

# Suiveurs de tension CMOS

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Sources suiveuses</b>	<b>2</b>
2.1	Source suiveuse commune . . . . .	2
2.1.1	Constitution . . . . .	2
2.1.2	Contraintes de polarisation . . . . .	2
2.1.3	Performances petits signal . . . . .	3
2.2	Source suiveuse supergm repliée . . . . .	7
2.2.1	Constitution . . . . .	7
2.2.2	Contraintes de polarisation . . . . .	8
2.2.3	Performances petits signal . . . . .	9
2.3	Source suiveuse supergm télescopique . . . . .	17
2.3.1	Constitution . . . . .	17
2.3.2	Contraintes de polarisation . . . . .	17
2.4	Source suiveuse supergm décalée . . . . .	18
2.4.1	Constitution . . . . .	18
2.4.2	Contraintes de polarisation . . . . .	19
2.4.3	Performances petits signal . . . . .	19
2.5	Source suiveuse supergm non compacte . . . . .	24
2.6	Autres sources suiveuses avec contre réaction locale . . . . .	24
2.7	Sources suiveuses cascades . . . . .	25

# 1 Introduction

Un suiveur de tension est un transducteur tension-tension de gain idéalement unitaire. Son impédance d'entrée idéalement infinie et son impédance de sortie idéalement nulle lui confère, en électronique analogique, essentiellement le rôle d'adaptateur d'impédance. Le suiveur de tension est ainsi souvent simplement nommé par l'anglicisme "buffer".

## 2 Sources suiveuses

Les sources suiveuses utilisent un transistor principale N ou P en configuration drain commun. Le transistor suiveur peut travailler en boucle ouverte ou être contre réactioné localement afin de diminuer la résistance de sortie du dispositif. L'absence de contre réaction globale, fait que les sources suiveuses sont principalement caractérisées par une grande bande passante, une précision limitée et une forte distorsion harmonique. On notera qu'elles sont souvent utilisées en source de tension flottante (décaleur).

### 2.1 Source suiveuse commune

#### 2.1.1 Constitution

Les suiveurs de tension de la *figure 1* sont simplement constituées d'un transistor drain commun MN1 (MP1) en boucle ouverte et polarisé par une source de courant MN4 (MP4). Nous conviendrons de les appelées respectivement source suiveuse commune (ou générique) de type N et de type P.

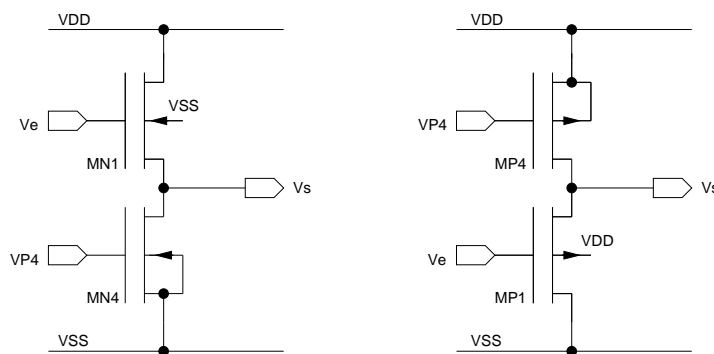


FIGURE 1 –

*Sources suiveuses communes de type N et de type P*

#### 2.1.2 Contraintes de polarisation

Pour être en fonctionnement optimal, 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

$V_{ds_1} = V_{DD} - V_s > V_{eg_1}$   
 soit  
 $V_e < V_{DD} + V_{TH_1}$   
 avec  
 $V_s = V_e - V_{TH_1} - V_{eg_1}$ .

Quant à la saturation du transistor MN4, elle est assurée avec

$V_{ds_4} = V_s - V_{SS} > V_{eg_4}$   
 soit  
 $V_e > V_{TH_1} + V_{eg_1} + V_{eg_4} + V_{SS}$ .

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

$$V_{TH_1} + V_{eg_1} + V_{eg_4} + V_{SS} < V_e < V_{DD} + V_{TH_1}.$$

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

$$V_{SS} + V_{TH_1} < V_e < V_{TH_1} + V_{eg_1} + V_{eg_4} + V_{DD}.$$

### 2.1.3 Performances petits signal

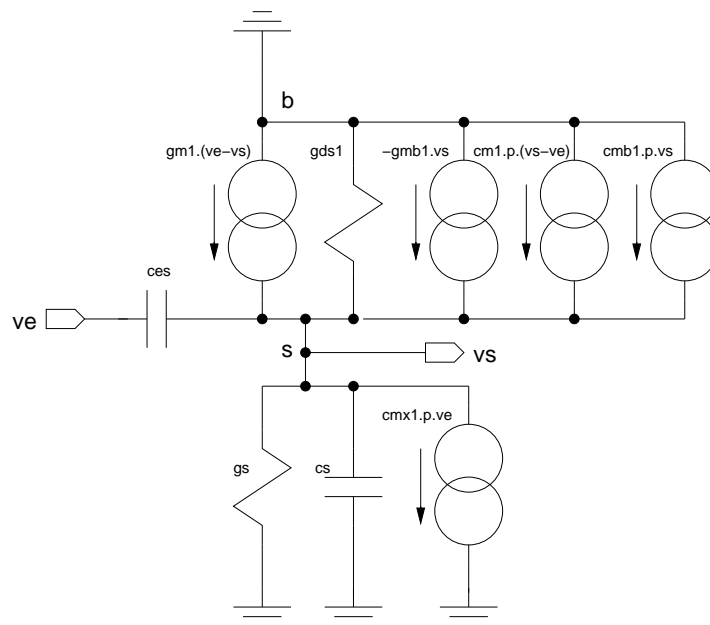


FIGURE 2 -

*Schéma équivalent petit signal de la source suiveuse commune*

#### - Fonction de transfert

En considérant le [modèle capacitif complet](#) du transistor MOS, le calcul de la fonction de transfert à partir du schéma équivalent de la [figure 2](#) est trivial, il suffit d'égaliser les courants sur le nœud S. On arrive

ainsi à l'expression

$$T(p) = \frac{gm_1 + (ces - cmx_1 - cm_1)p}{g_1 + gs + (ces + cs - cm_1 - cmb_1)p}$$

Si le substrat de M1 est connecté à sa source, on a

$$\begin{aligned} cmb_1 &= cmx_1 = 0 \\ g_1 &= gm_1 + gds_1 \\ gs &= gds_4 + gdb_4 + gbb'_1 + Gl \\ ces &= cgs_1 + cgb_1 \\ cs &= csd_1 + cbb'_1 + cdb_4 + cds_4 + cgd_4 + Cl \end{aligned}$$

sinon, on a

$$\begin{aligned} g_1 &= gm_1 + gmb_1 + gds_1 \\ gs &= gds_4 + gdb_4 + gsb_1 + Gl \\ ces &= cgs_1 \\ cs &= csd_1 + csb_1 + cdb_4 + cds_4 + cgd_4 + Cl. \end{aligned}$$

La conductance Gl et le condensateur Cl représentent l'éventuelle charge résistive et capacitive du dispositif.

#### - Gain statique

$$A_0 \approx \frac{gm_1}{gm_1 + gmb_1 + gds_1 + gds_4 + gl} \approx \frac{1}{1 + \frac{gmb_1 + gds_1 + gds_4}{gm_1}} = \frac{1}{1 + \epsilon_{vi}}$$

La source suiveuse commune présente une perte d'insertion intrinsèque  $\epsilon_{vi}$  provenant principalement de la transconductance de substrat qui peut éventuellement (si la technologie le permet) être éliminée en reliant la source et le substrat de M1.

#### - Comportement en fréquence

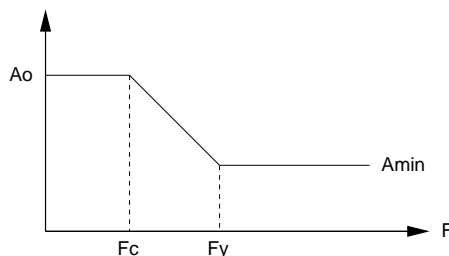


FIGURE 3 –

*Diagramme asymptotique du conformatteur d'amplitude*

En terme de comportement en fréquence, la fonction de transfert, du type confor-  
mateur d'amplitude avec

$$T(p) = K \frac{p + \omega_y}{p + \omega_c},$$

est représentable asymptotiquement par le diagramme de la *figure 3*. Le facteur de séparation pôle-zéro  $Fy/Fc$  avec

$$Fc \approx \frac{1}{2\pi} \frac{G_1 + G_s}{C_{gs} + C_s}$$

et

$$Fy \approx \frac{1}{2\pi} \frac{gm_1}{C_{gs}}$$

est principalement déterminé par la charge résistive ( $Rl$ ) et capacitive ( $Cl$ ) du dispositif (*figure 4*).

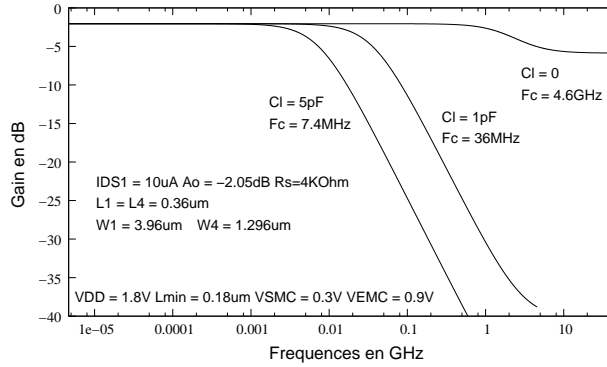


FIGURE 4 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour la réponse en fréquence d'une source suiveuse commune de type N*

### - Impédance de sortie

Pour déterminer l'impédance de sortie de la source suiveuse on doit considérer le schéma de la *figure 2*, éteindre la tension d'entrée, et extraire la charge  $Rl$  et  $Cl$  respectivement de la conductance  $gs$  et la capacité  $cs$ . Ce faisant, on détermine l'admittance

$$Ys \approx g_1 + gs' + (cs' + ces)p$$

décomposable en une résistance de sortie de valeur

$$Rs = \frac{1}{g_1 + gs'} \approx \frac{1}{gm_1 + gmb_1}$$

et une capacité de sortie de valeur

$$Cs = cs' + ces.$$

### - Capacité d'entrée

D'après le schéma équivalent de la *figure 2*, la sortie  $vs$  étant conventionnellement ouverte, l'admittance d'entrée s'écrit

$$cgd_1p + ces.p \frac{gmb_1+gs+gds_1+(cs+cmx_1-cmb_1)p}{g_1+gs+(cs+ces-cm_1-cmb_1)p}.$$

Ainsi, pour les basses fréquences, on peut considérer que l'impédance d'entrée est purement capacitive avec

$$Ce = cgd_1 + (cgs_1 + cgb_1) \frac{Gl}{gm_1 + Gl}$$

si le substrat de M1 est connecté à sa source ou

$$Ce = cgd_1 + cgb_1 + cgs_1 \frac{gmb_1 + Gl}{gm_1 + gmb_1 + Gl}$$

dans le cas contraire. On notera l'importance de la connexion du substrat sur la valeur de la capacité d'entrée comme le confirme les résultats de simulation de la *figure 5* montrant la validité du modèle de calcul utilisé.

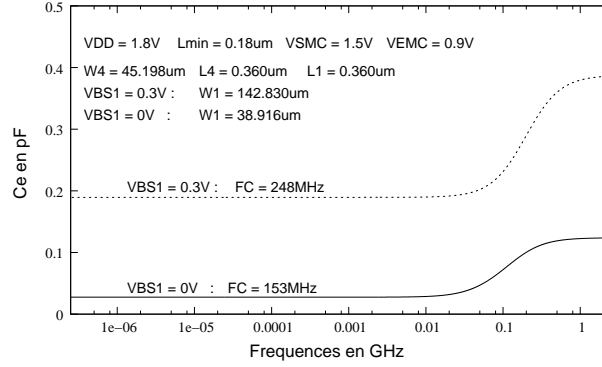


FIGURE 5 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour la capacité d'entrée d'une source suivieuse commune de type P*

## - Bruit

Pour les basses fréquences, on peut calculer le bruit de la source suivieuse à partir du modèle simplifié de la *figure 6*,  $en_1$  étant la source de tension aléatoire de bruit associée à la densité spectrale  $Sv_1$  du transistor M1 et  $en_4$  étant la source de tension aléatoire associée à la densité spectrale  $Sv_4$  du transistor M4, on détermine

$$ens \approx \frac{gm_1 en_1 - gm_4 en_4}{gm_1 + gmb_1 + gds_1 + gds_4}.$$

Les deux sources de bruit étant décorréliées, on en déduit la densité spectrale en sortie

$$Sv_s \approx Sv_1 \left( \frac{gm_1}{gm_1 + gmb_1} \right)^2 + Sv_4 \left( \frac{gm_4}{gm_1 + gmb_1} \right)^2$$

correspondant à la densité spectrale en entrée

$$Sv_e = Sv_1 + Sv_4 \left( \frac{gm_4}{gm_1} \right)^2.$$

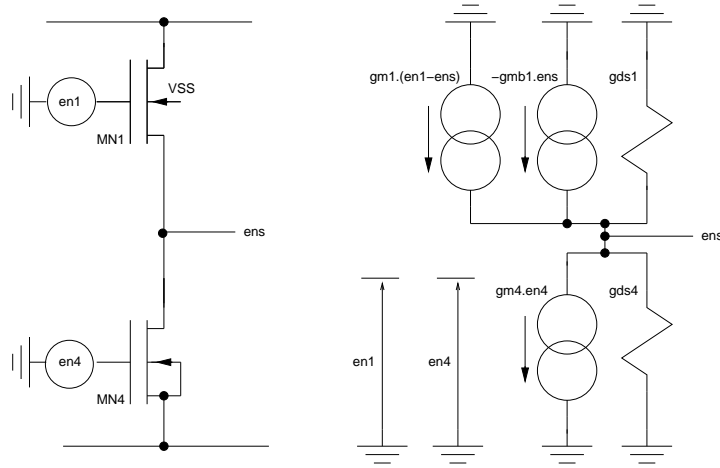


FIGURE 6 –

*Modèle pour le calcul du bruit  
de la source suiveuse commune*

Avec

$$Sv_i(th) = \frac{8}{3} \frac{K_B T_K}{gm_i} \quad \text{et} \quad Sv_i(1/f) = \frac{KF}{Cox W_i L_i} \frac{1}{f},$$

la tension de mode commun d'entrée et la tension de mode commun de sortie étant normalement imposées et le degré de liberté sur la tension effective de grille de M4 de ce fait limité, la réduction du bruit générée par la source suiveuse commune ne peut pratiquement être effective qu'en augmentant le courant de polarisation. Autant que faire ce peut, on pourra choisir la longueur L4 relativement grande pour limiter la contribution du bruit en 1/F.

### - Distorsion harmonique

ORIGINE : MODULATION des GM GS + CAPA NON LINEAIRES LIVRE SANSEN....

## 2.2 Source suiveuse supergm repliée

### 2.2.1 Constitution

Conceptuellement, si nous considérons la version suiveur de tension de "l'unitor" et si nous effectuons une contre réaction sur la sortie de MN1 à partir d'un amplificateur source commune MP2, comme indiqué sur la *figure 7*, il est clair qu'une variation du potentiel de source de MN1 implique une variation du potentiel de grille de MP2, qui implique une variation amplifiée et inversée du drain de MP2. La source de MN1 est ainsi régulée et l'impédance de sortie de la source suiveuse est fortement diminuée. On notera que le couple MN1/MP2 est la version CMOS du transistor "composite"

PNP/NPN souvent utilisé dans les étages de sortie des dispositifs à transistors bipolaires afin d'augmenter la valeur de la transconductance du PNP (dispositif supergm). La traduction physique de ce concept, conduit directement aux versions N et P des sources suiveuses représentées sur la *figure 8*. Par opposition à leur version télescopique,

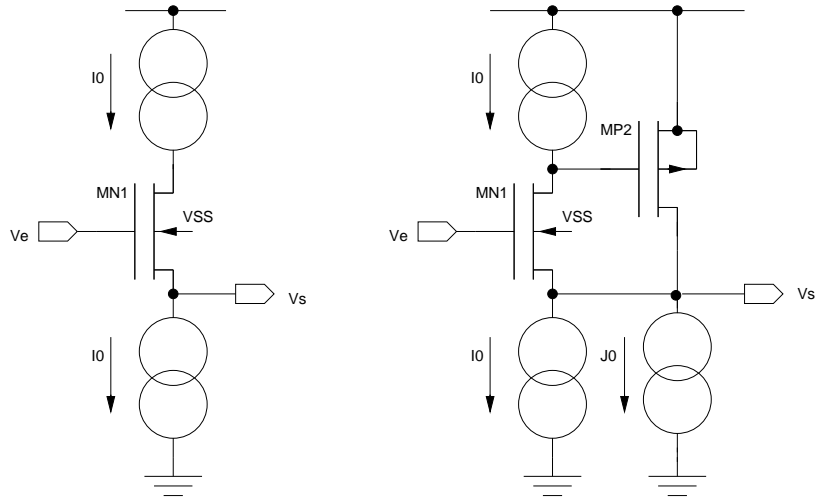


FIGURE 7 –

*Synthèse conceptuelle de la source suiveuse supergm repliée*

ces dispositifs sont appelés sources suiveuses composites supergm repliées. On notera que les transistors M4a et M4b sont normalement fusionnés en un transistor unique, les repliements m4a et m4b sont utilisés pour permettre une répartition optimale entre la bande passante, la résistance de sortie et la consommation du dispositif.

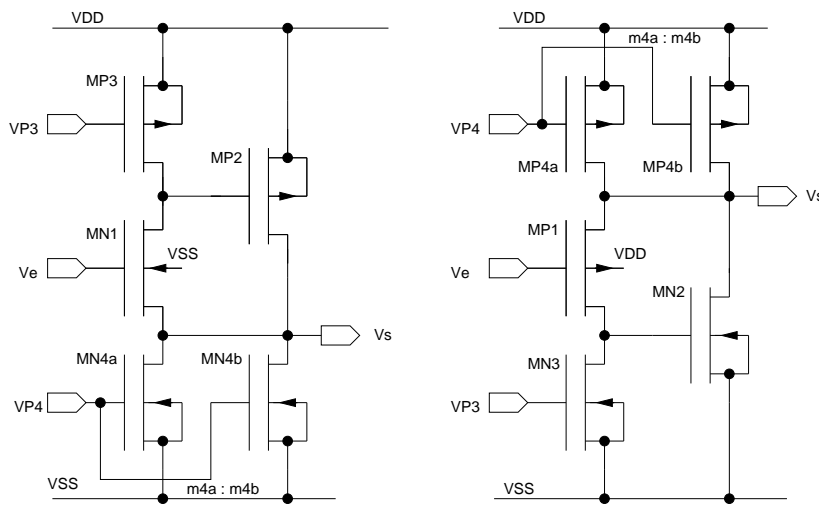


FIGURE 8 –

*Sources suiveuses supergm repliées de type N et de type P*

### 2.2.2 Contraintes de polarisation

La mise en saturation du transistor MN1 avec

$$V_{ds1} = VDD - |VGS_2| - V_s > V_{eg1}$$

conduit à la réalisation de la condition



$$V_e < VDD - |V_{TH2}| - |V_{eg2}| + V_{TH1}.$$

La mise en saturation du transistor MN4 conduit à la même condition sur  $V_e$  que la source commune soit

$$V_e > V_{TH1} + V_{eg1} + V_{eg4} + VSS.$$

Quant à la saturation de MP2 elle est effective avec

$$V_{sd2} = VDD - V_s > -V_{eg2}$$

correspondant à

$$V_e < V_{TH1} + V_{eg1} + V_{eg2} + VDD.$$

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

$$V_{TH1} + V_{eg1} - |V_{eg2}| + VSS < V_e < V_{TH1} + V_{eg1} - |V_{eg2}| + VDD.$$

Ces contraintes sont du même ordre que celles de la source suiveuse commune. Il faut toutefois ajouter la condition de saturation sur MP3, correspondant à

$$V_{TH2} < V_{eg3} - V_{eg2}.$$

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

$$V_{TH1} - |V_{eg1}| + V_{eg2} + VSS < V_e < V_{TH1} - |V_{eg1}| + V_{eg2} + VDD.$$

et

$$V_{TH2} > V_{eg3} - |V_{eg2}|.$$

### 2.2.3 Performances petits signal

#### - Fonction de transfert

La fonction de transfert peut être calculée à partir du schéma équivalent petit signal de la *figure 9*. Ainsi, en considérant la somme des courants sur le nœud **a** et la somme des courants sur le nœud **S**, on écrit

$$vb( (gb + gd_1) + (cb + cgd_1 + c_1)p ) - vs( g_1 + (c_1 - cm_1 - cmb_1)p ) \\ +ve( gm_1 - (cgd_1 + cm_1)p ) = 0$$

et

$$vb( (gm_2 + gb) + (cb - cm_2 + cgd_1)p ) + vs( gs + (cs + ces)p ) \\ +ve( cmx_1 - cgd_1 - ces)p ) = 0.$$

On arrive ainsi à la fonction de transfert biquadratique

$$T(p) = \frac{n2 p^2 + n1 p + n0}{d2 p^2 + d1 p + d0}$$

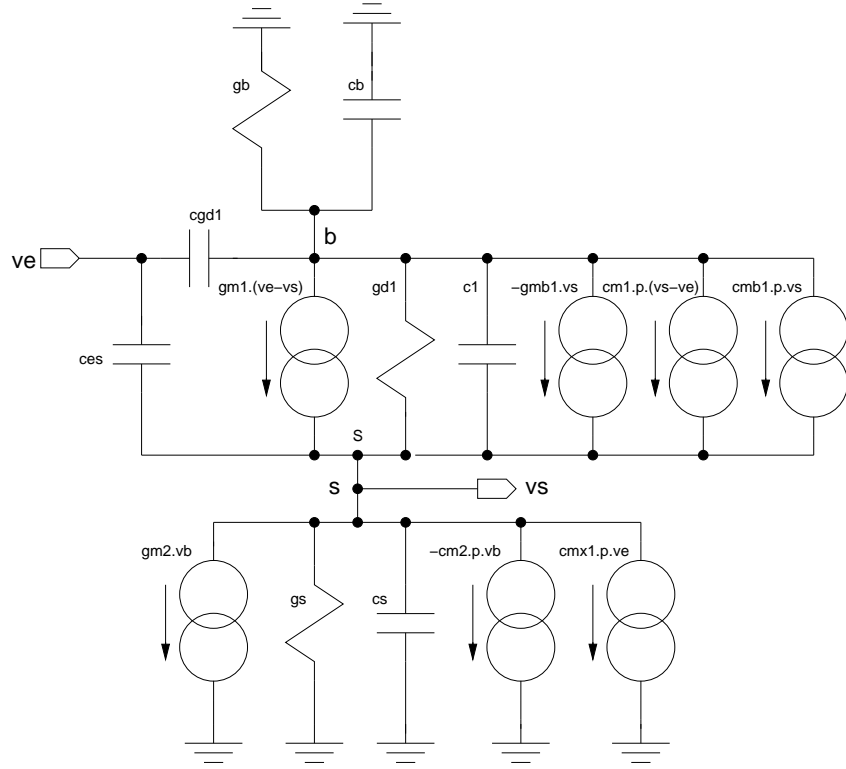


FIGURE 9 -

*Schéma équivalent petit signal de la source suiveuse supergm repliée*

avec

$$\begin{aligned}
 n2 &= -cgd_1(-cm_2 - c_1) - cm_1(cb - cm_2 + cgd_1) - (cmx_1 - ces)(cb + cgd_1 + c_1) \\
 n1 &= gm_1(cb - cm_2 + cgd_1) - gm_2(cgd_1 + cm_1) \\
 &\quad - gb(cm_1 + cmx_1 - ces) - gd_1(cmx_1 - cgd_1 - ces) \\
 n0 &= gm_1(gm_2 + gb)
 \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
 d2 &= (cs + ces)(cb + cgd_1 + c_1) + (c1 - cm_1 - cmb_1)(cb - cm_2 + cgd_1) \\
 d1 &= gs(cb + cgd_1 + c_1) + (gb + gd_1)(cs + ces) \\
 &\quad + g_1(cb - cm_2 + cgd_1) + (gm_2 + gb)(c_1 - cm_1 - cmb_1) \\
 d0 &= gs(gb + gd_1) + g_1(gm_2 + gb).
 \end{aligned}$$

Si le substrat de M1 est connecté à sa source, on a

$$\begin{aligned}
 cmb_1 &= cmx_1 = 0 \\
 gd_1 &= gds_1 + gdb_1 \\
 g_1 &= gm_1 + gd_1 \\
 gb &= gds_3 + gdb_3 \\
 gs &= gds_2 + gdb_2 + gds_4 + gdb_4 + gbb'_1 + Gl \\
 ces &= cgs_1 + cgb_1 \\
 cb &= csd_3 + cgd_3 + cdb_3 + cgs_2 + cgb_2 \\
 cs &= csd_1 + cbb'_1 + csd_2 + cdb_2 + cdb_4 + cds_4 + cgd_4 + Cl \\
 c1 &= csd_1 + cdb_1 + cgd_2
 \end{aligned}$$

sinon, on a

$$\begin{aligned}
gd_1 &= gds_1 \\
g_1 &= gm_1 + gmb_1 + gd_1 \\
gb &= gdb_1 + gds_3 + gdb_3 \\
gs &= gds_2 + gdb_2 + gds_4 + gdb_4 + gsb_1 + Gl \\
ces &= cgs_1 \\
cb &= cdb_1 + csd_3 + cgd_3 + cdb_3 + cgs_2 + cgb_2 \\
cs &= csd_1 + cbs_1 + csd_2 + cdb_2 + cdb_4 + cds_4 + cgd_4 + Cl \\
c1 &= csd_1 + cgd_2.
\end{aligned}$$

### - Gain statique

Comme la source suivieuse commune, le gain statique

$$A_0 \approx \frac{gm_1(gm_2 + gb)}{g_1(gm_2 + gb) + gs(gb + gds_1)} \approx \frac{1}{1 + \frac{gmb_1}{gm_1} + gs \frac{gds_3 + gds_1}{gm_1 gm_2}}$$

présente une perte d'insertion intrinsèque provenant essentiellement de la transconductance de substrat qui peut être éventuellement annulée en reliant la source et le substrat de M1. On notera, que la contre réaction locale procure une très nette désensibilisation (un à deux ordre de grandeur), correspondante au gain statique extrinsèque de M2, vis à vis de la charge résistive.

### - Comportement en fréquence

En terme de comportement en fréquence, la fonction de transfert est du type formateur 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

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{d_0}{d_2}} \approx \sqrt{\frac{(gm_1 + gmb_1)gm_2}{(cs + ces)(cb + c_1) + c_1 cb}} \approx \sqrt{\frac{gm_1 gm_2}{(Cl + cgs_1)cgs_2}} \approx \sqrt{\frac{gm_1 gm_2}{Cl cgs_2}} \propto \sqrt{\frac{gm_1 Veg_2}{Cl L^2}}$$

et

$$Q_0 = \sqrt{\frac{d_0 d_2}{d_1^2}} \approx \frac{\sqrt{(gm_1 + gmb_1)gm_2 cb(cs + ces + c_1)}}{cb(gs + g_1) + c_1(gm_2 + gs) + gb(cs + ces)}$$

soit

$$Q_0 \approx \frac{\sqrt{gm_1 gm_2 cgs_2 (Cl + cgs_1)}}{cgs_2 (Gl + gm_1)} \approx \sqrt{\frac{gm_2 Cl}{gm_1 cgs_2}} \propto \sqrt{\frac{Cl Veg_2}{gm_1 L^2}}$$

et

$$\omega_z = \sqrt{\frac{n_0}{n_2}} \approx \sqrt{\frac{gm_1 gm_2}{ces(cb + c1)}} \approx \sqrt{\frac{gm_1 gm_2}{cgs_1 cgs_2}}$$

et

$$Q_z = \sqrt{\frac{n_0 n_2}{n_1^2}} \approx \frac{\sqrt{gm_1 gm_2 ces(cb + c1)}}{gm_1 cb} \approx \sqrt{\frac{gm_2 cgs_1}{gm_1 cgs_2}}$$

Ainsi, dans le cadre des expressions simplifiées des différents paramètres biquadratiques,

et pour une forte charge purement capacitive, on peut constater qu'avec une valeur de  $L$  et une tension effective de grille  $V_{eg}$  pour  $M2$  données

- que la fréquence de résonance est proportionnelle au courant de polarisation du transistors  $M1$  par l'intermédiaire de sa transconductance de grille et inversement proportionnelle à la capacité de charge
- que le coefficient de qualité (coefficient de surtension) est proportionnel à la capacité de charge et inversement proportionnel au courant de polarisation de  $M1$  (variation en sens inverse de la fréquence de résonance)
- que les paramètres biquadratiques de réjection sont purement intrinsèques et donc indépendants des conditions de charge.

On notera l'utilisation de l'approximation usuelle

$$\frac{g_{m2}}{c_{gs2}} \approx \frac{\mu \text{cox} \frac{W2}{L2} V_{eg2}}{\frac{2}{3} \text{cox} W2 L2} = \frac{3}{2} \mu \frac{V_{eg2}}{L2^2}.$$

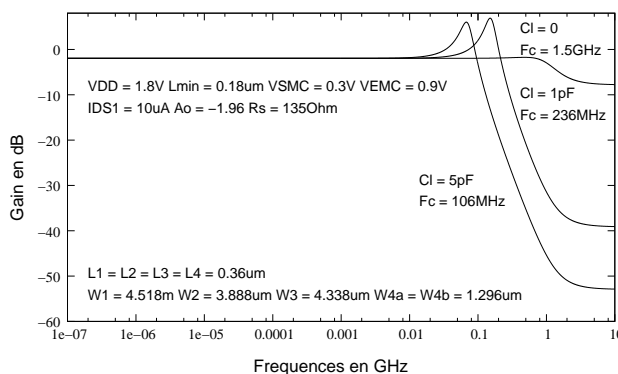


FIGURE 10 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour la réponse en fréquence d'une source suiveuse supergm repliée de type N*

### - Réglage de la surtension

En observant les expressions simplifiées du coefficient de qualité fixant la l'amplitude de la surtension en sortie de la source suiveuse, on constate la possibilité d'un réglage de la surtension par un condensateur de compensation  $CC$  placé sur la grille de  $M2$  ou entre le drain et la source de  $M1$  (*figure 11*). Bien entendu, l'augmentation de la capacité de grille de  $M2$  peut également être obtenue en surdimensionnant  $L2$ , tout en sachant que toute chose étant égale par ailleurs cette technique implique de facto une augmentation de la capacité de sortie par l'augmentation des capacités de jonction. D'autre part, si la dominance du troisième terme du dénominateur est effective (typiquement pour une très forte charge capacitive), un réglage du coefficient de qualité par une capacité de compensation en sortie peut éventuellement être réalisé. Comme le montre les résultats de simulation de la *figure 12*, effectuée sous les mêmes conditions de dimensionnement que celles de la *figure 10*, la suppression de la surtension peut conduire à l'utilisation d'une forte valeur de capacité de compensation, notamment lorsque  $CC$  est située directement en sortie du dispositif. On notera que  $CC1$  conduit normalement à la valeur la

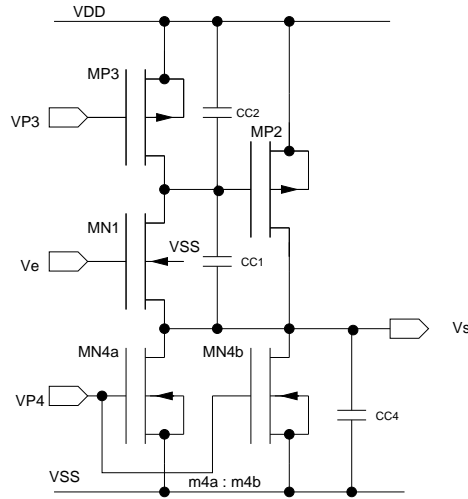


FIGURE 11 –

*Techniques de réglage de la surtension  
de la source suiveuse supergm repliée*

plus faible, et comme le montre l'expression analytique, elle augmente significativement la valeur de  $Q_z$ , en générant pratiquement la fonction réjectrice d'ordre deux avec un zéro de transmission à la fréquence de réjection  $F_z$ . En terme de surface d'intégration, il peut être avantageux de réaliser le condensateur à partir d'un transistor MOS polarisé en inversion pour  $CC2$  et  $CC3$ , ou en inversion ou en accumulation pour le condensateur flottant  $CC1$ , selon l'influence et la valeur de la capacité caisson-substrat que se situe sur le nœud de sortie ou sur la grille de  $M2$ .

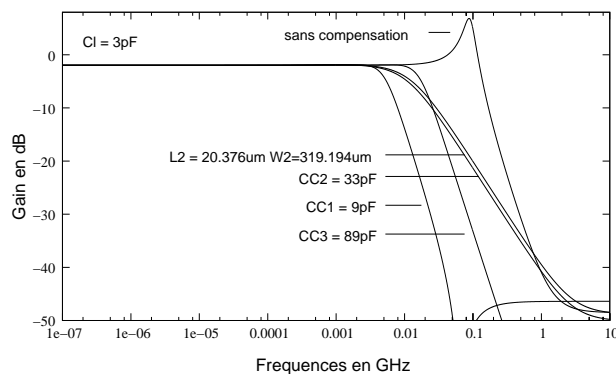


FIGURE 12 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour le réglage de la surtension  
d'une source suiveuse supergm repliée de type N*

### - Impédance de sortie

L'impédance de sortie de la source suiveuse est déterminée à partir du schéma de la *figure 9*, en éteignant la tension d'entrée et en extrayant la charge  $Rl$  et  $Cl$  de la conductance  $gs$  et la capacité  $cs$ . On notera que la capacité  $cg_{s1}$  se trouve en parallèle

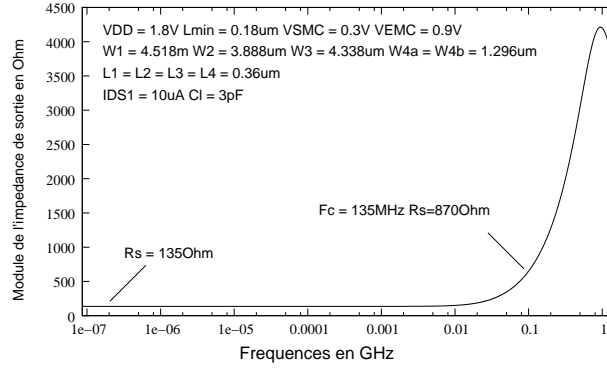


FIGURE 13 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour l'impédance de sortie d'une source suiveuse supergm repliée de type N*

sur la sortie et que la capacité  $cgd_1$  est en parallèle sur la capacité  $cb$ . Ce faisant, on détermine la fonction de transfert

$$R_s = \frac{gb + gd_1 + (cb + cgd_1 + c_1)p}{d_2' p^2 + d_1' p + d_0'}$$

ayant pour valeur statique

$$R_s = \frac{gb + gd_1}{gs'(gb + gd_1) + g_1(gm_2 + gb)} \approx \frac{1}{(gm_1 + gmb_1) \frac{gm_2}{gds_1 + gds_3} + gs'}$$

Ainsi, comparativement à la source suiveuse commune, la contre réaction locale effectuée sur le transistor M1 permet de diminuer de un à deux ordres de grandeur la valeur statique de l'impédance de sortie, en impliquant toutefois, une éventuelle surtension au voisinage de la fréquence de résonance comme le montre la *figure 13*.

A VOIR LA MODELISATION A VOIR LA MODELISATION

Par analogie avec un circuit passif, on peut être ainsi conduit à modéliser la source suiveuse supergm à partir du circuit RLC de la *figure 14*. Ce faisant, en considérant la fonction de transfert passive

$$\frac{v_s}{i_s} = \frac{\frac{R_s}{L_s C_s} + \frac{p}{C_s}}{p^2 + \frac{R_s}{L_s} p + \frac{1}{L_s C_s}}$$

par identification, on détermine les paramètres

$$C_s = \frac{(cs' + ces)(cb + cgd_1 + c_1) + (c_1 - cm_1 - cmb_1)(cb - cm_2 + cgd_1)}{cb + cgd_1 + c_1} \approx cgs_1 + cgb_1$$

et

$$L_s = \frac{d_2'}{d_0' C_s}$$

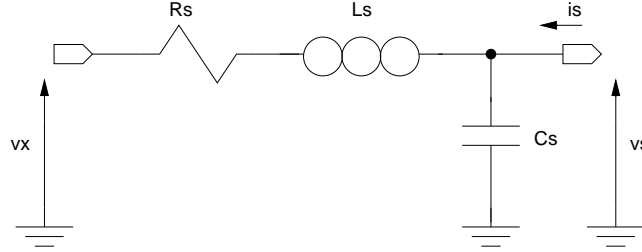


FIGURE 14 –

*Modélisation de l'impédance de sortie par un circuit RLC*

### - Capacité d'entrée

En considérant le schéma équivalent de la *figure 9*, la sortie  $v_s$  étant conventionnellement ouverte, on peut déterminer directement l'admittance d'entrée à partir du courant

$$ie' = (ve - vs)ces.p + (ve - vb)cgd_1.p = ie_1 + ie_2.$$

Ainsi, pour les très basses fréquences, on peut écrire

$$ie_1 \approx ve \left(1 - \frac{n0}{d0}\right) ces.p = ve \frac{gs'(gb+gd_1)+gmb_1(gm_2+gb)}{gs'(gb+gd_1)+g_1(gm_2+gb)} ces.p$$

et

$$vb \approx -\frac{gm_1 gs'}{gs'(gb+gd_1)+g_1(gm_2+gb)} ve$$

soit

$$ie_2 \approx ve \left(1 + \frac{gm_1 gs'}{gs'(gb+gd_1)+g_1(gm_2+gb)}\right) cgd_1.p.$$

On peut donc considérer, pour les basses fréquences, que l'impédance d'entrée est purement capacitive avec

$$Ce \approx cgd_1$$

si le substrat de M1 est connecté à sa source ou

$$Ce \approx cgd_1 + cgb_1 + cgs_1 \frac{gmb_1}{gm_1 + gmb_1}$$

dans le cas contraire. On notera l'importance de la connexion du substrat sur la valeur de la capacité d'entrée comme le confirme les résultats de simulation de la *figure 15* montrant les limites de la validité du modèle de calcul utilisé.

### - Bruit

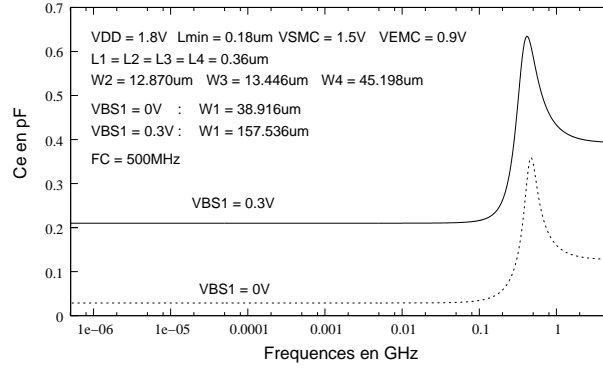


FIGURE 15 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour la capacité d'entrée d'une source suiveuse supergm repliée*

Pour les basses fréquences, on peut calculer le bruit de la source suiveuse à partir du modèle simplifié de la *figure 16*,  $in_1$ ,  $in_2$ ,  $in_3$  et  $in_4$  étant respectivement les sources de courant aléatoires de **bruit**

associées respectivement aux densités spectrales  $Si_1$ ,  $Si_2$ ,  $Si_3$  et  $Si_4$  des transistor M1, M2, M3 et M4, on détermine

$$ens \approx \frac{in_2 + in_4 + \frac{gds_1 - gm_2}{gds_1 + gds_3} (in_1 + in_3)}{gs + g1 \left(1 - \frac{gds_1 - gm_2}{gds_1 + gds_3}\right)}$$

soit

$$ens \approx \frac{in_2 + in_4}{gm_2 (gm_1 + gmb_1)} (gds_1 + gds_3) + \frac{in_1 + in_3}{gm_1 + gmb_1}.$$

La contribution des transistors M2 et M4 étant fortement atténuée par le gain statique de M2, et les sources de bruit étant décorréelées, on en déduit la densité spectrale en sortie

$$Sv_s \approx \frac{Si_1 + Si_3}{(gm_1 + gmb_1)^2}$$

correspondant à la densité spectrale en entrée

$$Sv_e = Sv_1 + Sv_3 \left(\frac{gm_3}{gm_1}\right)^2.$$

Avec

$$Sv_i(th) = \frac{8}{3} \frac{K_B T_K}{gm_i} \quad \text{et} \quad Sv_i(1/f) = \frac{KF}{Cox W_i L_i} \frac{1}{f},$$

la tension de mode commun d'entrée et la tension de mode commun de sortie étant normalement imposées, pour un courant de polarisation donné, on dispose d'un degré de liberté (limité par la valeur de la tension effective de M2) sur la tension effective de grille de M3, pour la réduction du bruit générée par la source suiveuse. Autant que faire ce peut, on choisira la longueur L3 relativement grande pour limiter la contribution du bruit en 1/F.

## - Distorsion harmonique



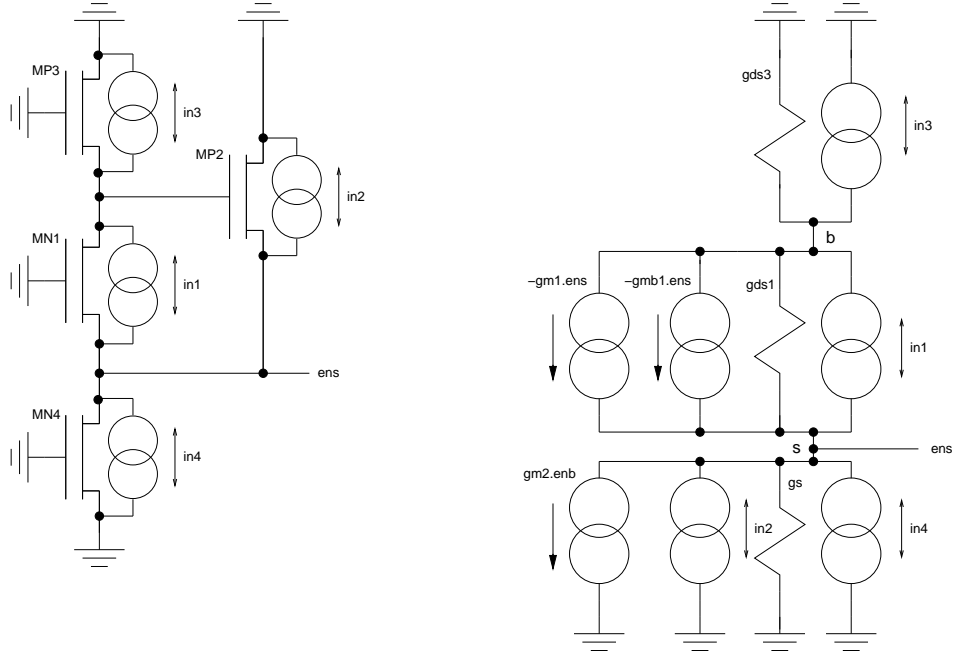


FIGURE 16 –

*Modèle pour le calcul du bruit  
de la source suiveuse supergm repliée*

## 2.3 Source suiveuse supergm télescopique

### 2.3.1 Constitution

Par dépliement de la source suiveuse supergm repliée on obtient les sources suiveuses supergm télescopiques de type N et de type P de la *figure 17* [1].

### 2.3.2 Contraintes de polarisation

Pour un fonctionnement normal, les deux transistors MOS doivent être en régime saturé. 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

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

Quant au transistor MN2, il est saturé avec

$$Vds_2 = Vs - VSS > Veg_2$$

soit

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

c'est à dire

$$Ve > Veg_2 + Veg_1 + VTH_2 + VSS.$$

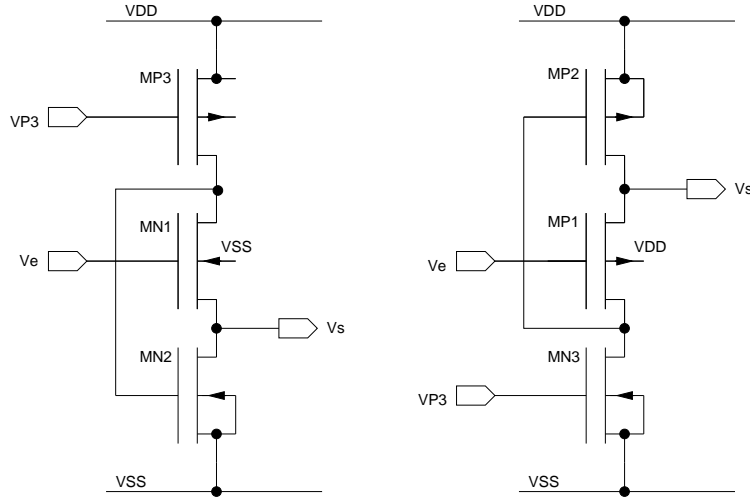


FIGURE 17 –

*Sources suiveuses supergm télescopiques*

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

$$V_{eg_1} + V_{eg_2} + V_{TH_2} + V_{SS} < V_e < V_{eg_2} + V_{TH_2} + V_{TH_1} + V_{SS}.$$

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

$$V_{eg_2} + V_{TH_2} + V_{TH_1} + V_{DD} < V_e < V_{eg_2} + V_{eg_1} + V_{TH_2} + V_{DD}.$$

### - Performances petit signal

Conformément au principe du repliement, les sources suiveuses télescopique et repliée on le même schéma équivalent petit signal, sans considérer les composantes correspondant à la modulation du transistor M4. De ce fait, on peut directement obtenir les performances en terme de paramètres biquadriques de la fonctions de transfert, impédance d'entrée, impédance de sortie, bruit, ... . La source suiveuse télescopique a donc des performances petit signal très similaires aux performances petit signal de la source suiveuse repliée avec une consommation en courant réduite, mais avec des contraintes de polarisation plus difficiles à réaliser.

## 2.4 Source suiveuse supergm décalée

### 2.4.1 Constitution

Le principal défaut des sources suiveuses supergm télescopique et repliée est le décalage de tension, systématique et non réductible, entre l'entrée et la sortie des dispositifs. Le fil conducteur pour la genèse de la source suiveuse supergm décalée est l'insertion d'un simple décaleur de tension M11, connecté en diode MOS, en série sur le drain de M2 [2].

Ce faisant, on ne modifie pas la consommation, on introduit un pôle basse impédance supplémentaire et idéalement on compense le décalage de tension de M1.

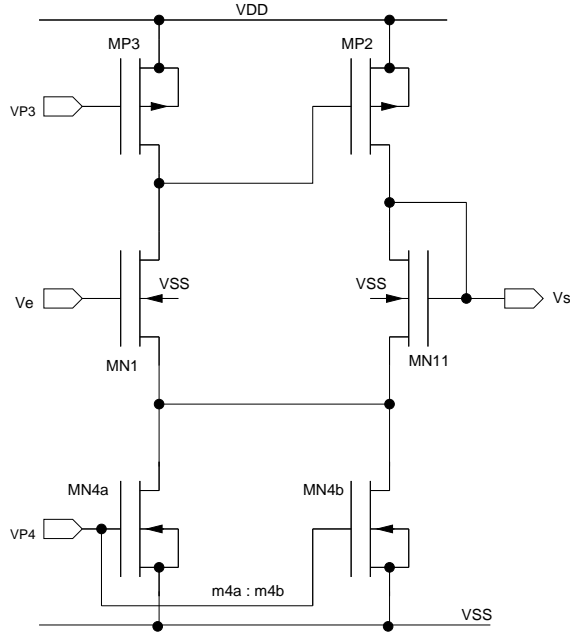


FIGURE 18 –

*Source suiveuse supergm décalée de type N*

## 2.4.2 Contraintes de polarisation

## 2.4.3 Performances petits signal

### - Fonction de transfert

La fonction de transfert peut être calculée à partir du schéma équivalent petit signal de la *figure 19*. En considérant la somme des courants sur le nœud **b**, la somme des courants sur le nœud **s** et la somme des courants sur le nœud **a**, on écrit

$$-va( g_1 + (c_1 - cm_1 - cmb_1)p ) + vb( (gb + gd_1) + (cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1)p ) + ve( gm_1 - (cgd_1 + cm_1)p ) - vs cgd_2p = 0$$

et

$$-va( g_{11} + (c_{11} - cm_{11} - cmb_{11})p ) + vb( gm_2 - (cm_2 + cgd_2)p ) + vs( (gm_{11} + gd_{11} + gs) + (c_{11} + cs - cm_{11} + cgd_2)p ) = 0.$$

et

$$+va( ga + (ca + cea)p ) + vb( (gm_2 + gb) + (cb + cgd_1 - cm_2)p ) + ve(cm_{x1} - cea - cgd_1)p + vs( gs + (cs + cm_{x11})p ) = 0.$$

On arrive ainsi à la fonction de transfert du troisième ordre

$$T(p) = \frac{n3 p^3 + n2 p^2 + n1 p + n0}{d3 p^3 + d2 p^2 + d1 p + d0}$$

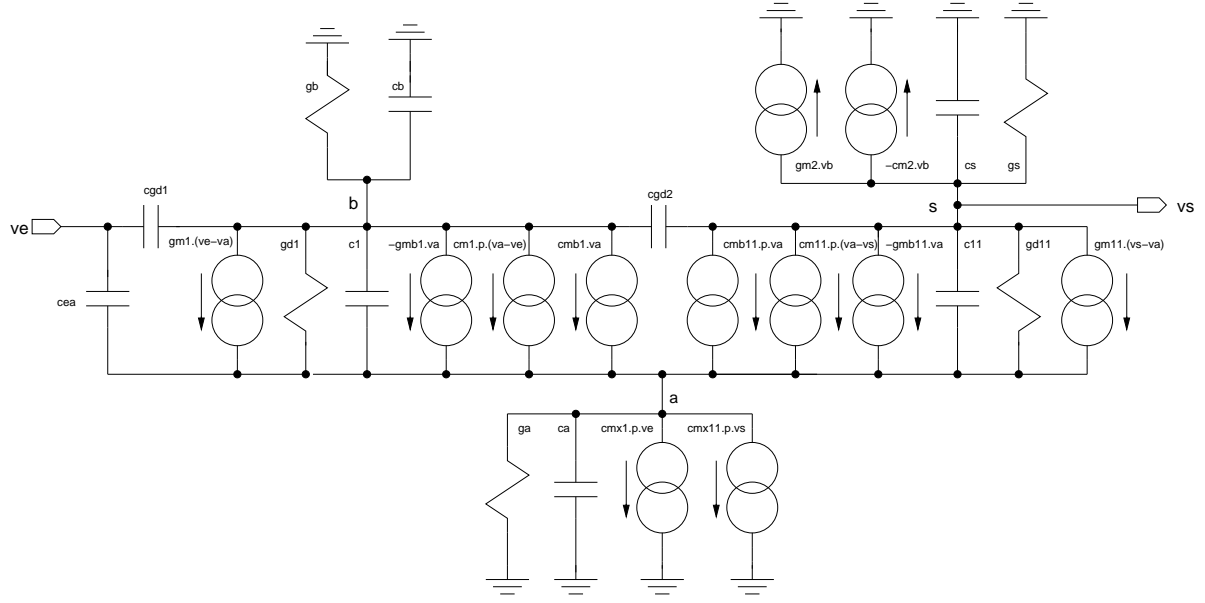


FIGURE 19 -

*Schéma équivalent petit signal  
de la source suiveuse supergm décalée*

avec

$$\begin{aligned}
 n3 &= (-cmx_1 + cea + cgd_1) \\
 &\quad ( (cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) + (cm_2 + cgd_2)(c_1 - cm_1 - cmb_1) ) \\
 &\quad - (cgd_1 + cm_1)( (cm_2 + cgd_2)(ca + cea) + (cb + cgd_1 - cm_2)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) ) \\
 n2 &= (-cmx_1 + cea + cgd_1) \\
 &\quad ( (gb + gd_1)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) - gm_2(c_1 - cm_1 - cmb_1) + g_1(cm_2 + cgd_2) + \\
 &\quad g_{11}(cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1) ) \\
 &\quad + (cgd_1 + cm_1) \\
 &\quad ( -gm_2(ca + cea) - (gm_2 + gb)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) - g_{11}(cb + cgd_1 - cm_2) - \\
 &\quad ga(cm_2 + cgd_2) ) \\
 &\quad - gm_1( (cm_2 + cgd_2)(ca + cea) - (cb - cgd_1 - cm_2)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) ) \\
 n1 &= -(cgd_1 + cm_1)( gm_2ga + g_{11}(gm_2 + gb) ) \\
 &\quad (-cmx_1 + cea + cgd_1)( g_{11}(gb + gd_1) - g_1gm_2 ) \\
 &\quad + gm_1( gm_2(ca + cea) + (gm_2 + gb)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) + g_{11}(cb + cgd_1 - cm_2) - \\
 &\quad ga(cm_2 + cgd_2) ) \\
 n0 &= gm_1( gm_2ga + g_{11}(gm_2 + gb) )
 \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
 d3 &= (cs + cmx_{11})( (c_{11} - cm_{11} - cmb_{11})(cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1) + (cm_2 + cgd_2)(c_1 - \\
 &\quad cm_1 - cmb_1) ) \\
 &\quad + (c_{11} - cm_{11} - cmb_{11} + cgd_2 + cs)( (cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1)(ca + cea) \\
 &\quad + (cb + cgd_1 - cm_2)(c_1 - cm_1 - cmb_1) ) \\
 &\quad - cgd_2( -(cm_2 + cgd_2)(ca + cea) - (c_{11} - cm_{11} - cmb_{11})(cb + cgd_1 - cm_2) ) \\
 d2 &= (cs + cmx_{11})( (gb + gd_1)(c_{11} - cm_{11}) - gm_2(c_1 - cm_1 - cmb_1) \\
 &\quad + g_1(cm_2 + cgd_2) + g_{11}(cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1) ) \\
 &\quad + (c_{11} - cm_{11} - cmb_{11} + cgd_2 + cs)( (gb + gd_1)(ca + cea)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +(gm_2 + gb)(c_1 - cm_1 - cmb_1) + g_1(cb + cgd_1 - cm_2) + ga(cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1) \\
& - cgd_2(-gm_2(ca + cea) - (gm_2 + gb)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11})) \\
& \quad - g_{11}(cb + cgd_1 - cm_2) + ga(cm_2 + cgd_2) \\
& + gs((cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) + (cm_2 + cgd_2)(c_1 - cm_1 - cmb_1) \\
& \quad + (gm_{11} + gd_{11} + gs)((cb + cgd_1 + cgd_2)(ca + cea) + (c_1 - cm_1 - cmb_1)(cb + \\
& \quad cgd_1 - cm_2)) \\
d1 = & (cmx_{11} + cs)(g_{11}(gb + gd_1) - g_1gm_2) \\
& + (c_{11} - cm_{11} - cmb_{11} + cgd_2 + cs)(ga(gb + gd_1) + g_1(gm_2 + gb)) \\
& - cgd_2(-gm_2ga - (gm_2 + gb)g_{11}) \\
& + gs((gb + gd_1)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11}) - gm_2(c_1 - cm_1 - cmb_1) + g_1(cm_2 + cgd_2) \\
& \quad + g_{11}(cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1)) \\
& + (gm_{11} + gd_{11} + gs)((gb + gd_1)(ca + cea) + (gm_2 + gb)(c_1 - cm_1 - cmb_1) \\
& \quad + g_1(cb + cgd_1 - cm_2) + ga(cb + cgd_1 + cgd_2 + c_1)) \\
d0 = & (gm_{11} + gd_{11})(ga(gb + gd_1) + g_1(gm_2 + gb)) \\
& + gs(g_{11}(gb + gd_1) + ga(gb + gd_1) + gbg_1).
\end{aligned}$$

Si les substrats de M1 et de M11 sont connectés à leur source, on a

$$\begin{aligned}
gd_1 &= gds_1 + gdb_1 \\
g_1 &= gm_1 + gd_1 \\
cmb_1 &= cmx_1 = 0 \\
cbs_1 &= 0 \\
c_1 &= csd_1 + cbd_1 \\
cea &= cgs_1 + cgb_1 \\
gd_{11} &= gds_{11} + gdb_{11} \\
g_{11} &= gm_{11} + gd_{11} \\
cmb_{11} &= cmx_{11} = 0 \\
cbs_{11} &= 0 \\
c_{11} &= csd_{11} + cdb_{11} + cgs_{11} + cgb_{11} \\
gb &= gds_3 + gdb_3 \\
cb &= csd_3 + cgd_3 + cdb_3 + cgs_2 + cgb_2 \\
gs &= gds_2 + gdb_2 + Gl \\
cs &= csd_2 + cbd_2 + cdb_4 + cds_4 + cgd_4 + Cl \\
ga &= gds_4 + gdb_4 + gbb'_1 + gbb'_{11} \\
ca &= csd_4 + cgd_4 + cbd_4 + cbb'_1 + cbb'_{11}
\end{aligned}$$

sinon, on a

$$\begin{aligned}
gd_1 &= gds_1 \\
g_1 &= gm_1 + gmb_1 + gd_1 \\
c_1 &= csd_1 \\
cea &= cgs_1 \\
c_{11} &= csd_{11} + cgs_{11} \\
gb &= gdb_1 + gds_3 + gdb_1 \\
cb &= cdb_1 + csd_3 + cgd_3 + cdb_3 + cgs_2 + cgb_2 \\
gs &= gdb_{11} + gds_2 + gdb_2 + Gl \\
cs &= csd_2 + cdb_2 + cdb_{11} + cgb_{11} + Cl \\
ga &= gds_4 + gdb_4 + gsb_1 + gsb_{11} \\
ca &= csd_4 + cgd_4 + cbd_4 + cbs_1 + cbs_{11}
\end{aligned}$$

- Gain statique

Avec

$$A_0 = \frac{n_0}{d_0} = \frac{gm_1( g_{11}(gm_2 + gb) + gm_2ga )}{(gm_{11} + gd_{11})( g_1(gm_2 + gb) + ga(gb + gd_1) ) + gs( (g_{11} + ga)(gb + gd_1) + g_1gb )}$$

soit

$$A_0 \approx \frac{gm_1g_{11}}{gm_{11}g_1} \approx 1$$

on constate que le gain statique de la source suiveuse décalée présente une perte d'insertion intrinsèque très réduite et pouvant être théoriquement minimisée avec

$$ga_{opt} = \frac{(gm_2 + gb)(g_1(gm_{11} + gd_{11}) - gm_1g_{11}) + gs(g_{11}(gb + gd_1) + g_1gb)}{gm_1gm_2 - (gm_{11} + gd_{11})(gb + gd_1) - gs(gb + gd_1)}$$

soit très approximativement, pour une charge purement capacitive

$$gds_4 \approx gds_1(1 + \frac{gmb_1}{gm_1}).$$

On notera que l'augmentation de la taille du transistor M4 conduit à une augmentation de la capacité parasite associée au nœud **a** et une augmentation du facteur de surtension.

Physiquement, pour maintenir une perte d'insertion minimum et autant que faire ce peut, indépendante de la technologie, de la température et de la tension d'alimentation (invariance PVT), on devra typiquement utiliser un circuit de polarisation comme celui de la *figure 20* tous les transistors en regard étant dans un même empilage et le courant de référence ayant des caractéristiques PVT imposées par conception. En termes de contraintes de repliement, M4a et M4b étant fusionnés en un transistor unique M4 avec un nombre de repliement

$$m_4 = m_{4a} + m_{4b},$$

les mises de (M1,M11,M1P), (M2,M3,M3P) et (M11P,M4P,M4) dans un même empilage se font avec les valeurs entières

$$m_{11} = m_1 \frac{m_{4b}}{m_{4a}} \quad m_2 = m_3 \frac{m_{4b}}{m_{4a}} \quad m_{1p} = m_1 \frac{m_{4p}}{m_{4a}} \quad \text{et} \quad m_{3p} = m_3 \frac{m_{4p}}{m_{4a}} .$$

### - Comportement en fréquence

En terme de comportement en fréquence, la fonction de transfert d'ordre trois, avec trois nœuds basse impédance comparables, étant peu simplifiable, il est très difficile d'obtenir formellement une expression pour la fréquence de coupure et la valeur d'une éventuelle surtension. Toutefois, en observant les résultats de simulation de la *figure 22* et en les comparant aux résultats de simulation de la source suiveuse repliée de la *figure 10*, les deux dispositifs étant sous des conditions similaires de polarisation et d'environnement, on constate que la fréquence est réduite (on peut considérer les pôles associés à M1 et M11 sont confondus et que la pulsation correspondante est très grossièrement divisée par deux) et que la valeur du maximum est relativement peu modifiée (la diminution de l'impédance du pôle est très grossièrement compensée par la capacité de grille de M11 qui double la capacité). On notera que la valeur de la surtension peut être contrôlée avec les techniques utilisées pour la source suiveuse repliée.

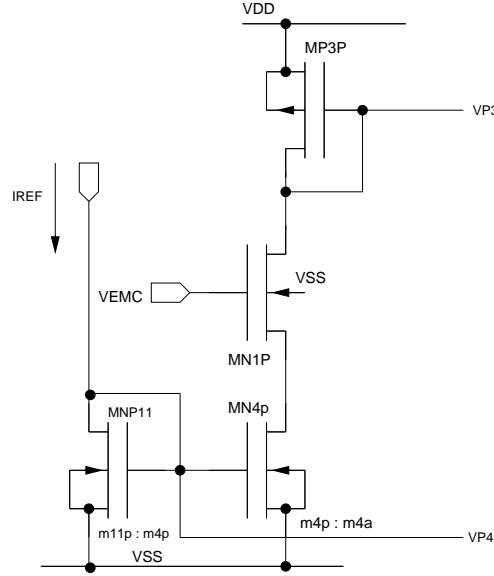


FIGURE 20 –

*Un circuit de polarisation pour la source suivieuse supergm décalée*

### - Impédance de sortie

L'impédance de sortie du dispositif est déterminée à partir du schéma de la *figure 19*, en éteignant la tension d'entrée et en extrayant la charge  $Rl$  et  $Cl$  de la conductance  $gs$  et la capacité  $cs$ . On notera que la capacité  $cgs_1$  se trouve en parallèle sur le nœud **a** et que la capacité  $cgd_1$  est en parallèle sur le nœud **b**. Ce faisant, on détermine la fonction de transfert

$$Rs = \frac{n2' p + n1' p + n0}{d3' p^3 + d2' p^2 + d1' p + d0'}$$

avec

$$\begin{aligned} n2' &= (cb' + c_1 + cgd_2)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11} + ca') + (c_1 - cm_1 - cmb_1)(cb' + cgd_2) \\ n1' &= (gb' + gd_1)(c_{11} - cm_{11} - cmb_{11} + ca') + gb(c_1 - cm_1 - cmb_1) \\ &\quad + g1(cb' + cgd_2) + (ga + g_{11})(cb' + c_1 + cgd_2) \\ n0 &= (g_{11} + ga)(gb + gd_1) + g_1gb. \end{aligned}$$

En terme de valeur statique

$$Rs = \frac{(g_{11} + ga)(gb + gd_1) + g_1gb}{(gm_{11} + gd_{11})(g_1(gm_2 + gb) + ga(gb + gd_1)) + gs((g_{11} + ga)(gb + gd_1) + g_1gb)} \approx \frac{(g_{11} + ga)(gb + gd_1) + g_1gb}{(gm_1 + gmb_1)}$$

soit

$$Rs \approx \frac{1}{gm_1 \frac{gm_2}{2gds_3 + gds_1} + gs}.$$

Ainsi, comparativement à la source commune, la contre réaction locale permet une diminution de un à deux ordres de grandeur la valeur statique de la résistance de sortie, et comparativement à la source suivieuse repliée, toutes choses étant égale par ailleurs, de part le facteur deux sur la valeur approximative de  $Rs$  et de part l'augmentation de

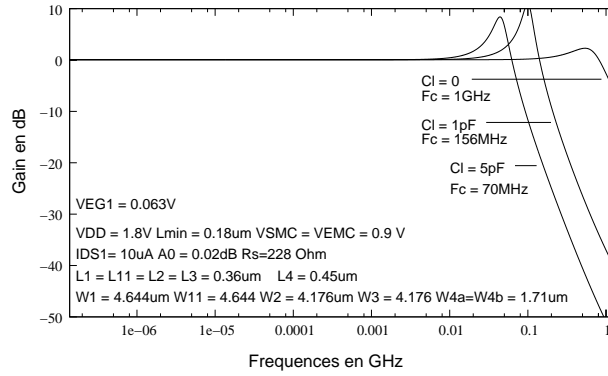


FIGURE 21 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour la réponse en fréquence d'une source suiveuse supergm décalée de type N*

l'ordre de la fonction de transfert, on aura une augmentation de  $R_s$  et de la surtension au voisinage de la fréquence de résonance, comme le montre la *figure ??*.

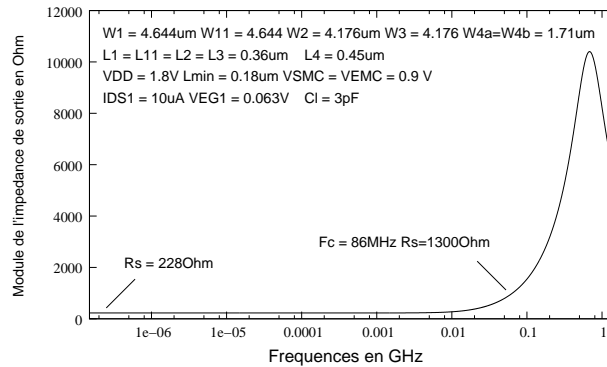


FIGURE 22 –

*Résultats de simulation (BSIM3v3) pour l'impédance de sortie d'une source suiveuse supergm décalée de type N*

- Capacité d'entrée
- Bruit
- Distorsion harmonique

SUJETTE SUROSCILLATION OPTIM

## 2.5 Source suiveuse supergm non compacte

## 2.6 Autres sources suiveuses avec contre réaction locale

AUTRES SS : AVEC AOP EL MASRI ,



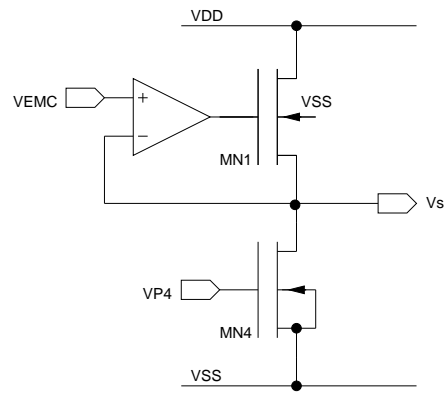


FIGURE 23 –

*Source suiveuse supergm non compacte*

## 2.7 Sources suiveuses cascades

## Références

- [1] R. G. CARVAJAL, J. R. ANGULO, A. J. LOPEZ-MARTIN, A. TORRALBA, and J. A. G. GALAN.... "The flipped voltage follower :a useful cell for low-voltage low-power circuit design". *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I :Fundam. Theorie Appl*, vol. 52(No. 7) :pp. 1276–1290, July 2005.
- [2] G. PALMISANO, G. PALUMBO, and S. PENNISI. "High-performance and simple CMOS unity-gain amplifier". *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I :fundamental theory and applications*, vol. 47 :pp. 406–410, March 2000.