

# Amplificateurs à sortie haute impédance CMOS

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Concepts de base</b>	<b>2</b>
1.1	Définitions . . . . .	2
1.2	Symbolisme . . . . .	2
1.3	Utilisation . . . . .	2
1.4	Classes de fonctionnement . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Amplificateurs de tension classe A</b>	<b>2</b>
2.1	Amplificateurs à transistor signal simple . . . . .	2
2.1.1	Constitution . . . . .	2
2.1.2	Performances . . . . .	3
2.1.3	Variantes à charge cascodée . . . . .	8
2.2	Amplificateurs à transistor signal cascodé standard . . . . .	10
2.2.1	Constitution . . . . .	10
2.2.2	Performances . . . . .	10
2.2.3	Variantes . . . . .	15
2.3	Amplificateurs à transistor signal cascode autoalimenté . . . . .	15
2.3.1	Constitution . . . . .	15
2.3.2	Performances . . . . .	16
<b>3</b>	<b>Amplificateurs de tension classe AB</b>	<b>18</b>
3.1	Amplificateurs classe AB simple : l'inverseur numérique . . . . .	18
3.1.1	Constitution . . . . .	18
3.1.2	Performances . . . . .	19
<b>4</b>	<b>Amplificateurs classe AB avec décaleur de tension</b>	<b>19</b>
4.1	Amplificateur avec décaleur de tension simple . . . . .	19
4.1.1	Constitution . . . . .	19
4.2	Amplificateur avec décaleur de tension stabilisé . . . . .	20
4.2.1	Constitution . . . . .	20
<b>5</b>	<b>Amplificateurs classe AB avec résistance quasi infinie</b>	<b>20</b>
5.0.1	Constitution . . . . .	20

# 1 Concepts de base

## 1.1 Définitions

charge active entrée haute impédance grand gain avec CR classe A et classe AB

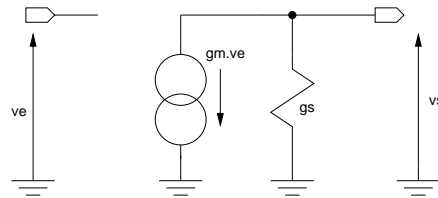


FIGURE 1 –

*Modèle de l'amplificateur à sortie haute impédance*

## 1.2 Symbolisme

Le schéma de la *figure 2* donne les symboles généralement utilisés pour représenter l'amplificateur de tension non différentiel et différentiel.

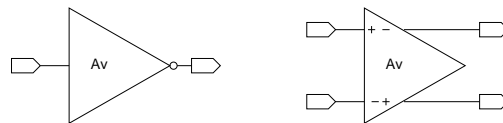


FIGURE 2 –

*Symbolisme des amplificateurs*

## 1.3 Utilisation

modele de calcul

## 1.4 Classes de fonctionnement

# 2 Amplificateurs de tension classe A

## 2.1 Amplificateurs à transistor signal simple

### 2.1.1 Constitution

L'amplificateur de tension de la *figure 4* est constitué d'un transistor signal MOS (type N ou P) et d'une charge active (type P ou N) polarisée par une tension statique VP3. En condition normale de fonctionnement, M1 et M3 sont saturés et en forte ou faible inversion.

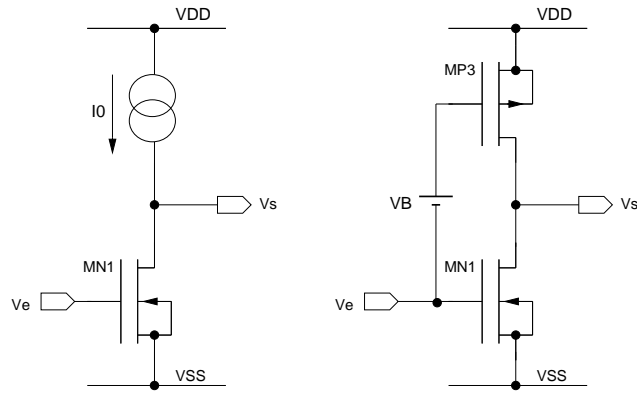


FIGURE 3 –

*Classes de fonctionnement*

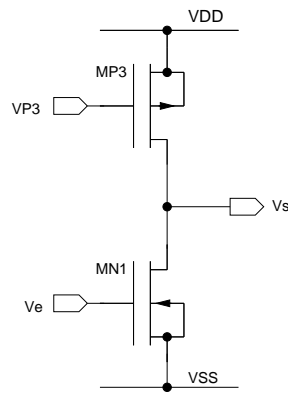


FIGURE 4 –

*Amplificateur simple classe A*

## 2.1.2 Performances

### - Fonction de transfert

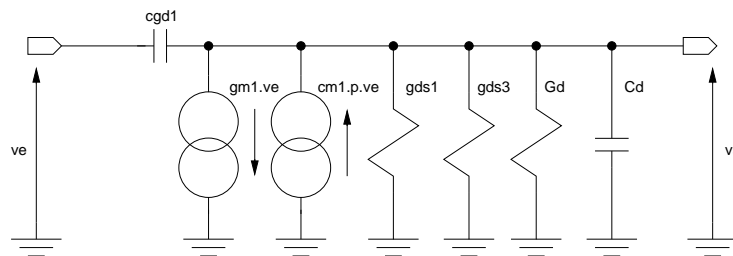


FIGURE 5 –

*Modèle petit signal de l'amplificateur simple classe A*

Pour le petit signal, on peut utiliser le [modèle capacitif complet](#) du transistor MOS prenant en compte la transcapacité de grille de MN1 (*figure 5*). Ce faisant, en sommant les courants sur le nœud de sortie, on arrive à la fonction de

transfert

$$\frac{vs}{ve} = -\frac{gm_1 + (cgd_1 + cm_1)}{gds_1 + gds_3 + gd + cd + cgd_1} = -\frac{gm_1}{gds_1 + gds_3 + gd} \frac{1 - \frac{cgd_1 + cm_1}{gm_1}p}{1 + \frac{cd + cgd_1}{gds_1 + gds_3 + gd}p}$$

avec

$$cd = cdb_1 + cds_1 + cdb_3 + cds_3 + cgd_3 + Cl$$

La résistance de charge  $Rd=RI$  étant normalement très grande par rapport aux conductances de sortie des transistors, l'amplificateur est caractérisé par un gain statique intrinsèque potentiellement élevé avec

$$Av_0 \approx -\frac{gm_1}{gds_1 + gds_3} \approx -\frac{2}{Veg_{MN1}(\frac{1}{L_1VE_1} + \frac{1}{L_3VE_3})}$$

s'avérant d'autant plus grand que la tension effective de grille du transistor signal est petite et que la longueur des transistors est grande. Si la tension effective de grille

$$Veg_1 = Vgs_1 - VTH_1 = VEMC - VTH_1$$

directement fixée par la tension de mode commun d'entrée, correspond à un fonctionnement de M1 en faible inversion ( $Vgs_1 < VTH_1$ ) le gain statique s'écrit

$$Av_0 \approx -\frac{1}{\eta Vt} / (\frac{1}{L_1VE_1} + \frac{1}{L_3VE_3})$$

avec un facteur de pente  $\eta$  de l'ordre de 2,5 et une tension thermique  $Vt$  de l'ordre de 25mV à température ambiante. Quant au comportement en fréquence, la fonction de transfert présente un pôle, directement fonction de la somme des capacités intrinsèques (essentiellement capacités de jonction) et extrinsèques (capacités de charge) présentes sur le nœud de sortie, et un zéro normalement situé à une fréquence beaucoup plus élevée puisque fixée par la capacité grille drain et la transcapacitance de grille ( $cm_1 \approx 0,4 cgs_1$ ) de MN1.

### - Admittance de sortie

L'admittance de sortie de l'amplificateur peut être directement calculée à partir du schéma équivalent de la *figure 5*, après extinction de la source de tension indépendante. Ce faisant on détermine ( $I_0 = IDS_1$  est le courant de polarisation) la conductance

$$gs = gd + gds_1 + gds_3 \approx gds_1 + gds_3 \approx \frac{I_0}{L_1VE_1} + \frac{I_0}{L_3VE_3}$$

et la capacité

$$cs = cd + cgd_1$$

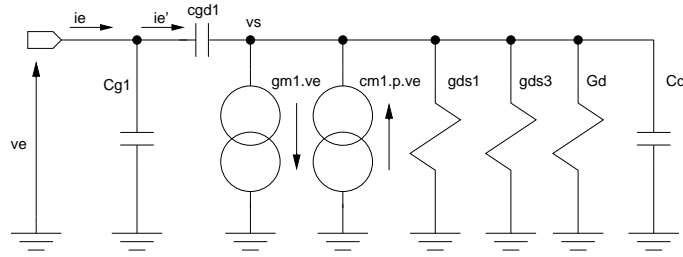


FIGURE 6 –

Modèle petit signal pour le calcul de l'impédance d'entrée

### - Capacité d'entrée

Si nous considérons le schéma équivalent de la *figure 6*, avec

$$ie' = (ve - vs)cgd_1p.$$

on obtient

$$Ce' = cgd_1(1 - Av).$$

La capacité d'entrée de l'amplificateur peut être considérée comme la combinaison parallèle de la capacité de grille de M1 et de la capacité grille-source multipliée par le gain en tension (effet Miller) soit

$$Ce \approx cgs_1 + cgb_1 + cgd_1(1 + |Av_0|).$$

### - Bruit

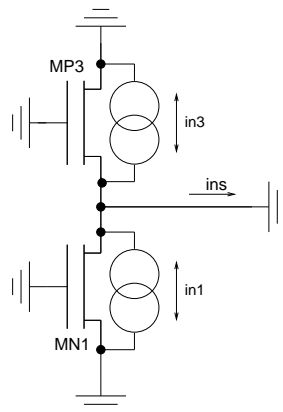


FIGURE 7 –

Modèle de calcul pour le bruit

Pour les basses fréquences le [bruit d'un transistor MOS](#)

peut être modélisé par un générateur de tension placé en série sur la grille ou un générateur de courant en parallèle sur la sortie. A partir du second mode de représentation, le bruit de l'amplificateur peut être approximativement calculé à partir du schéma

de principe de la *figure 7*. Par superposition,  $in_i$  étant la source de courant aléatoire associée à la densité spectrale  $Si_i$  d'un transistor, et  $in_s$  étant le courant aléatoire associé à la densité spectrale de sortie  $Si_s$ , on détermine

$$in_s \approx in_1 + in_3.$$

Les sources de bruit étant décorréelées, on en déduit la densité spectrale correspondante

$$Si_s \approx Si_1 + Si_3.$$

La transconductance de l'amplificateur s'écrivant

$$Gm = \frac{is}{ve} = \frac{is}{vs} \frac{vs}{ve} = A0.gs = gm_1$$

on obtient

$$Si_s = gm_1^2 Sve_1 + gm_3^2 Sve_3.$$

On calcule ainsi la d.s.p. de bruit équivalente en entrée

$$Sve_e = Sve_1 \left( 1 + \left( \frac{gm_3}{gm_1} \right)^2 \frac{Sve_3}{Sve_1} \right).$$

Ainsi, le transistor signal de l'amplificateur contribue directement au bruit, alors que la contribution du transistor de charge est pondérée par le carré des rapports des transconductances de grille. Pour chaque densité spectrale, si on sépare la composante de bruit thermique de la composante de bruit en 1/f, avec

$$Sve(th) = \frac{8}{3} \frac{K_B T_K}{gm} \quad \text{et} \quad Sve(1/f) = \frac{KF}{C_{ox} W L} \frac{1}{f}$$

on obtient pour le bruit thermique

$$Sve(th) \approx \frac{cst}{gm_1} \left( 1 + \frac{gm_3}{gm_1} \right) = cst \frac{VEG_1}{I_0} \left( 1 + \left| \frac{VEG_1}{VEG_3} \right| \right).$$

Le bruit thermique généré est minimisé en choisissant une forte transconductance de grille pour le transistor d'entrée (fort courant de polarisation et/ou faible tension effective de grille) et une faible transconductance pour le transistor de charge (forte tension effective de grille). Quant au bruit en 1/f, il s'écrit

$$Sve(1/f) \approx \frac{cst}{f} \frac{KF_1}{L_1^2} \frac{VEG_1}{I_0} \left( 1 + \frac{KF_3}{KF_1} \frac{L_1^2}{L_3^2} \right).$$

Le bruit en 1/f est minimisé en choisissant un transistor de charge plus long que le transistor signal qui doit avoir une forte transconductance. On notera que le paramètre de modèle  $KF$  étant plus petit pour un transistor de type P que pour un transistor de type N (notamment pour les technologies avec  $L_{min}$  supérieure à 50nm), en terme de bruit en 1/f, l'amplificateur simple de type P (MP1, MN3) est généralement plus performant que l'amplificateur de type N.

## - Gain d'alimentation



Si l'amplitude de l'alternance négative du signal d'entrée est telle que le transistor MN1 se bloque, la charge capacitive de l'amplificateur est directement connectée sur le drain du transistor de charge MP3 qui est une source de courant constant. La charge des capacités se fait donc à courant constant, et la tension de sortie est donnée temporellement par l'expression

$$V_s(t) = \frac{I_0}{cd} t.$$

La vitesse d'excursion maximum de la tension de sortie (slew rate) de l'amplificateur simple est donc

$$SR = \frac{dV_s}{dt} = \frac{I_0}{cd}.$$

### - Excursion maximum de la tension de sortie

Pour être en fonctionnement normal, les deux transistors de l'amplificateur doivent être en régime saturé. On peut ainsi définir l'excursion maximum de la tension de sortie par la relation

$$V_{SS} + V_{ds_{sat}}^{MN1} < V_s < V_{DD} - |V_{ds_{sat}}^{MP3}|.$$

Si le transistor est en forte inversion  $V_{ds_{sat}}$  est de l'ordre de la tension effective de grille et si le transistor est en faible inversion  $V_{ds_{sat}}$  est de l'ordre de  $4.Vt \approx 0.1V$ .

### 2.1.3 Variantes à charge cascodée

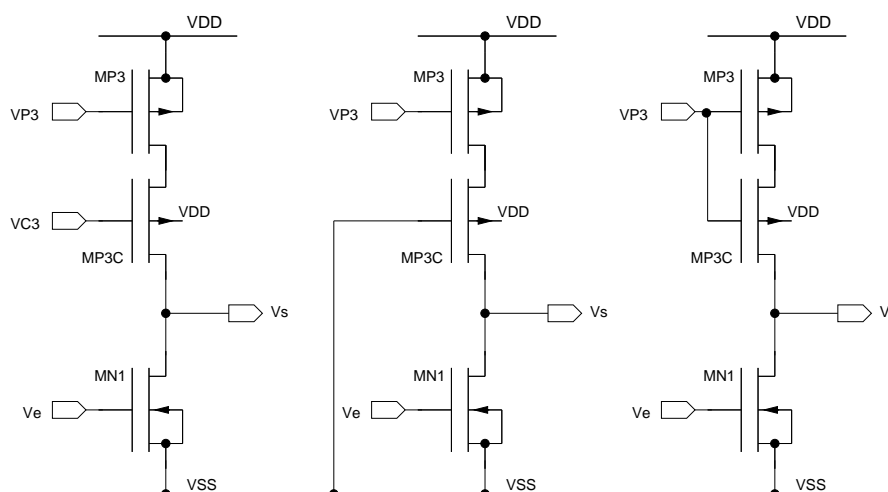


FIGURE 9 –

*Variantes à charge cascodée de l'amplificateur simple*

Partant de l'amplificateur simple à transistor signal simple, on peut cascoder la charge active pour obtenir les trois variantes de la figure 9).



## - Charge cascodée standard

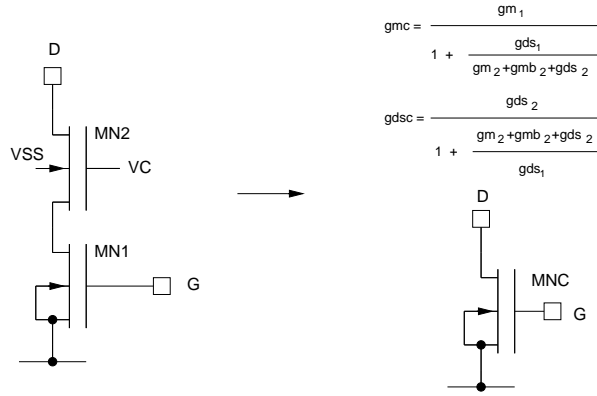


FIGURE 10 –

*Principe d'équivalence du transistor composite cascode standard*

De part le principe du transistor [composite cascode](#)

on peut obtenir directement les performances statiques de la variante en remplaçant la transconductance de grille et la conductance de sortie du transistor de charge M3 par leur équivalent cascode  $g_{mc}$  et  $g_{dsc}$  (*figure 10*). Ce faisant, elles ne sont que légèrement modifiées (une amélioration de quelques decibels sur le gain statique et l'impédance de sortie). En terme de réponse en fréquence, si on considère que toutes choses étant égales par ailleurs, c'est à dire pour une même valeur d'impédance de charge, le cascodage permet l'utilisation de transistors plus petits, pour une faible charge capacitive extrinsèque, on peut espérer une plus grande bande passante. En terme de bruit, une minimisation du bruit en  $1/f$  est facilitée par l'utilisation d'une grande longueur  $L3$  sans trop de dégradation de la réponse en fréquence. Ainsi, compte tenu du fait que l'excursion de sortie est dégradée, puisque le maintien de MP3 et MP3C en saturation implique que

$$VSS + Vds_{sat}^{MN1} < V_s < VDD - |Vds_{sat}^{MP3}| - |Vds_{sat}^{MP3C}|,$$

les variantes transistor signal simple et cascodage du transistor de charge sont peu utilisées.

## - Charge cascodée standard à VSS

Cette variantes est un cas particulier de la variante précédente. La tension  $VSMC$  étant tension de sortie de mode commun, typiquement fixée à la moitié de la tension d'alimentation, la mise en saturation du transistor cascode est obtenue avec

$$Vsd_{3C} > Vsg_{3C} + VTH_{3C}$$

et

$$Vsg_{3C} = VSMC + Vsd_{3C} - VSS$$

soit

$$|VTH_{3C}| > VSMC - VSS.$$

Ainsi, le cascodage à VSS ( $VDD$  pour un transistor signal P) n'est effectif que

pour une faible tension d'alimentation et une forte tension de seuil (typiquement une utilisation sous alimentée pour une faible consommation).

### - Charge cascodée autoalimentée

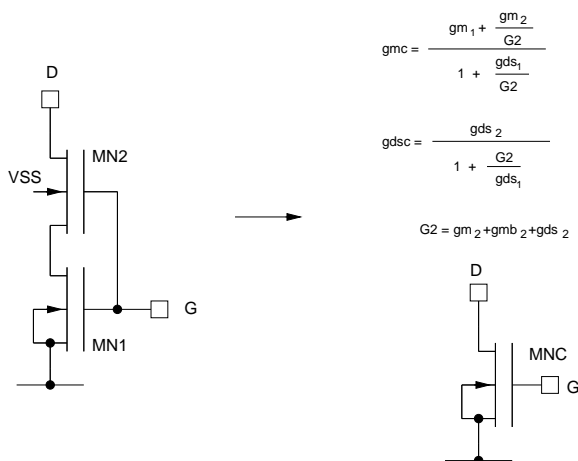


FIGURE 11 –

*Principe d'équivalence du transistor composite cascode autoalimenté*

En terme d'indices statiques, en utilisant les équivalents  $g_{mc}$  et  $g_{dsc}$  de la *figure 11*, le cascodage autoalimenté de la charge conduit pratiquement aux mêmes performances que le cascodage standard. Par contre, dans le cadre d'une technologie typique ne possédant qu'une seule tension de seuil, la mise en saturation du transistor MP3 ne peut être assurée qu'avec une mise en faible inversion de MP3C, et le très grand rapport d'aspect correspondant augmente très fortement la charge capacitive et diminue d'autant la bande passante du dispositif.

## 2.2 Amplificateurs à transistor signal cascodé standard

### 2.2.1 Constitution

L'amplificateur de tension de la *figure 12* est constitué d'un transistor signal MOS (type N ou P) cascodé et d'une charge active (type P ou N) normalement également cascodée. En condition normale de fonctionnement, les quatre transistors sont en forte ou faible inversion saturée.

### 2.2.2 Performances

#### - Fonction de transfert

En considérant le modèle petit signal de la *figure 13* et en exprimant le courant  $i_s$  sur les nœuds **S** et **a** on détermine la tension

$$v_a = \frac{i_s - v_e(g_{m1} - (c_{ga} + c_{m1})p)}{g_{ds1} + (c_{ga} + c_a)p}$$

conduisant à la fonction de transfert du deuxième ordre

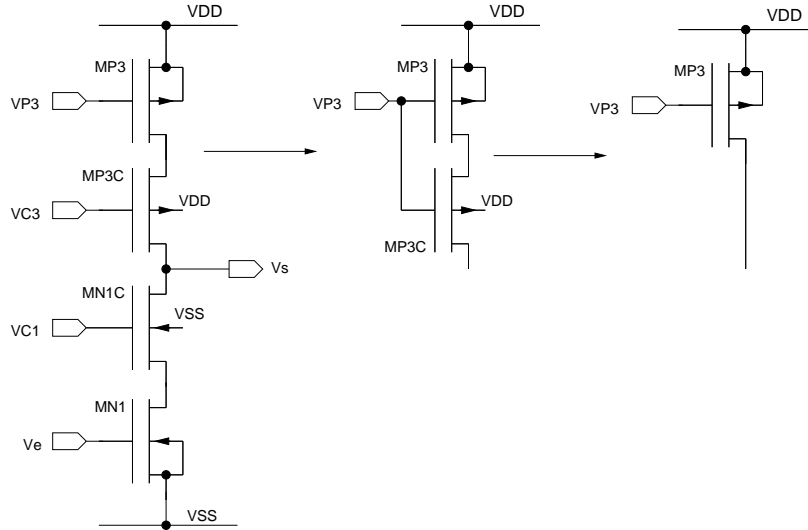


FIGURE 12 –

*Amplificateur cascodé standard classe A*

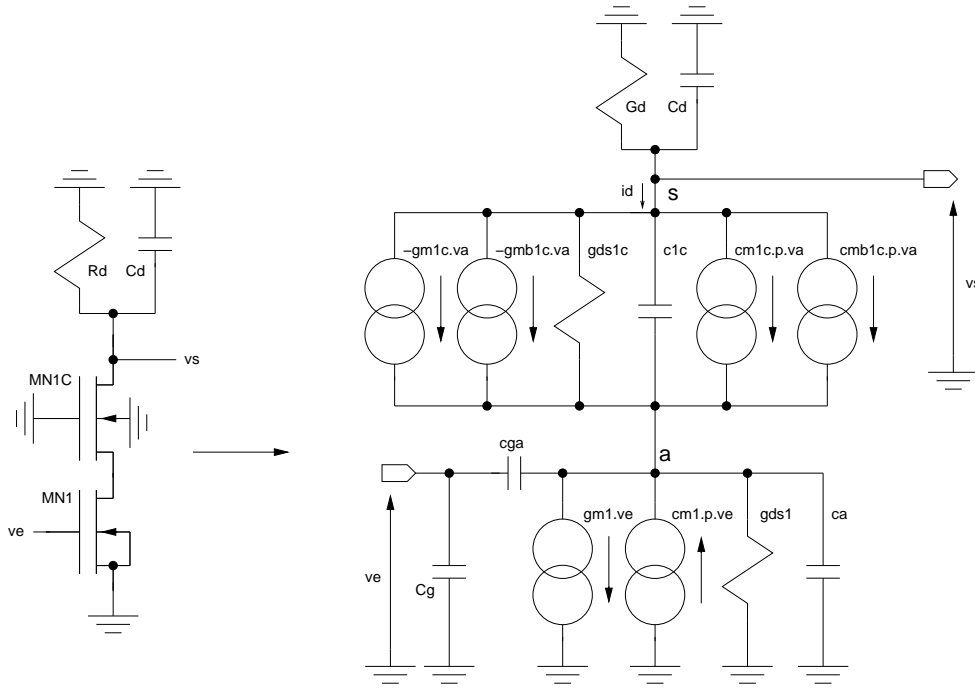


FIGURE 13 –

*Modèle petit signal de l'amplificateur cascode standard classe A*

$$\frac{v_s}{v_e} = - \frac{(G1c + (C1c - cm_{1c} - cmb_{1c})p)(gm_1 - (cga + cm_1)p)}{Ap^2 + Bp + C}$$

avec

$$A = cd(Ca + C1c + cga - cm_{1c} - cmb_{1c}) + C1c(cga + Ca)$$

$$B = gd(Ca + C1c + cga - cm_{1c} - cmb_{1c}) + (G1c + gds_1)cd + gds_{1c}(cga + Ca) + gds_1C1c$$

$$C = gd(G1c + gds_1) + gds_1gds_{1c}$$

et si le substrat du transistor cascode MNC1 est connecté à sa source

$$\begin{aligned}
G1c &= gm_{1c} + gds_{1c} \\
C1c &= cds_{1c} + cdb_{1c} \\
cga &= cgd_1 \\
Ca &= csd_1 + cdb_1 + csb_{1c} + cgs_{1c} + cgb_{1c} + cbb_{1c} \\
cmb_{1c} &= gmb_{1c} = 0
\end{aligned}$$

alors que si le substrat du transistor cascode est connecté à la source du transistor cascodé MN1

$$\begin{aligned}
G1c &= gm_{1c} + gmb_{1c} + gds_{1c} \\
C1c &= cds_{1c} \\
cga &= cgd_1 \\
Ca &= csd_1 + cdb_1 + cgs_{1c} + cbs_{1c}.
\end{aligned}$$

L'amplificateur de tension cascodé est caractérisé par un gain en tension statique

$$A_0 = -\frac{gm_1 \frac{G1c}{G1c+gds_1}}{gd + gds_1 \frac{gds_{1c}}{G1c+gds_1}} = -\frac{gmc_1}{gd + gdsc_1}.$$

Conformément au principe du transistor composite si la charge est cascodée

$$A_0 = -\frac{gmc_1}{gdsc_3 + gdsc_1}$$

et le gain statique est ainsi de un à deux ordres de grandeurs plus grand que le gain statique de l'amplificateur simple. En terme de comportement en fréquence, à l'évidence, le circuit présente un nœud haute impédance sur sa sortie et un nœud basse impédance en **a**, il peut donc être caractérisé par un pôle dominant et un pôle secondaire ( $p_{nd} \gg p_d$ ) avec

$$p_{nd} \approx -\frac{B}{A} = -\frac{gm_{1c} + gmb_{1c}}{Ca} \quad \text{et} \quad p_d \approx -\frac{C}{B} = -\frac{gdsc_1 + gdsc_3}{cd}.$$

Un ordre de grandeur du pôle non dominant peut être donné directement en termes de paramètres de synthèse en écrivant

$$Ca \approx \frac{gm_{1c}}{cgs_{1c}} \approx \frac{2I_0}{Veg_{1c}} / \left( \frac{2}{3}WLcox \right) \approx \frac{3Veg_{1c}}{2L_{1c}^2}.$$

On notera que formellement le produit gain-bande du montage cascode est approximativement celui du transistor simple puisque

$$PGB_c \approx \frac{gmc_1}{gdsc_1 + gdsc_3} \frac{gdsc_1 + gdsc_3}{cd} = \frac{gmc_1}{cd} \approx \frac{gm_1}{cd}$$

mais que pour la réalisation d'un même gain statique, le cascode permettant l'utilisation de transistors beaucoup plus petits donc présentant une capacité de charge réduite (principalement par la capacité drain-substrat), est intrinsèquement meilleur en terme de réponse en fréquence. En considérant la pulsation  $\omega_s$  associée au pôle dominant et la pulsation  $\omega_a$  associée au pôle non dominant la **marge de phase** à la pulsation de transition  $\omega = \omega_T \approx PGB_c$  est simplement donnée par

$$MP \approx 180^\circ - \arctan \frac{\omega_T}{\omega_s} - \arctan \frac{\omega_T}{\omega_a} \approx 90^\circ - \arctan \frac{\omega_T}{\omega_a}$$

Quant à l'influence des zéros, elle dépend fortement de la connexion de la source au substrat de MN1C. En effet, lorsque le substrat du transistor cascode est relié à la source, la capacité  $C1c$  est principalement formée par la capacité drain-substrat, qui associée à la transconductance de grille forme un zéro de valeur

$$pz_2 \approx \frac{gm_{1c}}{cdb_{1c}}$$

et pouvant avoir une influence notable sur la marge de phase du dispositif selon le dimensionnement.

#### - Admittance de sortie

Après extinction de la tension d'entrée  $v_e$  et en explicitant successivement les courant en **S** et en **a** (*figure 13*) on détermine

$$y_d = gd + cdp + \frac{(gds_{1c} + C1c.p)(gds_1 + Ca.p)}{G1c + gds_1 + (Ca + C1c - cm_{1c} - cmb_{1c}).p}$$

En statique, le circuit à charge cascodée présente sur son drain une conductance de valeur

$$gs = gd + \frac{gds_{1c}gds_1}{G1c + gds_1} = gds_{c1} + gds_{c3}$$

de un à deux ordres de grandeurs plus petite que la conductance de sortie de l'amplificateur simple. Aux fréquences moyennes, le circuit présente sur son drain une capacité

$$cs = cd + cd' + \frac{C1c Ca}{C1c + Ca - cm_{1c} - cmb_{1c}}$$

avec

$$cd' = cgd_{1c} + cdb_{1c}$$

et

$$Ca = csd_1 + cdb_1 + cgd_1 + csb_{1c} + cgs_{1c}$$

si le substrat du transistor M1C est connecté à sa source, ou dans le cas contraire

$$cd' = cgd_{1c}.$$

et

$$Ca = csd_1 + cdb_1 + cgd_1 + cgs_{1c} + cgb_{1c} + cbb_{1c}.$$

Si la charge est cascodée la capacité intrinsèque associée peut être directement déduite du formalisme précédent.

### - Capacité d'entrée

Pour déterminer la capacité d'entrée, en considérant la *figure 13*, la sortie du dispositif étant électriquement ouverte avec

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

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

$$\frac{ie}{ve} = Cg.p + cga.p(1 - A(p)\frac{gd+gds_{1c}+(cd+C1c)p}{G1c+(C1c-cm_{1c}-cmb_{1c})p}).$$

Ainsi, aux basses fréquences

$$C_e \approx cgs_1+cgb_1+cgd_1(1+|A_0|\frac{gd+gds_{1c}}{G1c}) \approx cgs_1+cgb_1+cgd_1(1+\frac{gm_1}{gm_{1c}+gmb_{1c}}(1+\frac{gds_{1c}}{gd})).$$

Si la charge est faible (charge simple) le facteur multiplicatif de la capacité grille-drain de M1 est faible, alors que si la charge est forte (charge cascode), le facteur multiplicatif est important (effet Miller). On notera cependant, que le cascodage permet l'obtention de grand gain en tension avec des transistors de petite longueur, ainsi, toute chose étant égale par ailleurs, comparativement à l'amplificateur simple, l'amplificateur cascode est caractérisé par à une plus faible capacité d'entrée.

### - Bruit

De part le fait que le transistor composite cascode est pratiquement caractérisé par le même bruit que l'équivalent non cascodé, le modèle de calcul de la *figure 7* est directement utilisable et la d.s.p. de bruit équivalente en entrée de l'amplificateur cascodé s'écrit

$$Sv_e = Sve_1 ( 1 + (\frac{gmc_3}{gmc_1})^2 \frac{Sve_3}{Sve_1} ) \approx Sve_1 ( 1 + (\frac{gm_3}{gm_1})^2 \frac{Sve_3}{Sve_1} ).$$

### - Gain d'alimentation

### - Slew rate

### - Excursion maximum de la tension de sortie

Pour être en fonctionnement normal, les quatre transistors de l'amplificateur cascodé doivent être en régime saturé. L'excursion maximum de la tension de sortie est ainsi donnée par la relation

$$VSS + Vds_{sat}^{MN1C} + Vds_{sat}^{MN1} < Vs < VDD - |Vds_{sat}^{MP3C}| - |Vds_{sat}^{MP3}|.$$

Comparativement à l'amplificateur simple, l'excursion maximum de la tension de sortie est réduite, ainsi, l'utilisation de l'amplificateur cascodé en basse alimentation peut être problématique.

### 2.2.3 Variantes

Afin de s'affranchir éventuellement de la tension de polarisation VC1, on peut polariser la grille du transistor cascode directement à VDD. Ce faisant, le maintien de MNC1 en régime saturé implique

$$Vds_{1C} > Vgs_{1C} - VTH_{1C}$$

et

$$Vgs_{1C} = VDD - VSMC + Vds_{1C}$$

soit

$$|VTH_{1C}| > VDD - VSMC.$$

En terme de charge active, comme indiqué sur la *figure 12* la charge peut être simple (peu d'intérêt) ou cascodée à VSS (en sous alimentation) ou cascode autoalimenté (double tension de seuil ou basse consommation).

## 2.3 Amplificateurs à transistor signal cascode autoalimenté

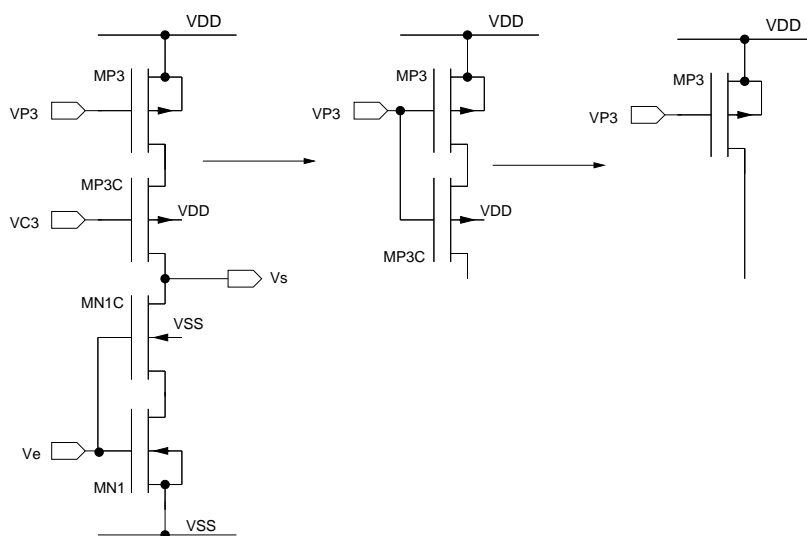


FIGURE 14 –

*Amplificateur cascode autoalimenté classe A*

### 2.3.1 Constitution

L'amplificateur de tension de la *figure 14* est constitué d'un transistor signal MOS (type N ou P) cascode autoalimenté et d'une charge active (type P ou N) normalement également cascodée. En condition normale de fonctionnement, les quatre transistors sont en forte ou faible inversion saturée.

## 2.3.2 Performances

### - Fonction de transfert

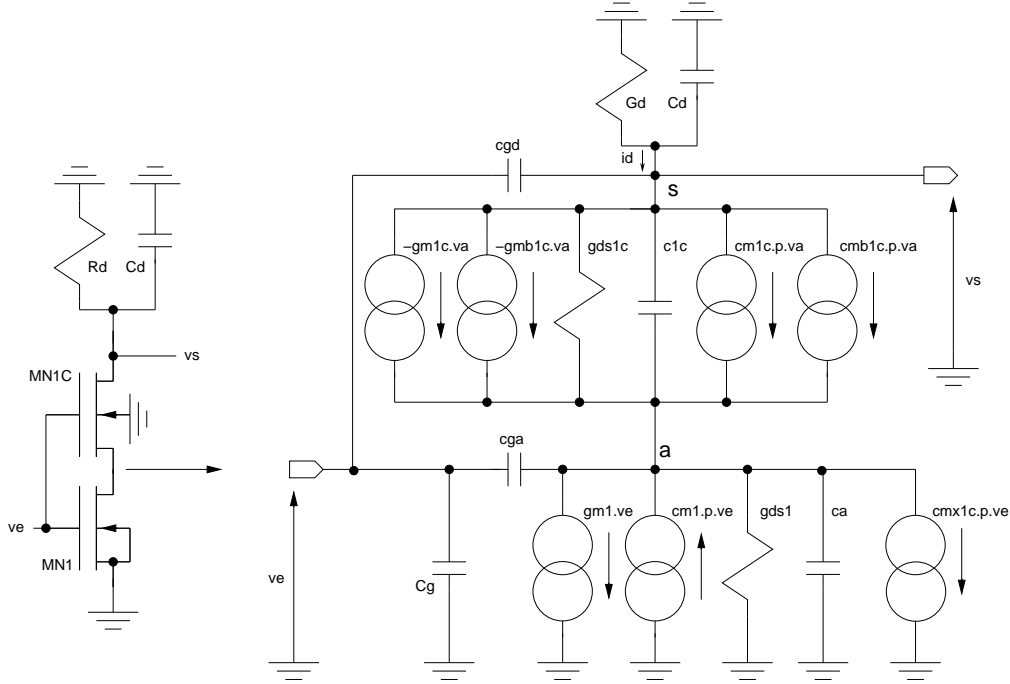


FIGURE 15 –

*Modèle petit signal de l'amplificateur cascode autoalimenté*

En considérant le modèle petit signal de la *figure 15* et en exprimant le courant  $id$  sur les nœuds **S** et **a** on détermine la tension

$$va = \frac{-vs(gd+(cd+cgd)p) - ve(gm_1 - (cga+cga+cm_1 - cmx_{1c})p)}{gds_1 + (cga+Ca)p}$$

conduisant à la fonction de transfert du deuxième ordre

$$\frac{vs}{ve} = -\frac{Dp^2 + Ep + F}{Ap^2 + Bp + C}$$

avec

$$A = (cd + cgd)(Ca + cga + C1c - cm_{1c} - cmb_{1c}) + C1c(Ca + cga)$$

$$B = gd(Ca + cga + C1c - cm_{1c} - cmb_{1c} + G1c(cd + cgd) + gds_{1c}(cga + Ca) + gds_1(cd + cgd + C1c))$$

$$C = gd(G1c + gds_1) + gds_1gds_{1c}$$

$$D = -cm_{1c}(Ca - cgd_{1c} - cm_1 + cmx_{1c}) - cgd_{1c}(Ca + cga + C1c - cmb_{1c}) - (C1c - cmb_{1c})(cga + cm_1 - cmx_{1c})$$

$$E = gm_{1c}(Ca + cga) - G1c(cgd_{1c} + cga + cm_1 - cmx_{1c}) + gm_1(C1c - cm_{1c} - cmb_{1c}) - gds_1(cgd_{1c} + cm_{1c})$$

$$F = gm_{1c}gds_1 + gm_1G1c$$



et si le substrat du transistor cascode MNC1 est connecté à sa source

$$\begin{aligned}
G1c &= gm_{1c} + gds_{1c} \\
C1c &= cds_{1c} + cdb_{1c} \\
cga &= cgd_1 + cgs_{1c} + cgb_{1c} \\
Ca &= csd_1 + cdb_1 + cbb_{1c} \\
cmx_{1c} &= cmb_{1c} = gmb_{1c} = 0
\end{aligned}$$

alors que si le substrat du transistor cascode est connecté à la source du transistor cascodé MN1

$$\begin{aligned}
G1c &= gm_{1c} + gmb_{1c} + gds_{1c} \\
C1c &= cds_{1c} \\
cga &= cgd_1 + cgs_{1c} \\
Ca &= csd_1 + cdb_1 + cbs_{1c}.
\end{aligned}$$

L'amplificateur de tension cascodé est caractérisé par un gain en tension statique

$$A_0 = -\frac{gm_1 \frac{G1c}{G1c+gds_1} + gm_{1c} \frac{gds_1}{G1c+gds_1}}{gd + gds_1 \frac{gds_{1c}}{G1c+gds_1}} = -\frac{gmc_1}{gd + gds_{c1}}.$$

et conformément au principe du transistor composite si la charge est cascodée

$$A_0 = -\frac{gmc_1}{gds_{c3} + gds_{c1}}$$

Comparativement à l'amplificateur cascode standard, le gain statique est du même ordre de grandeur, et en terme de comportement en fréquence, le circuit présente également un nœud haute impédance sur sa sortie et un nœud basse impédance en **a**, correspondant à un pôle dominant et un pôle secondaire comparable. pour un dimensionnement identique. En terme de numérateur, la position du zéro dominant

$$\omega_{zd} \approx -\frac{F}{E} \approx -\frac{gm_1(gm_{1c}+gmb_{1c})}{gm_{1c}Ca-gmb_{1c}cga}$$

est fortement dépendante de la connexion du substrat du transistor cascode. Ainsi, pour une connexion sur sa source, le zéro est normalement négatif et contribue à une augmentation de la marge de phase, et dans le cas contraire il peut devenir positif et contribuer à une diminution de la marge de phase et ce d'autant plus que le rapport d'aspect de M1C peut être très grand du fait d'une faible valeur de la tension effective de grille (négatif si M1C en faible inversion).

### - Capacité d'entrée

D'après la *figure 15*, 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 **S** et **a**,  $|A_0|$  étant le gain statique en tension, on détermine pour les basses fréquences

$$C_e \approx Cg + cgd_{1c}(1 + |A_0|) + cga\left(1 + \frac{gm_1}{gds_1} + |A_0|\frac{gd}{gds_1}\right).$$

Si le substrat de M1C est connecté à sa source

$$\begin{aligned} Cg &= cgs_1 + cgb_1 \\ cga &= cgs_{1c} + cgb_{1c} + cgd_1 \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} Cg &= cgs_1 + cgb_1 + cgb_{1c} \\ cga &= cgs_{1c} + cgd_1. \end{aligned}$$

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.

### - Autres indices de performance

En terme d'admittance de sortie, de bruit, de gain d'alimentation de slew rate et d'excursion, le formalisme de l'amplificateur cascode autopolarisé est identique au formalisme du cascode standard.

## 3 Amplificateurs de tension classe AB

### 3.1 Amplificateurs classe AB simple : l'inverseur numérique

#### 3.1.1 Constitution

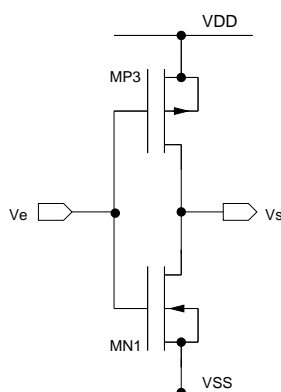


FIGURE 16 –

*Amplificateur simple classe AB*

L'amplificateur à transistors signal simple classe AB (*figure 16*) est constitué de deux transistors signal MOS de type N et P. En condition normale de fonctionnement, M1 et M3 sont saturés et en forte ou faible inversion.

### 3.1.2 Performances

#### - Fonction de transfert

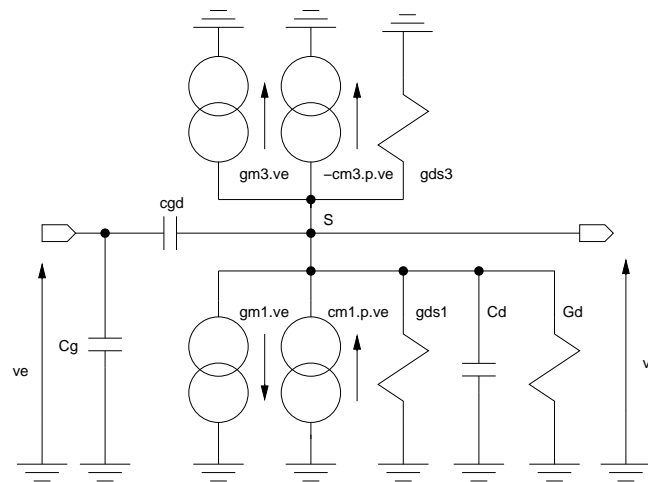


FIGURE 17 -

*Modèle petit signal de l'amplificateur simple classe AB*

## 4 Amplificateurs classe AB avec décaleur de tension

### 4.1 Amplificateur avec décaleur de tension simple

#### 4.1.1 Constitution

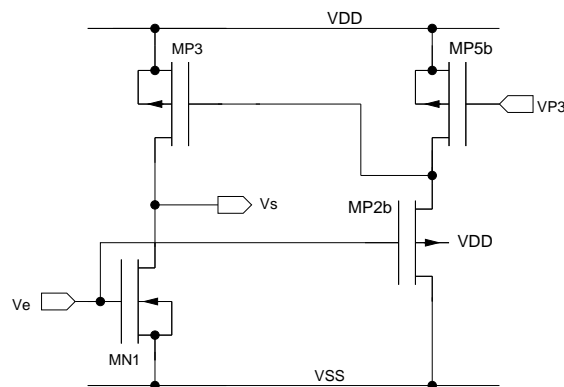


FIGURE 18 -

*Amplificateur classe AB avec décaleur de tension*

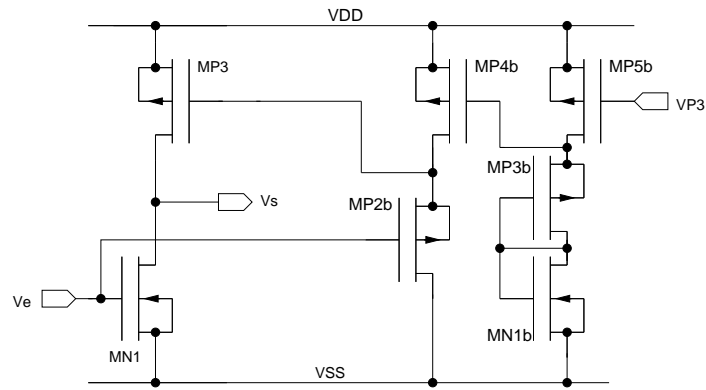


FIGURE 19 –

*Amplificateur classe AB avec décaleur de tension stabilisé*

## 4.2 Amplificateur avec décaleur de tension stabilisé

### 4.2.1 Constitution

## 5 Amplificateurs classe AB avec résistance quasi infinie

### 5.0.1 Constitution

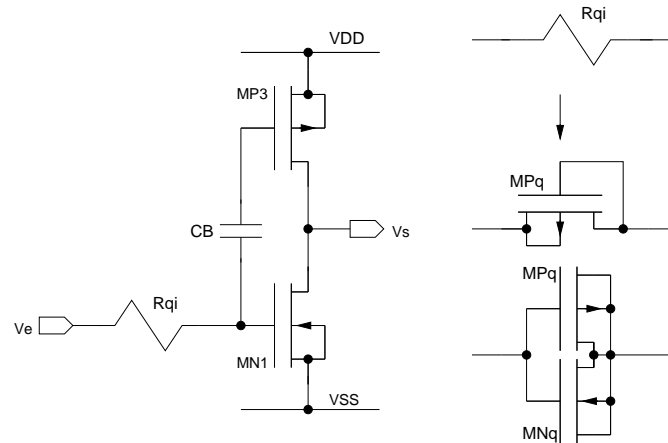


FIGURE 20 –

*Amplificateur classe AB avec RQI*