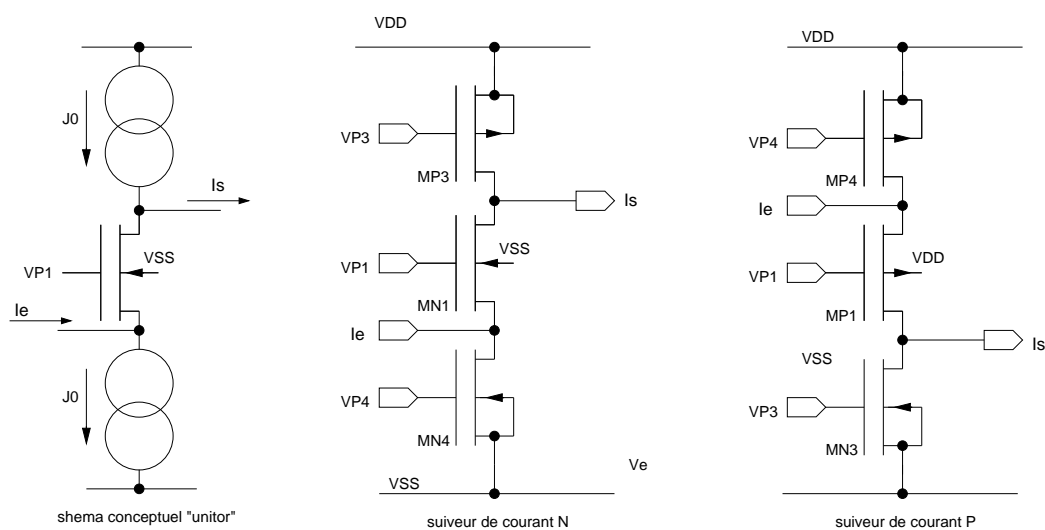


FIGURE 3 –
Synthèse du suiveur de courant basique

2.1.1 Contraintes de polarisation

A FAIRE

Pour être en fonctionnement normal, il faut que les deux transistors de la source suiveuse de type N soient en régime saturé. Pour ce faire, et pour MN1, $V_{eg} = V_{gs} - V_{TH}$ étant la tension effective de grille, il faut avoir

$$V_{ds1} = V_{DD} - V_s > V_{eg1}$$

soit

$$V_e < V_{DD} + V_{TH1}.$$

Quant à la saturation du transistor MN2, elle est assurée avec

$$V_{ds2} = V_s - V_{SS} > V_{eg2}$$

soit

$$V_e > V_{TH1} + V_{eg1} + V_{eg2} + V_{SS}.$$

On arrive ainsi à la contrainte sur la tension d'entrée de mode commun

$$V_{TH1} + V_{eg1} + V_{eg2} + V_{SS} < V_e < V_{DD} + V_{TH1}.$$

Pour la source commune de type P on détermine de manière similaire

$$V_{SS} + V_{TH1} < V_e < V_{TH1} + V_{eg1} + V_{eg2} + V_{DD}.$$

2.1.2 Performances petits signal

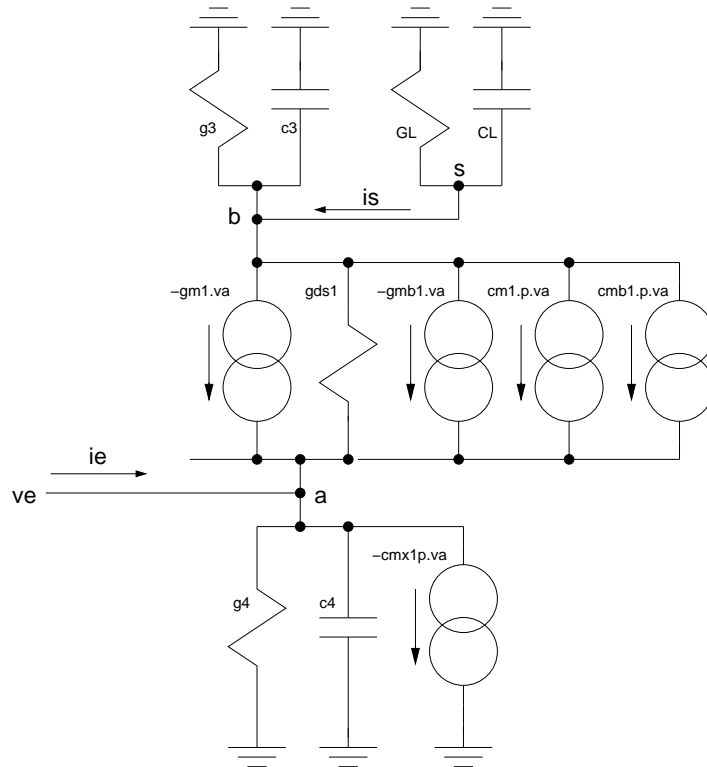


FIGURE 4 –
Schéma équivalent petit signal
du suiveur de courant basique

- Fonction de transfert

Le schéma équivalent de la *figure ??* permet le calcul de la fonction de transfert. La résistance RL et le condensateur CL permettent la prise en compte d'un circuit de charge présentant une impédance éventuellement non nulle.

A FAIRE

$$T(p) = \frac{Cgs p + gm_1}{(Cs + Cgs)p + G_1 + Gs}.$$

- Cs représente la somme des capacités connectées sur le nœud S, c'est à dire les capacités intrinsèques et extrinsèques(jonction) de M1 et M4, ainsi que la capacité de charge Cl

- C_{gs} a pour valeur $cgs_1 + cgb_1$ si le substrat de M1 est connecté à la source, sinon elle a pour valeur simplement cgs_1
- G_1 est la conductance intrinsèque de M1 avec $G_1 = gm_1 + gmb_1 + gds_1$
- G_s représente la somme des conductances connectées sur le nœud **S**, c'est à dire la conductance de sortie de M4 et la conductance de charge $1/Rl$ du dispositif.

Le gain statique

$$A_0 = \frac{gm_1}{gm_1 + gmb_1 + gds_1 + G_s} \approx \frac{1}{1 + \frac{G_s}{gm_1 + gmb_1}}$$

présente une perte d'insertion intrinsèque provenant de la transconductance de substrat qui peut éventuellement (si la technologie le permet) être annulée en connectant la source au substrat de M1.

- Impédance de sortie

Pour déterminer l'impédance de sortie de la source suiveuse on doit considérer le schéma de la *figure ??*, éteindre la tension d'entrée, et extraire la charge Rl et Cl de la conductance G_s et la capacité C_s . Ce faisant, on détermine l'admittance

$$Y_s = G_1 + G_s' + (C_s' + C_{gs})p$$

décomposable en une résistance de sortie de valeur

$$R_s = \frac{1}{G_1 + G_s'} \approx \frac{1}{gm_1 + gmb_1}$$

et une capacité de sortie de valeur

$$C_s = C_s' + C_{gs}$$

- Impédance d'entrée

D'après le schéma équivalent de la *figure ??*, la sortie vs étant reliée à la masse, il est clair que l'impédance d'entrée est capacitive avec

$$C_e = cgd_1 + cgs_1 + cgb_1.$$

- Distorsion harmonique

BLABLA

2.2 Les amplificateurs de courant basiques

2.2.1 Constitution

2.3 Les amplificateurs de courant basiques repliés

2.3.1 Constitution

BLABLA REPLIEMENT TENSIONS DE MODE COMMUN MINIMISATION COURANT CONSOMME

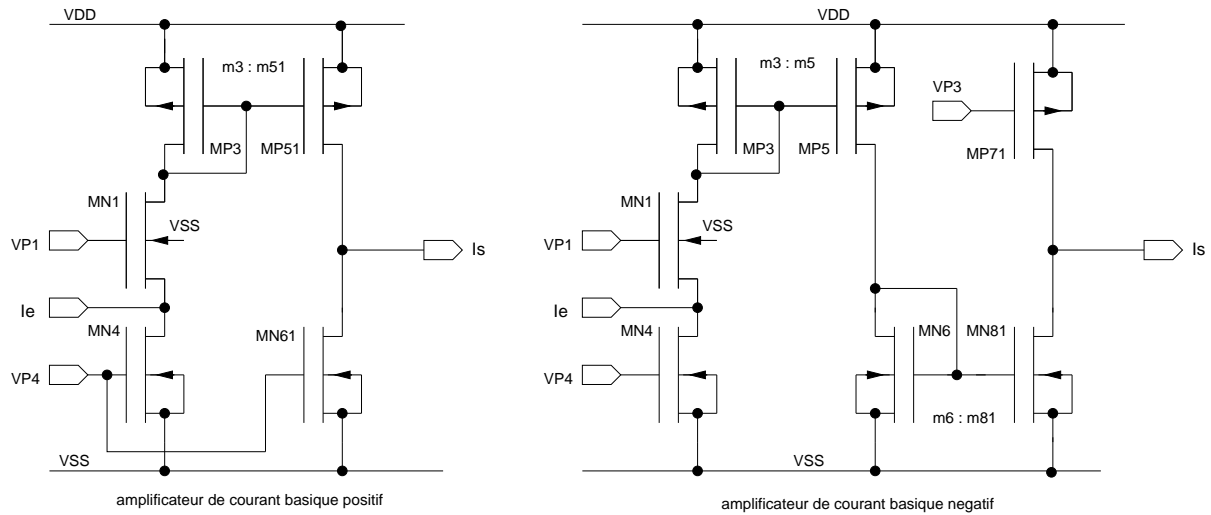


FIGURE 5 –
Amplificateurs de courant basiques

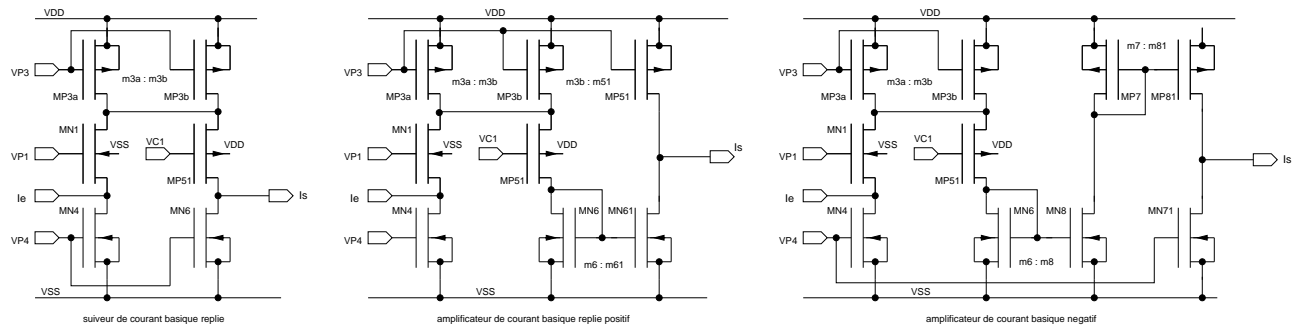


FIGURE 6 –
Amplificateurs de courant basiques repliés

2.3.2 Contraintes de polarisation

A FAIRE

2.4 Amplificateurs de courant supergm repliés

2.4.1 Constitution

La source suiveuse de la *figure ??* est la version CMOS du transistor "composite" PNP/NPN principalement utilisé dans les étages de sortie des dispositifs à transistors bipolaires afin d'augmenter la valeur de la transconductance du PNP. Nous conviendrons de nommer ces suiveurs de tension source suiveuse composite supergm repliée (par opposition à la version télescopique) de type N et de type P.

2.4.2 Contraintes de polarisation

A FAIRE

La mise en saturation du transistor MN1 avec

$$Vds_1 = VDD + VGS_2 + Vs > Veg_1$$

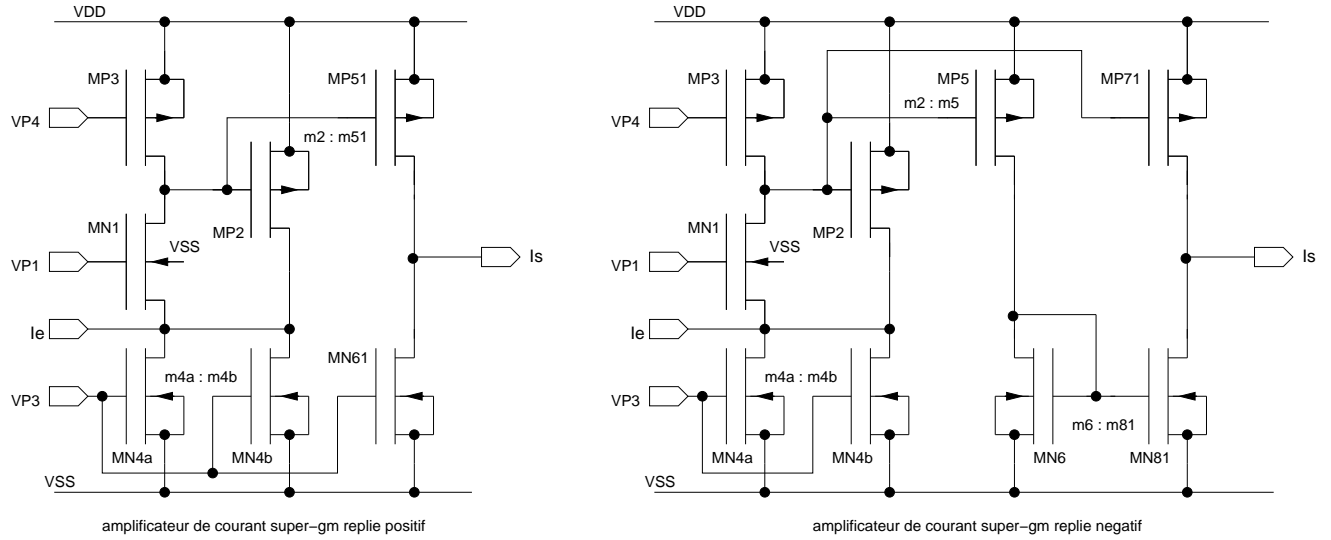


FIGURE 7 –
Amplificateur de courant supergm repliées

conduit à la réalisation de la condition

$$V_e < VDD + VTH_2 + Veg_2 + VTH_1.$$

La mise en saturation du transistor MN3 conduit à la même condition sur V_e que la source commune soit

$$V_e > VTH_1 + Veg_1 + Veg_3 + VSS.$$

Quant à la saturation de MP2 elle est effective avec

$$Vsd_2 = VDD - Vs > -Veg_2$$

correspondant à

$$V_e < VTH_1 + Veg_1 + Veg_2 + VDD.$$

En prenant les contraintes les plus fortes, la tension d'entrée de mode commun doit être telle que

$$VTH_1 + Veg_1 + Veg_2 + VSS < V_e < VTH_1 + Veg_1 + Veg_2 + VDD.$$

Ces contraintes sont du même ordre que celles de la source suiveuse commune. Il faut toutefois ajouter la condition de saturation sur MP4, correspondant à

$$VTH_2 < Veg_4 - Veg_2.$$

Pour la source commune de type P on détermine de manière similaire

$$VTH_1 + Veg_1 + Veg_2 + VSS < V_e < VTH_1 + Veg_1 + Veg_2 + VDD.$$

et

$$VTH_2 > Veg_4 - Veg_2.$$

2.4.3 Performances petits signal

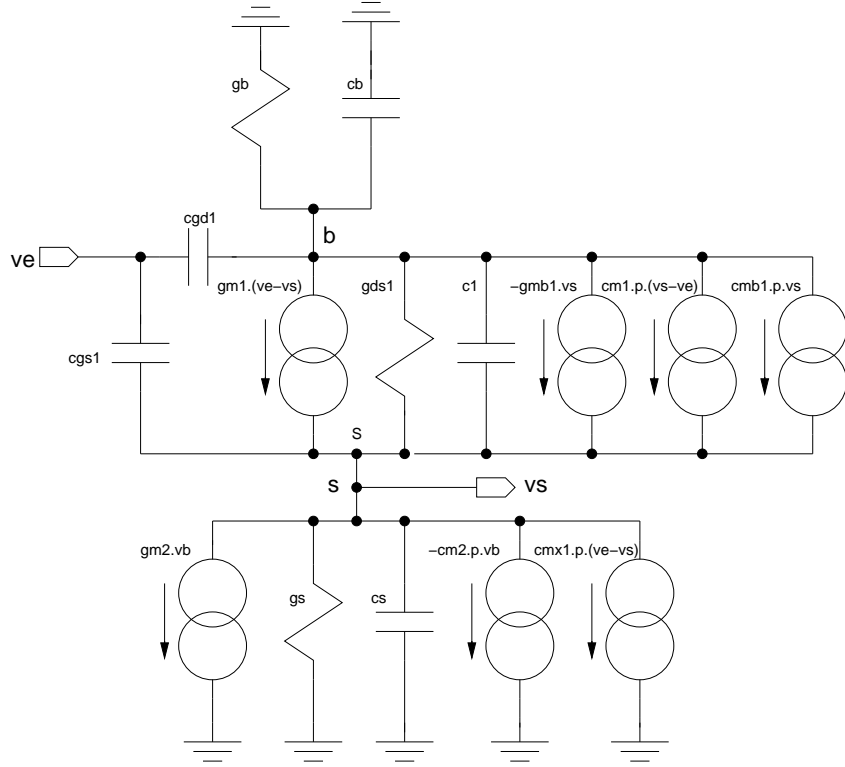


FIGURE 8 –
Schéma équivalent petit signal
de la source suiveuse supergm repliée

- Fonction de transfert

La fonction de transfert peut être calculée à partir du schéma équivalent petit signal de la *figure 8*. Pour ce faire, on calcule la somme des courants au nœud **a** et la somme des courants sur le nœud **s**. On arrive ainsi à

$$T(p) = \frac{n_2 p^2 + n_1 p + n_0}{d_2 p^2 + d_1 p + d_0}$$

avec

$$n_2 = Cgs(Ca + Cdd + cgd_1)$$

$$n_1 = gm_1 Ca + (Ga + gds_1)Cgs + (gm_1 - gm_2 + gds_1)cgd_1$$

$$n_0 = gm_1(gm_2 + Ga)$$

$$d_2 = (Cgs + Cs)(Ca + Cdd + cgd_1) + Cdd(Ca + cgd_1)$$

$$d_1 = G_1(Ca + cgd_1) + (gm_2 + Ga + Gs)Cdd + Gs(Ca + cgd_1) + (Ga + gds_1)(Cgs + Cs)$$

$$d_0 = G_1(Ga + gm_2) + Gs(Ga + gds_1)$$

- Ca représente la somme des capacités connectées sur le nœud \mathbf{a} , c'est à dire les capacités intrinsèques et extrinsèques(jonction) de M1, M2 et M4
- Cs représente la somme des capacités connectées sur le nœud \mathbf{S} , c'est à dire les capacités intrinsèques et extrinsèques de M1, M2 et M3, ainsi que la capacité de charge Cl
- Cdd représente la somme des capacités connectées entre le nœud \mathbf{a} et le nœud \mathbf{S} , c'est à dire la cds_1 et la capacité cgd_2
- Cgs a pour valeur $cgs_1 + cgb_1$ si le substrat de M1 est connecté à la source, sinon elle a simplement pour valeur cgs_1
- G_1 est la conductance intrinsèque de M1 avec $G_1 = gm_1 + gmb_1 + gds_1$
- Ga représente la conductances connectées sur le nœud \mathbf{a} , correspondant à la conductance de sortie de M4
- Gs représente la somme des conductances connectées sur le nœud \mathbf{S} , c'est à dire la conductance de sortie de M2 et M3 et la conductance de charge $1/Rl$ du dispositif.

Comme la source suiveuse commune, le gain statique

$$A_0 = \frac{gm_1(gm_2 + Ga)}{G_1(gm_2 + Ga) + Gs(Ga + gds_1)} \approx \frac{1}{1 + \frac{Gs(Ga + gds_1)}{gm_1 gm_2}}$$

présente une perte d'insertion intrinsèque provenant de la transconductance de substrat qui peut éventuellement être annulée en connectant la source au substrat de M1. En terme de comportement en fréquence, la fonction de transfert est du type conformateur d'amplitude du deuxième ordre représentable par la forme canonique

$$T(p) = K \frac{p^2 + \frac{\omega_z}{Q_z}p + \omega_z^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q_0}p + \omega_0^2}$$

avec

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1(gm_2 + Ga + gds_1) + Gs(Ga + gds_1)}{(Cgs + Cs)(Ca + Cdd + cgd_1) + Cdd(Ca + cgd_1)}} \approx \sqrt{\frac{gm_2(gm_1 + gmb_1)}{Ca(Cgs + Cs)}}$$

$$Q_0 = \frac{\sqrt{(G_1 gm_2 + (G_1 + Gs)(Ga + gds_1))((Cgs + Cs)(Ca + Cdd + cgd_1) + Cdd(Ca + cgd_1))}}{G_1(Ca + cgd_1) + gm_2 Cdd + Gs(Ca + Cdd + cgd_1) + Ga(Cgs + Cs + Cdd) + gds_1(Cgs + Cs)}$$

soit

$$Q_0 \approx \sqrt{\frac{gm_2}{gm_1 + gmb_1} \frac{Cgs + Cs}{Ca} \frac{1}{1 + \frac{Gs}{gm_1 + gmb_1}}}$$

et avec

$$\omega_z = \sqrt{\frac{gm_1(gm_2 + Ga)}{Cgs(Ca + Cdd + cgd_1)}} \approx \sqrt{\frac{gm_1 gm_2}{Ca Cgs}}$$

$$Q_z = \frac{\sqrt{gm_1(gm_2 + Ga)(Cgs(Ca + Cdd + cgd_1) + Cddcgd_1)}}{gm_1 Ca + (Ga + gds_1)Cgs + (gm_1 - gm_2 + gds_1)cgd_1}$$

soit

$$Q_z \approx \sqrt{\frac{gm_2 Cgs}{gm_1 Ca}}$$

On notera que le conformateur d'amplitude peut présenter une surtension importante au voisinage de ω_0 , cette surtension étant dépendante de la quantité Q_0/Q_z et Q_0 augmentant avec la charge capacitive extrinsèque Cs et Q_z ayant une origine purement intrinsèque.

BLABLA BON PRINCIPE DE CONCEPTION

- **Impédance de sortie**

L'impédance de sortie de la source suiveuse est déterminée à partir du schéma de la *figure 8* en éteignant la tension d'entrée, et extrayant la charge Rl et Cl de la conductance Gs et la capacité Cs . On notera que la capacité Cgs se trouve en parallèle sur la sortie et que la capacité cgd_1 est en parallèle sur la capacité Ca . Ce faisant, on détermine l'admittance

$$Ys = (G_1 + Gs') + (Cdd + Cgs + C's)p + \frac{(gm_2 + Cddp)(G_1 + Cddp)}{Ga + gds_1 + Cap}$$

ayant pour valeur statique

$$Gs = G_1 + Gs' + \frac{G_1(gm_2 + gds_1)}{Ga + gds_1} \approx G_1 \frac{gm_2}{Ga + gds_1}$$

Ainsi, la contre réaction locale effectuée sur le transistor M1 permet de diminuer de un à deux ordres de grandeur la résistance de sortie de la source suiveuse supergm.

EFFET DE LA CONTRE REACTION LCALE

- **Capacité d'entrée**

- **Distorsion harmonique**

2.5 Amplificateur supergm télescopique

2.5.1 Constitution

BLABLA DEPLIEMENT + CONSOMMATION nous conviendrons de respectivement nommer ces suiveurs de tension source suiveuse supergm télescopique de type N et de type P.

2.5.2 Contraintes de polarisation

Pour un fonctionnement normal, les deux transistors MOS doivent être en régime saturés. Si nous nous intéressons au dispositif de type N, le transistor MN1 est saturé avec

$$Vds_1 = Vgs_2 - Vs - VSS > Veg_1$$

soit

$$(Veg_2 + VTH_2) - (Ve - Veg_1 - VTH_1) - VSS > Veg_1$$

c'est à dire

$$Ve < Veg_2 + VTH_2 + VTH_1 + VSS.$$

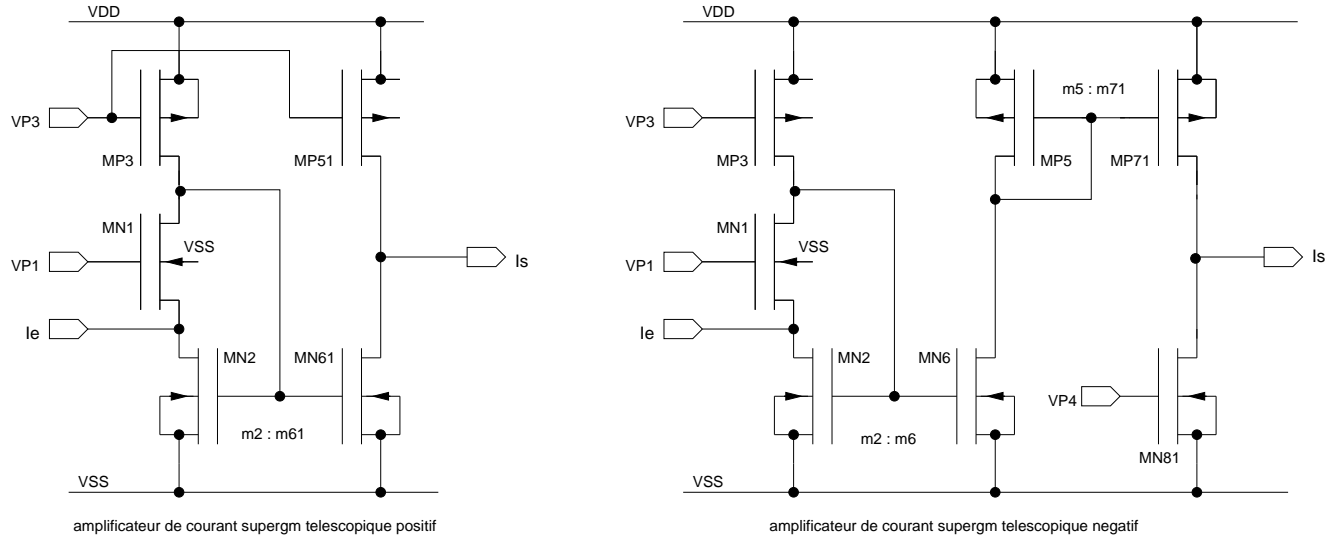


FIGURE 9 –
Amplificateurs de courant supergm telescopiques

Quant au transistor MN2, il est saturé avec

$$V_{ds2} = V_s - V_{SS} > V_{eg2}$$

soit

$$(V_e - V_{TH2} - V_{eg1}) - V_{SS} > V_{eg2}$$

c'est à dire

$$V_e > V_{eg2} + V_{eg1} + V_{TH2} + V_{SS}.$$

Ainsi pour le dispositif de type N, la tension d'entrée doit respecter la contrainte

$$V_{eg1} + V_{eg2} + V_{TH2} + V_{SS} < V_e < V_{eg2} + V_{TH2} + V_{TH1} + V_{SS}.$$

De manière similaire, pour un dispositif de type P on détermine que la tension d'entrée doit respecter la contrainte

$$V_{eg2} + V_{TH2} + V_{TH1} + V_{DD} < V_e < V_{eg2} + V_{eg1} + V_{TH2} + V_{DD}.$$

On peut noter que dans le cadre d'une faible tension d'alimentation et de fortes tension de seuil, on peut être conduit à faire travailler le transistor MN1 en faibles inversion.
BLABLA VERSION AVEC DECALEUR DE TENSION

2.5.3 Performances petits signal

2.6 Autres sources suiveuses avec contre réaction locale

AUTRES SS : AVEC AOP EL MASRI ,

2.7 Amplificateur supergm avec décalage de tension

2.7.1 Constitution

BLABLA

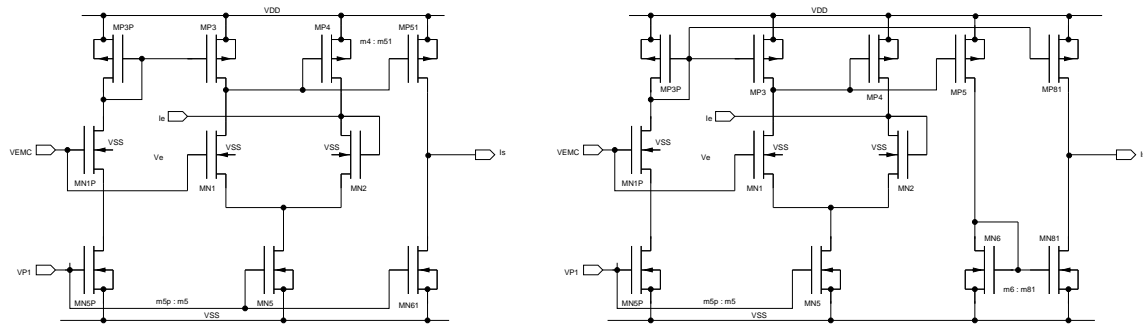


FIGURE 10 –
Amplificateurs de courant supergm avec décalage de tension