

Les transistors composites

Table des matières

1	Principe	2
2	Les transistors composites cascades	2
2.1	Le transistor composite cascode simple télescopique	2
2.1.1	Caractérisation statique	2
2.1.2	Paramètres petit signal	4
2.1.3	Comportement en fréquence	5
2.1.4	Densité spectrale de bruit	8
2.2	Le transistor composite cascode simple replié	9
2.3	Le transistor composite cascode simple généralisé	10
2.4	Les transistors composites cascades autoalimentés	11
2.4.1	Caractérisation statique	11
2.4.2	Paramètres petit signal	12
2.4.3	Comportement en fréquence	13
2.4.4	Densité spectrale de bruit	15
2.5	Les transistors composites cascades régulés	15
2.5.1	Principe	15
2.5.2	Paramètres petit signal	15
2.5.3	Comportement en fréquence	16
2.6	Différentes architectures de cascades régulés	18
2.6.1	Le cascode régulé minimal	18
2.6.2	Le cascode régulé généralisé	18
2.6.3	Le cascode régulé à excursion optimale	18
3	Les transistors composites à source régulée	19

1 Principe

Un transistor composite est constitué d'un assemblage de transistors, dans le but de constituer un "supertransistor" possédant des indices de performances (essentiellement transconductance de grille g_m et conductance de sortie g_{ds} pour les transistors MOS) améliorés par rapport au simple transistor. Le nombre et la nature des accès étant conservés, un transistor composite ne modifie pas le type de fonction réalisé par le circuit dans lequel il est utilisé, en lieu et place du transistor dont on désire modifier les performances (*figure 1*).

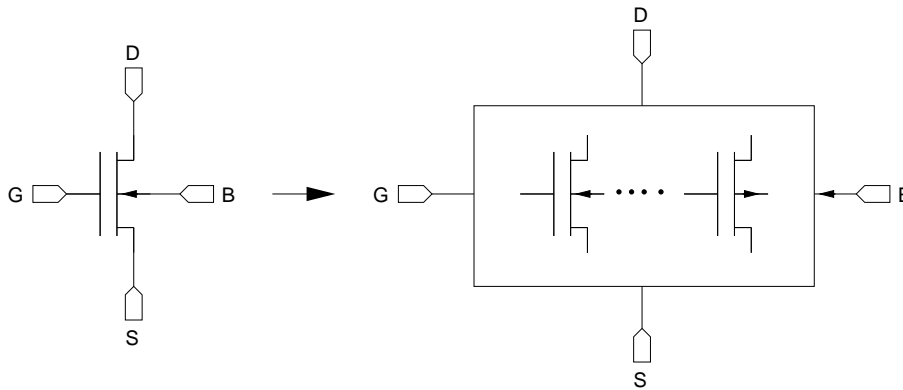


FIGURE 1 –

Principe du transistor composite

2 Les transistors composites cascodes

Les montages cascodes ont essentiellement pour vocation l'augmentation de la résistance de sortie des transistors, les transistors composites cascodes sont des transistors dits à "super- g_{ds} ".

2.1 Le transistor composite cascode simple télescopique

Le transistor composite cascode simple télescopique, ou simplement transistor cascode représenté sur la *figure 2*, est constitué d'un transistor principal MN1 et d'un transistor auxiliaire MN2 de même type (N pour le cascode N et P pour le cascode P). Du point de vue petit signal, la grille du transistor auxiliaire étant référencée à la masse, le montage est qualifié de cascode en souvenir d'un ancien montage à tube ayant une de ses grilles reliée à la masse.

2.1.1 Caractérisation statique

Les *figures 3 et 4* correspondent à la caractérisation en I_{ds} et G_{ds} d'un transistor simple et d'un transistor cascodé. Les transistors sont dimensionnés "toutes choses étant égales par ailleurs", c'est à dire pour fournir le même courant $I_{DS0} = 50\mu A$ sous les mêmes conditions de polarisation $V_{GS0} = 0.9V$ et $V_{DS0} = 1,25V$ pour les deux dispositifs. Le modèle utilisé pour le calcul et la simulation est un BSIM3V3. On notera qu'en terme d'excursion maximum de sortie, le transistor composite est limité par le

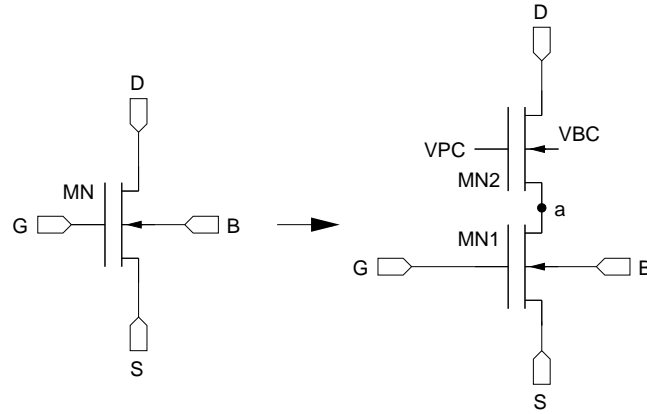


FIGURE 2 –

Le transistor composite cascode télescopique de type N

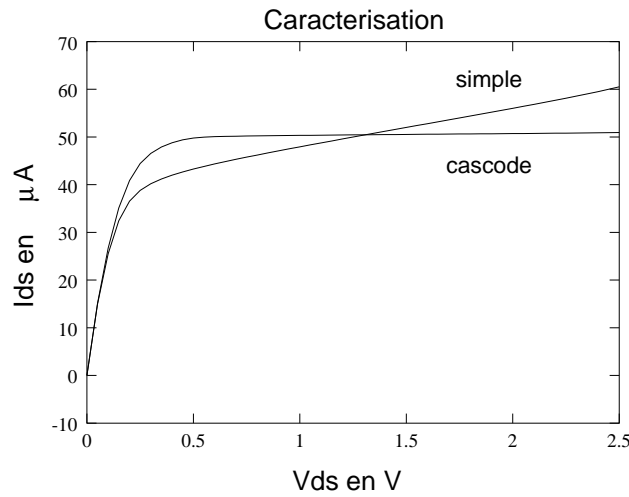


FIGURE 3 –

Caractéristiques $I_{ds}=f(V_{ds})$

cascode : $(W/L)_1 = 1,275/0,25\mu$ $(W/L)_2 = 2,5/0,25$ $V_{PC} = 1,3V$ et $V_{DS0_1} = 0,4V$

simple : $(W/L) = 1,1/0,25\mu$ et $V_{DS0} = 1,25V$

transistor auxiliaire MN2 qui passe en régime ohmique pour

$$V_D \leq V_{PC} - V_{TH_2}$$

soit avec

$$V_{PC} = V_{TH_2} + V_{EG_2} + V_{DS_1}$$

et

$$V_{DS_1} = V_{EG_1}$$

$$V_D \leq V_{EG_1} + V_{EG_2}.$$

Toutes les tensions sont référencées à la source S, V_{EG} est la [tension effective de grille](#) et le transistor principal MN1 est polarisé à la limite du régime ohmique et en forte inversion avec

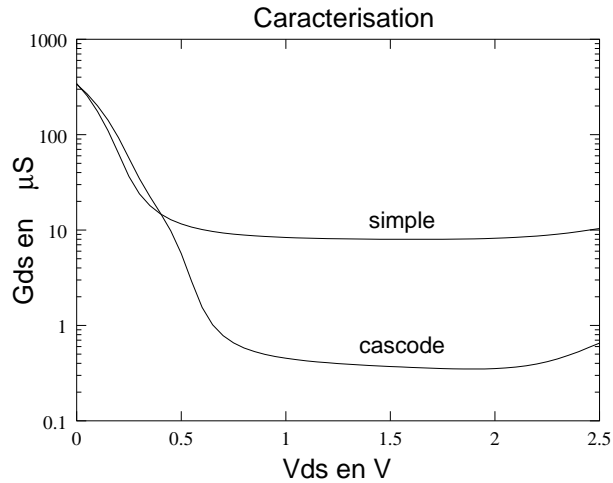


FIGURE 4 –

Caractéristiques $G_{ds}=f(V_{ds})$

$$V_{DS1} = V_{EG1} = V_{GS1} - V_{TH1}.$$

La polarisation devant être maintenue quelque soit les conditions d'utilisation, température, variations technologiques, ... , en basse alimentation on devra synthétiser VPC à partir de [circuits de polarisation spécifiques](#)

. On notera que les transistors peuvent être en faible inversion, et que le formalisme précédent reste valable avec $V_{DS_{min}} \approx 4V_t \approx 0.1V$.

2.1.2 Paramètres petit signal

Les paramètres petit signal peuvent directement être obtenus à partir du schéma équivalent basse fréquence de la *figure 5*.

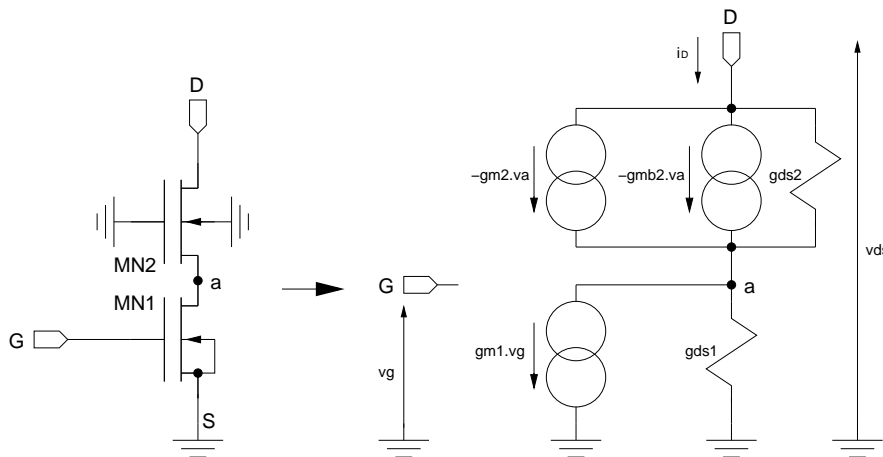


FIGURE 5 –

Schéma équivalent petit signal basse fréquence du transistor cascode

- Transconductance de grille g_{m_c}

Par définition, $gm_c = \frac{i_D}{v_g} |_{v_{ds}=0}$, ainsi avec

$$i_D = -(gm_2 + gmb_2)va - gds_2va$$

et

$$va = \frac{i_D - gm_1vg}{gds_1}$$

on obtient

$$gm_c = \frac{gm_1}{1 + \frac{gds_1}{gm_2 + gmb_2 + gds_2}}.$$

On notera qu'avec les approximations usuelles de la conception analogique

$$1 \gg gm > gmb \gg gds :$$

$$gm_c \approx gm_1.$$

- **Conductance de sortie** gds_c

Par définition, $gds_c = \frac{i_D}{v_D} |_{v_g=0}$, ainsi avec

$$i_D = -(gm_2 + gmb_2)va + (v_D - va)gds_2 = gds_2v_D - (gm_2 + gmb_2 + gds_2)va$$

et

$$va = \frac{i_D}{gds_1}$$

on détermine

$$gds_c = gds_1 \frac{gds_2}{gm_2 + gmb_2 + gds_2 + gds_1} \approx gds_1 \frac{VEG_2}{2 L_2 VE}.$$

Avec les approximations usuelles, selon la valeur de la tension effective de grille et de la longueur de $MN2$ la conductance de sortie du montage cascode peut être d'un ordre de grandeur plus petite que la conductance de sortie du transistor simple.

- **Gain intrinsèque** avi_c

Par définition, $avi_c = \frac{gm_c}{gds_c}$, soit

$$avi_c = \frac{gm_1}{gds_1} \frac{gm_2 + gmb_2 + gds_2}{gds_2} \approx avi_1 \cdot avi_2.$$

Le gain intrinsèque du cascode télescopique est ainsi approximativement égal au produit des gains intrinsèques des deux transistors.

2.1.3 Comportement en fréquence

Le schéma équivalent moyenne fréquence de la *figure 6* peut directement être obtenu à partir du schéma équivalent basse fréquence précédent, en considérant le [modèle](#)

quasi statique complet du transistor MOS. La conductance Gd et le condensateur Cd représentent respectivement les éventuelles conductances et capacités, extrinsèques et intrinsèques, connectées sur la sortie du dispositif.

- **Transadmittance de grille** gm_c

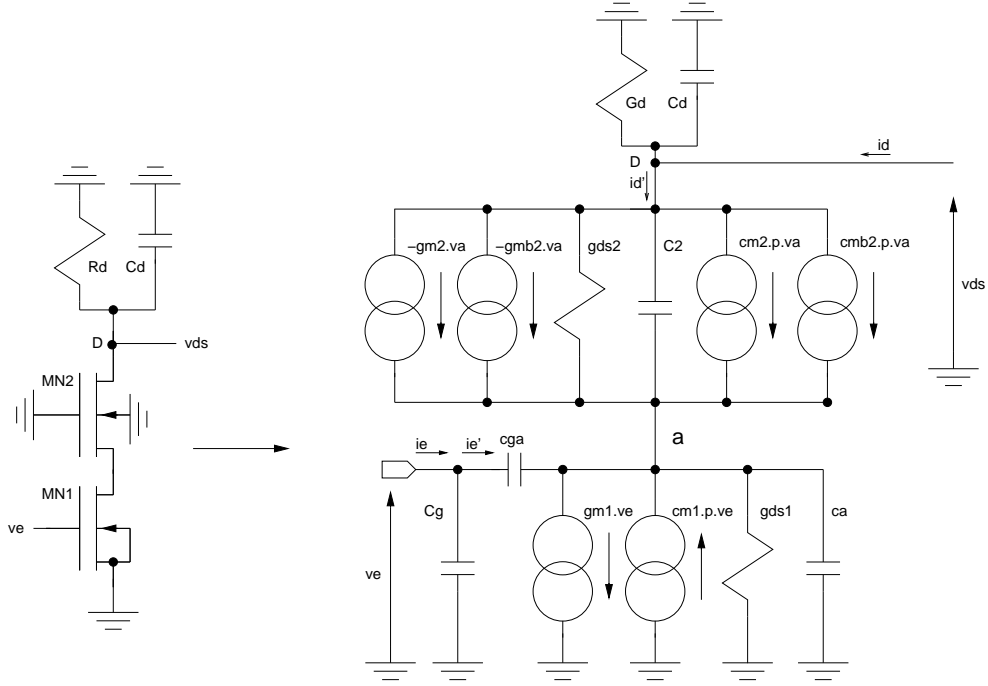


FIGURE 6 -

Schéma équivalent petit signal et moyenne fréquence du transistor cascode

Après mise à la masse de la tension de drain et en explicitant successivement le courant id' en **D** et en **a** on détermine

$$y_m = \frac{gm_1 - (cm_1 + cga)p}{G2 + gds_1 + (Ca + C2 + cga - cm_2 - cmb_2)p}$$

Si le substrat du transistor cascode est connecté à sa source

$$\begin{aligned} G2 &= gm_2 + gds_2 \\ C2 &= csd_2 \\ Cga &= cgd_1 \\ Ca &= csd_1 + cdb_1 + csb_2 + cgs_2 \end{aligned}$$

alors que si le substrat du transistor cascode est connecté à la source du transistor cascodé

$$\begin{aligned} G2 &= gm_2 + gmb_2 + gds_2 \\ C2 &= csd_2 + cdb_2 \\ Cga &= cgd_1 \\ Ca &= csd_1 + cdb_1 + cgs_2 + cgb_2 + cbb_2. \end{aligned}$$

Aux fréquences moyennes, la transconductance du transistor composite cascode est caractérisée par un pôle à relativement haute fréquence puisque de l'ordre de

$$\omega_p \approx \frac{gm_2}{cgs_2}$$

et un zéro normalement à une fréquence très supérieure puisque de l'ordre de

$$\omega_z \approx \frac{gm_1}{cm_1 + cgd_1}.$$

On notera que la transcapacitance de grille a approximativement pour valeur $cm_1 \approx 0.4cgs_1$.

- Admittance de sortie yd_c

Après extinction de la tension d'entrée ve et en explicitant successivement le courant id' en **D** et en **a** on détermine

$$y_d = Gd + Cdp + \frac{(gds_2 + C2p)(gds_1 + Cap)}{G2 + gds_1 + (Ca + C2 - cm_2 - cmb_2)p}.$$

Ainsi, aux fréquences moyennes, le transistor composite cascode présente sur son drain une capacité

$$CD = Cd + \frac{C2 Ca}{C2 + Ca - cm_2 - cmb_2}.$$

Aux différentes capacités intrinsèques considérées précédemment, il convient de considérer la capacité

$$Cd = cgd_2 + cdb_2$$

et de modifier

$$Ca = csd_1 + cdb_1 + cgd_1 + csb_2 + cgs_2$$

si le substrat du transistor M2 est connecté à sa source, ou dans le cas contraire, simplement

$$Cd = cgd_2.$$

et

$$Ca = csd_1 + cdb_1 + cgd_1 + cgs_2 + cgb_2 + cbb_2.$$

- Capacité d'entrée

Pour déterminer la capacité d'entrée, en considérant la *figure 6*, la sortie du dispositif étant électriquement ouverte avec

$$ie' = (ve - va)cga.p$$

et en écrivant le courant id' sur les nœuds **D** et **a**, on détermine

$$\frac{ie'}{ve} = Cg.p + cga.p \left(1 - A(p) \frac{Gd + gds_2 + (Cd + C2)p}{G2 + (C2 - cm_2 - cmb_2)p}\right).$$

Ainsi, aux basses fréquences

$$C_e \approx cgs_1 + cgb_1 + cgd_1 \left(1 + |A_0| \frac{Gd + gds_2}{G2}\right) \approx cgs_1 + cgb_1 + cgd_1 \left(1 + \frac{gm_1}{gm_2 + gmb_2} \left(1 + \frac{gds_2}{Gd}\right)\right).$$

De part la présence de la conductance de charge G_d , La valeur de la capacité d'entrée dépend fortement du [contexte](#)

d'utilisation du cascode. Ainsi, si la charge est faible (de l'ordre de g_{ds}) le facteur multiplicatif de la capacité grille-drain de M1 est faible, alors que si la charge est forte (typiquement un cascode), le facteur multiplicatif peut être important (effet Miller). On notera cependant, que le cascodage permet normalement l'obtention de grand gain en tension avec des transistors de petite longueur, ainsi, toute chose étant égale par ailleurs, comparativement à un circuit non cascodé, il conduit à une relativement faible capacité d'entrée.

2.1.4 Densité spectrale de bruit

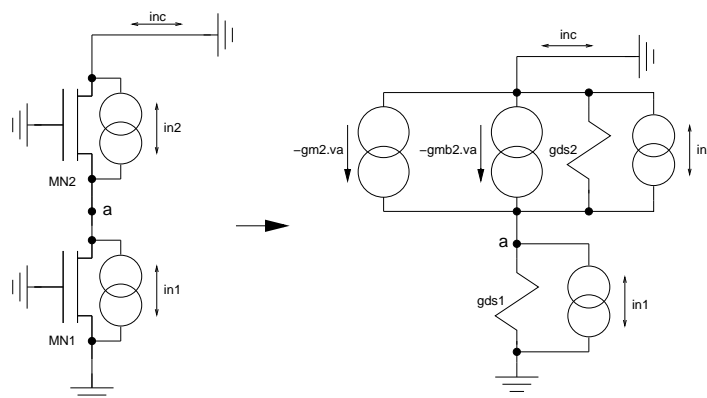


FIGURE 7 –

Modèle pour le calcul du bruit du transistor cascode

Pour les basses fréquences le [bruit](#)

d'un transistor MOS peut être modélisé par un générateur de tension placé en entrée sur sa grille ou un générateur de courant en parallèle sur sa sortie. A partir du second mode de représentation, le bruit du montage cascode simple peut être approximativement calculé à partir du modèle de la *figure 7*. Le courant de bruit in_i étant la source de courant aléatoire associée à la densité spectrale Si_i d'un transistor, et in_c étant le courant aléatoire associé à la densité spectrale de sortie Si_c , en écrivant

$$in_c = in_2 - va G_2$$

avec

$$va = \frac{in_1 + in_c}{g_{ds1}}$$

soit

$$in_c = \frac{in_1 \frac{G_2}{g_{ds1}} + in_2}{1 + \frac{G_2}{g_{ds1}}}$$

on détermine

$$Si_c = \frac{Si_1 \left(\frac{G_2}{g_{ds1}}\right)^2 + Si_2}{\left(1 + \frac{G_2}{g_{ds1}}\right)^2} \approx Si_1,$$

et en terme de tension équivalente ramenée à l'entrée du dispositif on obtient

$$Sve_c \approx \frac{Si_1}{gm_c^2} \approx \frac{Si_1}{gm_1^2}$$

Le cascodage ne dégrade pratiquement pas les performances en bruit d'un transistor MOS.

2.2 Le transistor composite cascode simple replié

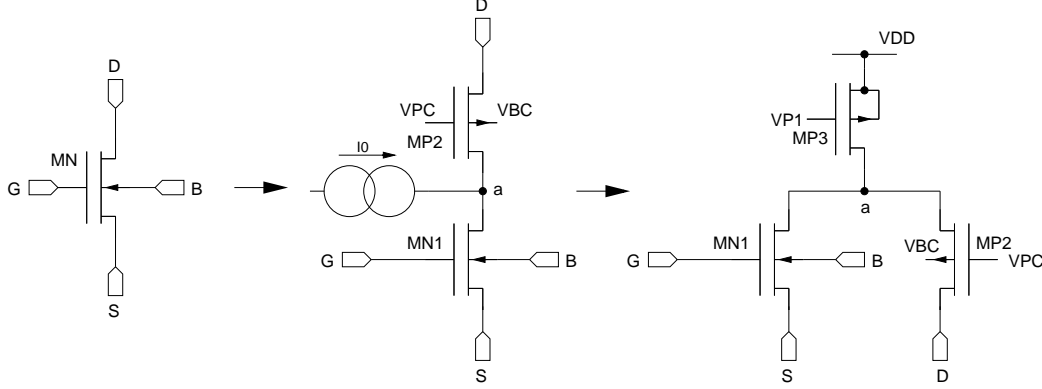


FIGURE 8 –

Le transistor composite cascode replié de type N

Partant d'un cascode télescopique, pour obtenir un transistor cascode replié, on inverse la nature du transistor auxiliaire et on fixe les courants des transistors par une source de courant constant, le montage tire son nom de la forme repliée indiquée sur la *figure 8*. La charge du drain du cascode n'étant plus connectée à l'alimentation supérieure mais à l'alimentation inférieure, on évite les empilages de transistors difficiles à utiliser en basse alimentation. Dans le principe, c'est à dire avec une source de courant idéale, le fonctionnement des deux cascades est identique, à la différence près qu'en cas d'une forte tension sur la grille de MN1 qui passe en régime ohmique, le transistor auxiliaire du télescopique reste passant, alors que le transistor du replié se bloque puisque tout le courant I_0 passe dans MN1. En cas de blocage de MN1, on a l'effet inverse, MN2 du télescopique se bloque alors que MP2 du replié (et ainsi la charge) supporte tout le courant I_0 . Dans le montage pratique, la source de courant est simplement réalisée par un transistor de type P (N pour un cascode P), ainsi tout le formalisme précédent peut directement être utilisé en remplaçant simplement gds_1 par $gds_1 + gds_3$ et considérant les capacités actives $cgd_3 + cdb_3 + csd_3$ localisées sur le nœud **a**. Toutes choses étant égales par ailleurs, les indices de performance petit signal du télescopique sont donc légèrement dégradés. Pour les performances en terme de bruit, on doit considérer le schéma de calcul de la *figure 9*. Ce faisant, avec

$$in_c = in_2 - G_2 \frac{in_1 + in_3 + in_c}{gds_1 + gds_3}$$

on écrit le courant de bruit

$$in_c = \frac{in_2 + (in_1 + in_3) \frac{G_2}{gds_1 + gds_3}}{1 + \frac{G_2}{gds_1 + gds_3}}$$

correspondant à la densité spectrale en sortie

$$Si_c = \frac{(Si_1 + Si_3) \left(\frac{G_2}{gds_1 + gds_3} \right)^2 + Si_2}{\left(1 + \frac{G_2}{gds_1 + gds_3} \right)^2} \approx Si_1 + Si_3$$

et à la densité spectrale en entrée

$$S_{ve_c} \approx \frac{S_{i_1} + S_{i_3}}{gm_c^2} \approx \frac{S_{i_1} + S_{i_3}}{gm_1^2}.$$

De part la participation du transistor de polarisation M3, en terme de bruit, le transistor composite cascode replié est moins performant que le transistor composite cascode télescopique.

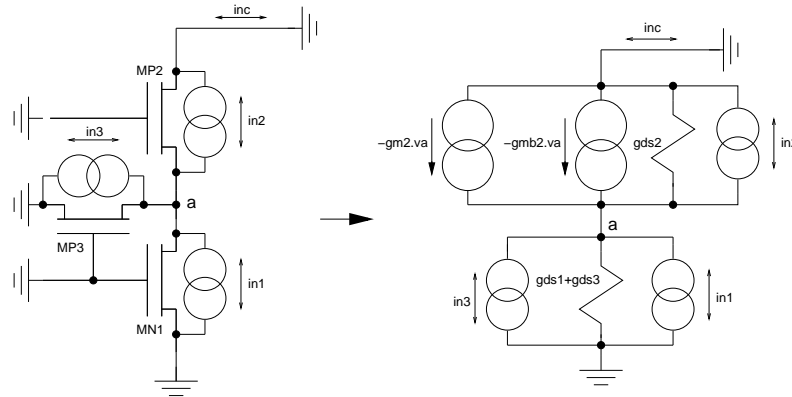


FIGURE 9 –

Modèle pour le calcul du bruit du transistor cascode replié

2.3 Le transistor composite cascode simple généralisé

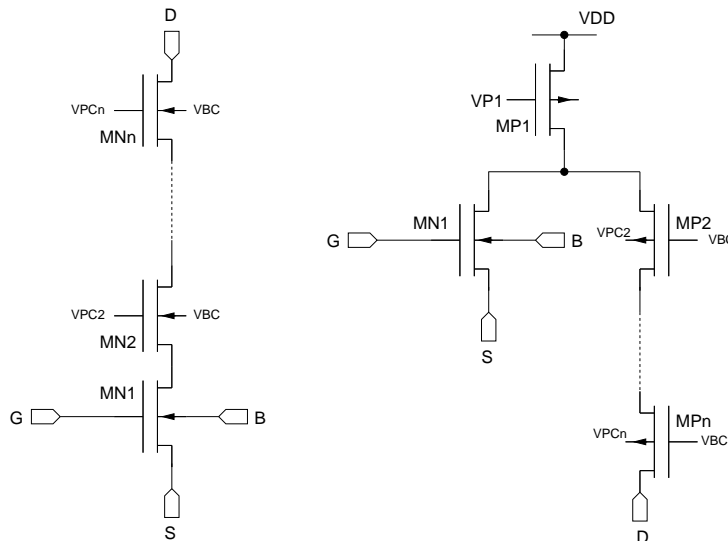


FIGURE 10 –

*Le transistor composite cascode simple généralisé
version télescopique et version repliée*

Le principe du cascodage de deux transistors simples peut être étendu à n transistors afin d'obtenir le cascode généralisé de la *figure 10*. Les performances se déduisent

directement des performances des montages précédents. Ainsi, pour le télescopique

$$gds_c \approx gds_1 \frac{gds_2}{gm_2 + gmb_2} \cdots \frac{gds_n}{gm_n + gmb_n}$$

et en terme d'excursion maximum on devra respecter la contrainte

$$VD > VEG_1 + VEG_2 + \dots VEG_n.$$

2.4 Les transistors composites cascades autoalimentés

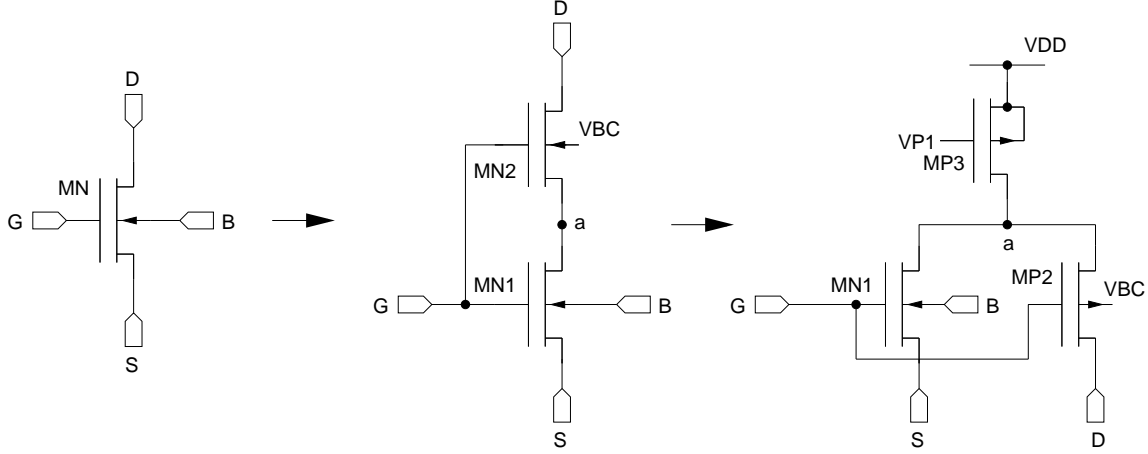


FIGURE 11 –

Les transistors composites cascades autoalimentés de type N

Les transistors composites cascades autoalimentés télescopique et replié représentés sur la *figure 11*, sont obtenus en connectant les grilles des transistors cascades à la grille du transistor cascodé. On notera que le qualificatif cascode est normalement impropre puisque les grilles des transistors auxiliaires ne sont pas référencée à la masse pour le petit signal. Le transistor cascode autoalimenté télescopique est parfois appelé transistor composite série NN alors que la version repliée est parfois appelée transistor composite série NP.

2.4.1 Caractérisation statique

- Version télescopique

Avec

$$Vds_1 = Vgs_1 - Vgs_2 > Vgs_1 - VTH_1$$

soit

$$Vgs_2 = VTH_2 + Veg_2 < VTH_1$$

le fonctionnement en saturation de M1 ne peut être assuré qu'avec

$$Veg_2 < VTH_1 - VTH_2.$$

Ainsi, pour le transistor cascode, la forte inversion impliquant

$$V_{TH_1} > V_{TH_2}$$

ne peut être normalement assurée qu'avec une technologie à double tension de seuil, ou pour les montages dans lesquels la source de M1 n'étant pas référencée (paire différentielle,...) il est possible de relier le substrat de M1 à un potentiel inférieur à sa source et de relier le substrat de M2 à sa source. Sinon, le très grand rapport d'aspect de M2 confine l'utilisation du transistor composite télescopique autoalimenté aux circuits à faible courant de polarisation (typiquement basse fréquence).

- Version repliée

Avec

$$V_{ds_1} = V_{gs_1} + V_{sg_2} > V_{gs_1} - V_{TH_1}$$

le fonctionnement en saturation de M1 est normalement toujours assuré.

2.4.2 Paramètres petit signal

La détermination des paramètres petit signal peut être effectuée à partir du schéma équivalent basse fréquence de la *figure 12*.

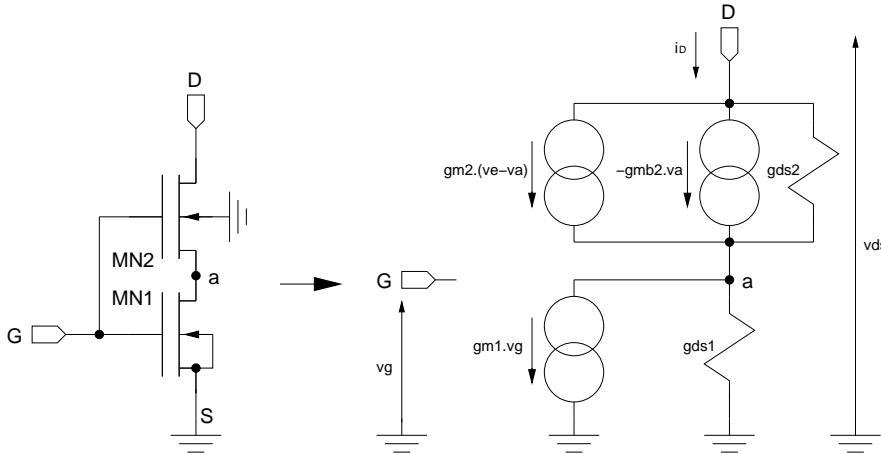


FIGURE 12 –

Schéma équivalent petit signal basse fréquence du cascode autoalimenté télescopique

- Transconductance de grille g_{m_c}

Avec

$$g_{m_c} = \left. \frac{i_D}{v_g} \right|_{v_{ds}=0}$$

et

$$G_2 = g_{m_2} + g_{m_b_2} + g_{d_s_2}$$

et

$$i_D = -G_2 v_a + g_{m_2} v_g$$

et

$$v_a = \frac{i_D - g_{m1} v_g}{g_{ds1}}$$

on calcule

$$g_{m_c} = \frac{g_{m1} + g_{ds1} \frac{g_{m2}}{G_2}}{1 + \frac{1 + g_{ds1}}{G_2}} \approx g_{m1}.$$

l'approximation n'étant justifiée que si les transistors sont en régime saturé. Pour la détermination de la transconductance de la version repliée, il suffit de considérer la conductance de sortie du transistor de polarisation (MP3) en parallèle sur la conductance de sortie de MN1.

- Conductance de sortie g_{ds_c}

Avec

$$g_{ds_c} = \left. \frac{i_D}{v_D} \right|_{v_g=0}$$

La conductance de sortie des cascades autopolarisés est formellement identique à la conductance de sortie des cascades standards.

2.4.3 Comportement en fréquence

Le schéma équivalent moyenne fréquence de la *figure 13* peut être utilisé.

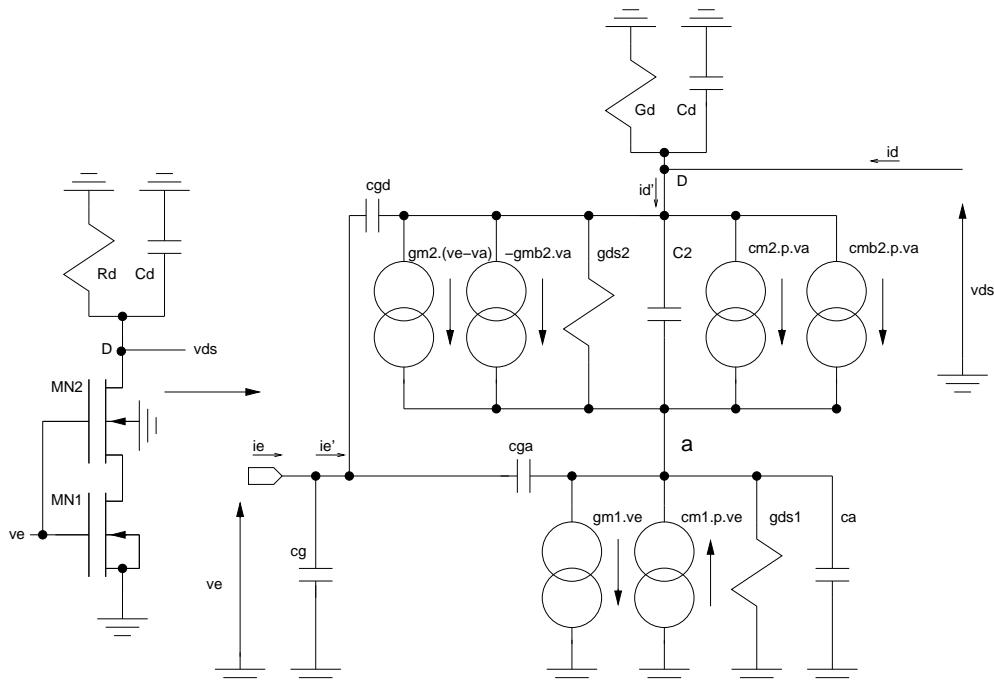


FIGURE 13 –

Schéma équivalent petit signal et moyenne fréquence du cascode autopolarisé

- **Transadmittance de grille gm_c**

Après mise à la masse de la tension de drain et en explicitant le courant id' en **D** et le courant en **a** on détermine

$$y_m = \frac{Ap^2 + Bp + C}{G2 + gds_1 + (Ca + C2 + cga - cm_2 - cmb_2)p}$$

avec

$$\begin{aligned} A &= -(C2 - cm_2 - cmb_2)(cga + cgd - cm_1 + cmx_2) - (ca + cga)(cgd + cm_2) \\ B &= -G2(cga + cgd - cm_1 + cmx_2) + gm_1(C2 - cm_2 - cmb_2) \\ &\quad + gm_2(Ca + cga) - gds_1(cgd + cm_2) \\ C &= G2gm_1 + gm_2gds_1 \end{aligned}$$

Si le substrat du transistor cascode est connecté à sa source

$$\begin{aligned} G2 &= gm_2 + gds_2 \\ C2 &= csd_2 \\ Ca &= csd_1 + cdb_1 + csb_2 \\ cga &= cgd_1 + cgs_2 + cgb_2 \\ cgd &= cgd_2 \end{aligned}$$

alors que si le substrat du transistor cascode est connecté à la source du transistor cascodé

$$\begin{aligned} G2 &= gm_2 + gmb_2 + gds_2 \\ C2 &= csd_2 + cdb_2 \\ Ca &= csd_1 + cdb_1 + cbb_2 \\ cga &= cgd_1 + cgs_2 \\ cgd &= cgd_2 \end{aligned}$$

En conditions typiques d'utilisation, les capacités Ca et cga sont prépondérantes et la transadmittance d'entrée présente un zéro de valeur approximative

$$\omega_z \approx \frac{gm_1(gm_2 + gmb_2)}{(gm_2 + gmb_2)cga - gm_2Ca}$$

On notera que contrairement au transistor composite standard, le zéro de l'autoalimé peut affecter notablement la phase des fonctions de transfert des [dispositifs](#)

l'utilisant, d'autant plus que la faible tension de grille de M2 conduit souvent à de très grands rapports d'aspect.

- **Admittance de sortie yd_c**

L'extinction de la tension d'entrée ve implique que l'admittance de sortie des cascades autopolarisés est formellement identique à l'admittance de sortie des cascades standards.

- **Capacité d'entrée**

D'après la *figure 13*, la sortie du dispositif étant électriquement ouverte avec

$$ie' = (ve - vs)cgd.p + (ve - va)cga.p$$

et à partir de l'expression de la tension sur les nœuds **D** et **a**, $|A_0|$ étant le gain statique en tension, on détermine pour les basses fréquences

$$C_e \approx Cg + cgd_2(1 + |A_0|) + cga(1 + \frac{gm_1}{gds_1} + |A_0|\frac{Gd}{gds_1}).$$

Si le substrat de M2 est connecté à sa source

$$\begin{aligned} Cg &= cgs_1 + cgb_1 \\ cga &= cgs_2 + cgb_2 + cgd_1 \end{aligned}$$

et si le substrat de M2 est connecté à la source de M1

$$\begin{aligned} Cg &= cgs_1 + cgb_1 + cgb_2 \\ cga &= cgs_2 + cgd_1. \end{aligned}$$

La capacité d'entrée est dépendante du gain statique, elle peut ainsi prendre une valeur très grande (même rédhibitoire) si le transistor cascode est en faible inversion.

2.4.4 Densité spectrale de bruit

De part l'identité des schémas équivalent pour le calcul du bruit, la densité spectrale de bruit des cascades autopolarisés est formellement identique à la densité spectrale des cascades standards.

2.5 Les transistors composites cascades régulés

2.5.1 Principe

Partant du cascode télescopique standard, le transistor composite cascode régulé de la *figure 14* est obtenu en asservissant (régulant) la tension de drain du transistor principale sur un potentiel fixe V_{ref} par l'intermédiaire d'un amplificateur de tension. Le potentiel de drain du transistor principal stabilisée par une contre-réaction locale est moins sujet aux fluctuations, l'impédance de sortie du montage est ainsi augmentée.

2.5.2 Paramètres petit signal

En observant que pour le petit signal, la tension de grille du transistor auxiliaire s'écrit

$$vgs_2 = -(Av + 1)va,$$

on en déduit l'équivalence petit signal de la *figure 15*, et avec

$$G'_2 = gm_2(1 + Av_0) + gmb_2 + gds_2$$

on obtient les paramètres correspondant

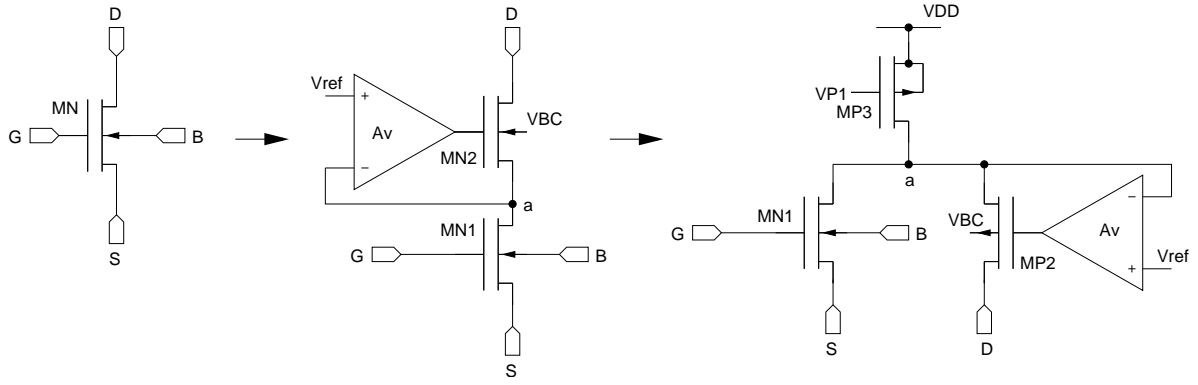


FIGURE 14 –

*Principe du composite cascode régulé de type N
version télescopique et version repliée*

- **transconductance de grille**

$$g_{m_c} = \frac{g_{m_1}}{1 + \frac{g_{ds_1}}{G'_2}} \approx g_{m_1}$$

- **conductance de sortie**

$$g_{ds_c} = g_{ds_1} \frac{g_{ds_2}}{g_{m_2}((1 + Av_0) + g_{mb_2})} \approx g_{ds_1} \frac{g_{ds_2}}{g_{m_2}} \frac{1}{1 + Av_0}$$

- **gain intrinsèque**

$$avi_c \approx \frac{g_{m_1}}{g_{ds_1}} \frac{g_{m_2}}{g_{ds_2}} (1 + Av_0) = avi_1 \cdot avi_2 \cdot (1 + Av_0).$$

La régulation permet donc de gagner plus d'un ordre de grandeur sur les performances du cascode simple et ainsi plus de deux ordre de grandeur sur le transistor simple.

2.5.3 Comportement en fréquence

Un calcul direct de la fonction de transfert donnant une expression analytique difficilement utilisable pour la conception, on déterminera les caractéristiques fréquentielles du cascode régulé par "raisonnement" [1]. Pour ce faire, on modélise l'amplificateur de tension par un circuit à un pôle avec

$$A(p) = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_c}}.$$

La sortie de l'amplificateur de tension étant une source de tension idéale, le cascode régulé est essentiellement caractérisé par deux pôles, correspondant respectivement au nœud très haute impédance de la sortie et au nœud très basse impédance **a**. D'autre par si on considère le numérateur de l'expression de la fonction de transfert du cascode simple et que l'on "transforme" la transconductance g_{m_2} en

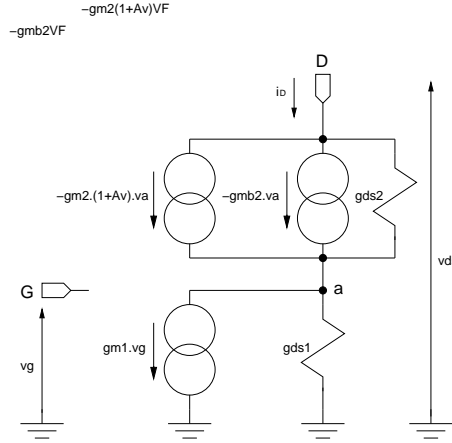


FIGURE 15 –

Schéma équivalent du cascode régulé pour la basse fréquence

$$gm_2 \longrightarrow gm_2(1 + A(p)) + gmb_2 + gds_2 = gm_2 \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_c}} + G_2$$

on peut modéliser en première approximation le comportement du cascode régulé par l'expression

$$T(p) \approx -\frac{gm_c (G_2 + A_0 gm_2)}{gds_c} \frac{1 + \frac{p}{\omega_t}}{(1 + \frac{C_s}{gds_c} p)(1 + \frac{C_a}{gm_2(1+A_0)+gmb_2} p).(1 + \frac{p}{\omega_{pz}})}$$

La pulsation de transition $\omega_t = A_0 \cdot \omega_c$ de l'amplificateur de tension générant le zéro est issue de la simplification du terme

$$\frac{G_2}{\omega_c(A_0 gm_2 + G_2)}$$

et le troisième pôle ω_{pz} est introduit pour conserver le caractère deux pôles du cascode régulé. Si idéalement ce pôle est égal au zéro, pratiquement du fait des imperfections il en diffèrera, et associé au zéro il formera un doublet. Si ce doublet

a très peu d'influence sur la réponse en fréquence, il peut avoir une influence notable temporellement puisqu'il génère un terme parasite dans la réponse indicielle susceptible de dégrader le temps d'établissement. Une manière conservatrice de s'affranchir de l'influence de ce doublet est de dimensionner l'amplificateur de tension de telle sorte que sa fréquence de transition ω_t soit au delà de la pulsation de transition du cascode ω_T mais en deçà du pôle ω_a correspondant au nœud basse impédance pour ne pas dégrader la stabilité du circuit, c'est dire avec

$$\omega_T < \omega_t < \omega_a.$$

Ce dimensionnement conservatif permet de s'affranchir du doublet quelque soit le gain en boucle fermé du cascode régulé. De manière moins conservatrice, K étant le gain de boucle (inférieur à l'unité) on peut également ne respecter que la contrainte relâchée [1]

$$K \cdot \omega_T < \omega_t < \omega_a.$$

On notera que lorsque la fréquence de transition de l'amplificateur de tension est très proche du pôle basse impédance, les deux pôles peuvent se combiner pour former une

paire de pôles complexes [2], rendant le contrôle de la stabilité (marge de phase) plus délicate.

2.6 Différentes architectures de cascades régulés

2.6.1 Le cascode régulé minimal

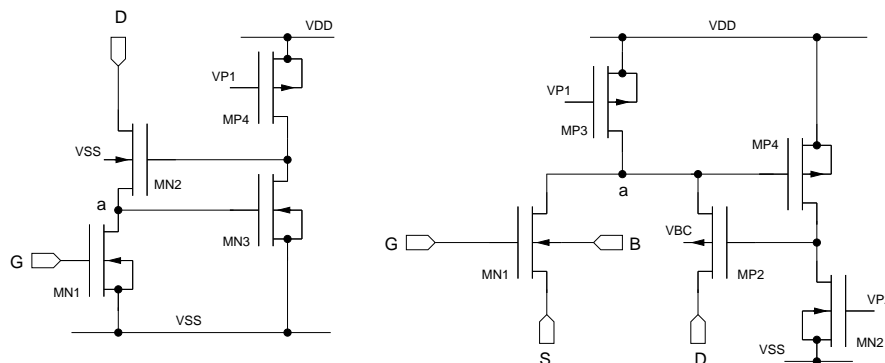


FIGURE 16 –

Cascode régulé minimal

Dans sa version la plus simple en terme de nombre de transistors (*figure 16*), l'amplificateur de tension est simplement réalisé à partir d'un amplificateur CMOS à charge active [3]. En basse alimentation, ce dispositif a des possibilités d'utilisation très limitées de part le fait que la tension de drain de MN1 est fixée par la tension grille-source de MN3. Ce faisant le potentiel de grille de MN2 est très élevé puisque égal à $VGS_3 + VGS_2$ limitant ainsi considérablement l'excursion maximum en sortie du cascode. Le seul moyen de réduire VGS_3 est de faire travailler MN3 en faible inversion [sous le seuil](#)

, au détriment de la réponse en fréquence puisque le grand rapport d'aspect correspondant (plusieurs centaines) charge capacitivement le nœud basse impédance du cascode. L'utilisation du cascode régulé minimal est réservée aux étages intermédiaires d'une chaîne d'amplification de tension, ou aux circuits mode courant, puisque dans ces deux cas l'excursion du signal de sortie demandée est normalement réduite.

2.6.2 Le cascode régulé généralisé

Si l'amplificateur de tension est réalisé à partir d'un amplificateur à charge active cascodée, on peut généraliser le principe de la régulation itérativement pour obtenir le schéma de la *figure 17*. La seule limitation sur le gain maximum dépend essentiellement des paramètres technologiques, puisque la résistance de sortie du cascode généralisé est physiquement limitée par la résistance drain-substrat des transistors.

2.6.3 Le cascode régulé à excursion optimale

Pour obtenir une excursion en sortie du cascode régulé optimale, on doit pouvoir fixer arbitrairement la tension drain-source du transistor principal. Ceci peut être réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel à charge active, et pour ce faire différents schémas sont possibles. Ainsi, on peut cascoder et replier un des transistor de la paire différentielle d'entrée et attaquer directement sous haute impédance le transistor cascode

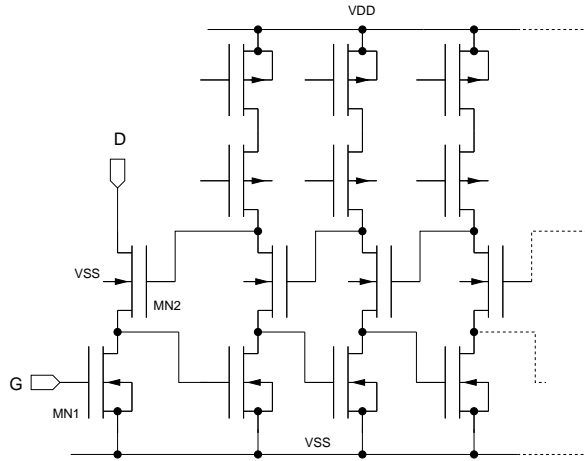


FIGURE 17 –

Cascode régulé généralisé

(figure 18), on notera que le gain statique du dispositif est de l'ordre de gm_{P1}/gds_{P4} et que le condensateur C_t permet le réglage de la fréquence de transition de l'amplificateur de tension. En basse alimentation, la tension de référence V_{ref} fixant la tension drain-source de MN1 devra être générée à partir de **circuits de polarisation spécifiques**

. Mais on peut également utiliser n'importe quel amplificateur opérationnel autorisant un décalage de la tension de mode commun d'entrée vers VSS (VDD pour un cascode P) et une tension de sortie de mode commun compatible avec la tension de grille de MN2 désirée (OTA simple, OTA cascode replié, ...).

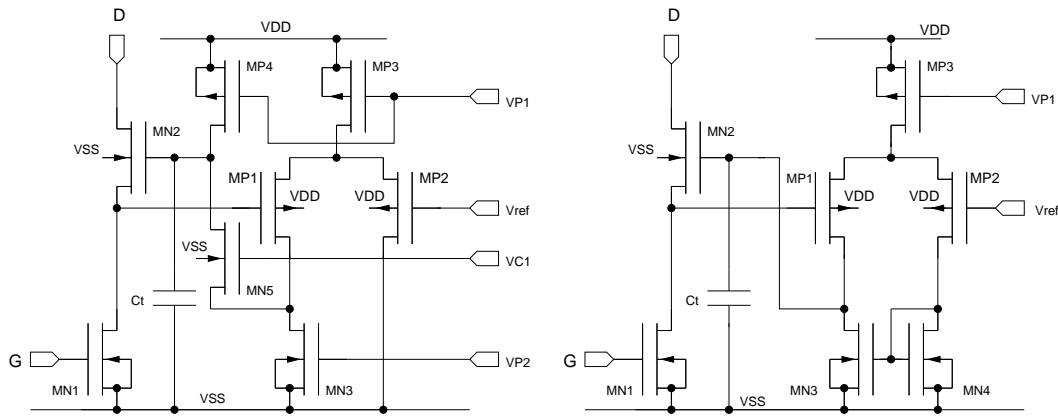


FIGURE 18 –

Cascodes régulés à excursion optimale

3 Les transistors composites à source régulée

Ces montages ont essentiellement pour vocation l'augmentation de la transconductance d'entrée des transistors, les transistors composites à source régulée sont des transistors dits à "super-gm".

Références

- [1] K. BULT and G. GEELEN. "T CMOS gain-boosting technique ". *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 1 :pp. 119–135, 1991.
- [2] D. FLANDRE, A. VIVIANI, J.P. EGGERMONT, B. GENTINNE, and P.G.A. JES-PERS. "Improved synthesis of gain-boosted regulated-cascode CMOS stages using symbolic analysis and gm/ID methodology". *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 32(No. 7) :pp. 1006–1012, July 1997.
- [3] E. SACKINGER and W. GUGGENBUHL. "A high-swing, high-impedance MOS cascode circuit". *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 25(No. 1) :pp. 289–297, Feb. 1990.