

# Les OTA à deux nœuds haute impédance

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Concepts de base</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>L'OTA Miller non différentiel</b>	<b>2</b>
2.1	Constitution	2
2.2	Modèles de calcul et performances petit signal	3
2.2.1	Performances petit signal et basses fréquences	3
2.2.2	Performances petit signal et moyennes fréquences	3
2.2.3	Capacités d'entrée basses fréquences et performances en bruit	6
2.2.4	Performances statiques	6
2.2.5	Excursion maximum de la tension de mode commun d'entrée	7
2.2.6	Excursion maximum de la tension de sortie	7
2.2.7	Performances dynamiques grand signal : le slew-rate	7
2.3	Stabilisation du réseau de compensation	8
2.4	Les OTA Miller classe AB	9
2.4.1	OTA Miller classe AB avec décaleur de tension	9
2.4.2	OTA Miller classe AB avec stabilisation du courant de repos	9
2.4.3	OTA Miller classe AB avec avec résistance quasi-infinie	11
2.5	Variantes de OTA Miller	11
2.5.1	OTA Miller avec deux étages de même type	11
2.5.2	OTA Miller amplificateur de différence (DDA)	12
<b>3</b>	<b>L'OTA Miller différentiel</b>	<b>12</b>
3.1	L'OTA Miller classe A	12
3.2	Les OTA Miller classe AB	12
3.3	DDA	13
3.4	Compensation active partielle	13
<b>4</b>	<b>L'OTA deux étages à compensation cascode</b>	<b>13</b>

# 1 Concepts de base

Les OTA à deux nœuds haute impédance ont pour vocation essentielle de palier la limitation de gain associée à l'OTA simple, ou l'excursion limitée de la tension de sortie associée aux OTA cascodés. Leur relativement faible impédance de sortie et leur gain statique élevé, en font des dispositifs indispensables pour une utilisation dans un environnement résistif. Présentant par construction deux nœuds haute impédance, contrairement aux OTA un nœud directement stabilisés par leur charge capacitive, leur stabilisation nécessite la mise en œuvre d'un circuit de compensation relativement complexe. Ainsi, notamment en termes de consommation, pour une même de fréquence de transition, ils sont intrinsèquement moins performant.

## 2 L'OTA Miller non différentiel

### 2.1 Constitution

L'OTA de type N à deux étages simples de la *figure 1* est réalisé à partir d'un premier étage constitué d'un **ota simple** de type N, et d'un second étage constitué d'un amplificateur **source commune** de type P à charge active . L'OTA de type P à deux étages est représenté sur la *figure 2*. Présentant deux nœuds haute impédance , il nécessite un **réseau de compensation** composé d'un condensateur  $C_c$  éventuellement associé à une résistance  $R_c$  pouvant être simulée par un transistor MOS polarisé en zone ohmique (MOS P ou MOS N selon la valeur de tension de sortie statique de mode commun en sortie du premier étage). Le réseau étant connecté sur les nœuds haute impédance, la compensation est de type Miller, de ce fait, l'OTA à deux étages simples est souvent appelé simplement OTA Miller simple . La sortie sur un amplificateur source commune, permet principalement d'obtenir une excursion de la tension de sortie optimale.

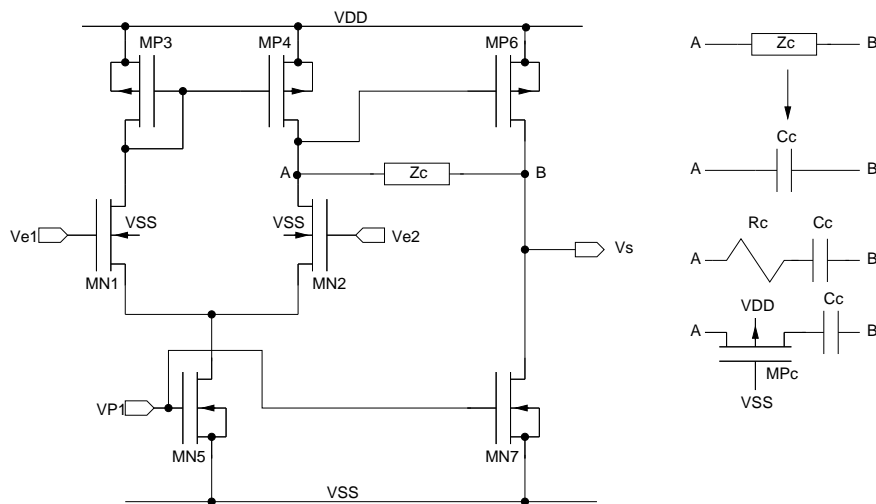


FIGURE 1 –

*OTA simple non différentiel deux étages à compensation Miller de type N*

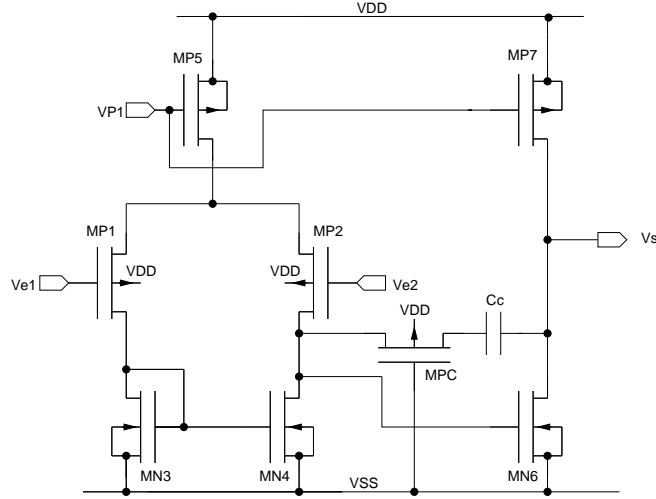


FIGURE 2 –

*OTA simple non différentiel deux étages à compensation Miller de type P*

## 2.2 Modèles de calcul et performances petit signal

### 2.2.1 Performances petit signal et basses fréquences

D'un point de vue purement statique, le gain pour une entrée en mode différentiel est le produit des gains de l'OTA simple et de l'amplificateur source commune. Compte tenu des approximations validées lors de l'étude de l' *otasimple* , il a pour expression

$$Ad0 \approx -\frac{gm_1}{gds_1 + gds_3} \frac{gm_6}{gds_6 + gds_7}.$$

Pour une entrée en mode commun, la réjection ne dépend que de l'OTA simple qui effectue la conversion du signal différentiel d'entrée en signal unique, ainsi le gain de mode commun a pour expression

$$Ac0 \approx -\frac{gds_5}{2gm_3} \frac{gm_6}{gds_6 + gds_7},$$

et le rapport de réjection de mode commun est formellement identique à celui de l'OTA simple avec

$$RRMC = \left| \frac{Ad0}{Ac0} \right| \approx 2 \frac{gm_1 gm_3}{gds_5 (gds_1 + gds_3)}.$$

Quant à la résistance de sortie, c'est simplement celle de l'étage de sortie

$$rs = \frac{1}{gds_6 + gds_7}.$$

### 2.2.2 Performances petit signal et moyennes fréquences

Le comportement en fréquences du dispositif dépend du réseau de compensation utilisée. Pour simplifier l'analyse nous prendront les modèles deux nœuds haute impédance "augmentés" par la prise en compte du doublet pôle-zéro généré par le miroir de courant de l'OTA simple.

- **Compensation purement capacitive :**

Ainsi, pour une compensation purement capacitive, on utilisera le schéma équivalent petit signal de la figure 3.

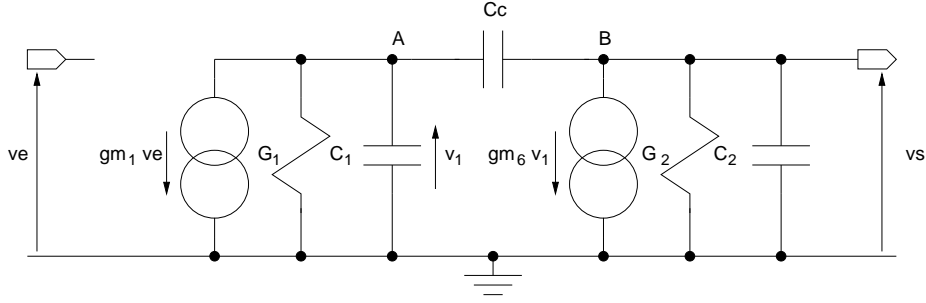


FIGURE 3 –

*Modèle de calcul pour une compensation purement capacitive*

Les valeurs entrant dans l'expression du doublet étant celles de l'OTA simple l'amplificateur opérationnel est caractérisé par la **fonction de transfert**

$$\frac{vs}{ve} = \frac{\frac{gm_1 gm_6}{G_1 G_2} (1 - \frac{Cc}{gm_6} p)}{\frac{C_1 C_2 + Cc(C_1 + C_2)}{G_1 G_2} p^2 + (\frac{C_1 + Cc}{G_1} + \frac{C_2 + Cc}{G_2} + \frac{gm_6 Cc}{G_1 G_2}) p + 1} \frac{1 + \frac{p}{\omega'_d}}{1 + \frac{p}{\omega_d}}$$

présentant principalement un pôle dominant tel que

$$p_1 \approx -\frac{1}{R_1(C_1 + CM)} \quad \text{avec} \quad CM \approx Cc(\frac{gm_6}{G_2} + 1)$$

et avec  $Cc \gg C_1$  et  $C_2 \gg C_1$ , un pôle secondaire

$$p_2 \approx -\frac{gm_6}{C_2}.$$

Un zéro est généré par le condensateur de compensation, et le produit gain bande ne dépend que du premier étage et de  $Cc$ , puisqu'il a pour expression

$$PGB = Ad_0 \omega_1 \approx \frac{gm_1}{Cc}.$$

Les conductances  $G_1$  et  $G_2$  et les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont respectivement la somme des conductances et des capacités présentes sur la sortie du premier étage et du second étage. Ainsi, par l'action de la capacité de compensation le pôle du premier étage est ramenée à une fréquence plus basse puisque  $Cc$  est multiplié par le gain du deuxième étage pour donner la capacité  $CM$  (c'est l'effet Miller), et le second pôle est amené à une fréquence potentiellement plus élevée. Physiquement le pôle du deuxième étage est annulé par un zéro et remplacé par la valeur  $gm_2/C_2$ . Ce type de compensation est appelé compensation par séparation des pôles (pole splitting).

- **Compensation par réseau RC :**

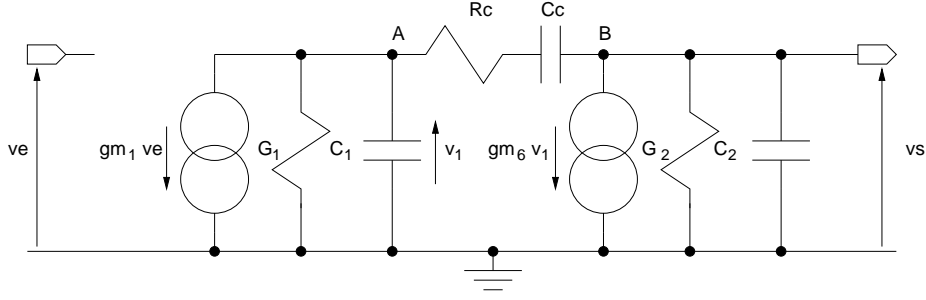


FIGURE 4 –

Modèle de calcul pour une compensation  $RC$

Pour une compensation par réseau  $RC$ , on utilisera le schéma équivalent petit signal de la figure 4. Il est caractérisé par la [fonction de transfert](#)

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{\frac{gm_1 gm_6}{G_1 G_2} (1 - Cc(\frac{1}{gm_6} - Rc)p)}{Ap^3 + Bp^2 + Cp + 1} \frac{1 + \frac{p}{\omega_d'}}{1 + \frac{p}{\omega_d}}$$

avec

$$A = \frac{C_1 C_2 C_c}{G_1 G_2 G_c},$$

$$B = \frac{C_2 C_c}{G_2 G_c} + \frac{C_1 C_c}{G_1 G_2} + \frac{C_1 C_2}{G_1 G_2} + \frac{C_1 C_c}{G_1 G_c} + \frac{C_2 C_c}{G_1 G_2},$$

et

$$C = \frac{C_c}{G_c} + \frac{C_c}{G_2} + \frac{C_c}{G_1} + \frac{gm_6 C_c}{G_1 G_2} + \frac{C_1}{G_1} + \frac{C_2}{G_2}.$$

Intrinsèquement, si les transconductances des deux étages sont telles que la dominance du pôle  $P_1$  est assurée ( $gm_6 \gg gm_1$ ), on peut distinguer les trois pôles réels

$$p_1 \approx \frac{G_1 G_2}{gm_6 C_c},$$

$$p_2 \approx -\frac{gm_6}{C_2}$$

et

$$p_3 \approx -\frac{1}{Rc C_1}.$$

La résistance peut être déterminée pour annuler le zéro avec

$$Rc = \frac{1}{gm_2},$$

ou pour fixer le zéro dans le demi-plan gauche pour annuler  $p_2$ , avec

$$Rc = \frac{1}{gm_6} \left(1 + \frac{C_2}{C_c}\right)$$

ou pour déplacer le zéro dans le demi-plan gauche à une fréquence légèrement supérieure à la fréquence de transition.

## - Choix du réseau de compensation :

Quelque soit le réseau de compensation, le produit gain bande est pratiquement fixé par la transconductance du premier étage et par la valeur du condensateur de compensation, avec

$$PGB \approx \frac{gm_1}{Cc} \approx \frac{IDS_5}{VGS_1 - VTH_1} \frac{1}{Cc},$$

dans la mesure ou la dominance du premier pôle est assurée en fixant la transconductance du deuxième étage beaucoup plus grande que la transconductance du premier étage (pratiquement dans le rapport des courants de polarisation) la compensation par dipôle  $RC$  est normalement plus performante que la compensation purement capacitive en terme fréquence de transition, mais elle s'avère plus dépendante des dispersions technologiques

### 2.2.3 Capacités d'entrée basses fréquences et performances en bruit

D'une part, les capacités d'entrées sont celles de l'otasimple. D'autre part, le dispositif étant constitué deux amplificateurs en cascade, le bruit du premier étage est prépondérant, puisque amplifié par le second, les performances en bruit sont également approximativement celles de l'otasimple

### 2.2.4 Performances statiques

#### - Tension de décalage systématique : la règle des densités de courant

Si nous considérons l'AOP de la *figure 5*, les deux entrées de la paire différentielle étant connectées à la masse, par conception et par symétrie on réalise l'égalité  $VDS_4 = VGS_3$ . Lors de la connexion des deux étages, la tension de sortie de l'OTA simple sera imposée par la tension de grille du transistor  $MP_6$ , et si  $VGS_6$  est différent de  $VGS_3$ ,  $Ad_1$  étant le gain statique du premier étage, il y a génération d'une tension de décalage systématique de valeur

$$Ed_1 = \frac{VGS_3 - VGS_6}{Ad_1}.$$

Ainsi, pour s'affranchir de cette tension de décalage (0,3V d'écart conduit à une erreur de 3mV si  $Ad_1 = 100$ ), on doit imposer l'égalité  $VGS_6 = VGS_3$ , ce qui conduit à la contrainte de dimensionnement (pour des tensions de seuil identiques)

$$\frac{(W/L)_3}{(W/L)_6} = 0,5 \frac{I_0}{I_7}.$$

D'autre part, en constatant que les transistors  $MN_5$  et  $MN_7$  ont la même tension de grille, on peut écrire la règle des densités de courant de l'OTA Miller

$$\frac{(W/L)_3}{(W/L)_6} = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_6} = 0,5 \frac{(W/L)_5}{(W/L)_7} = 0,5 \frac{I_0}{I_7}.$$

On notera que la contrainte de dimensionnement imposée par la règle des densités de courant ne prend pas en compte les effets de canal court et l'influence de la tension drain-source sur les courants (DIBL : Drain Induced Barrier Lowering) .

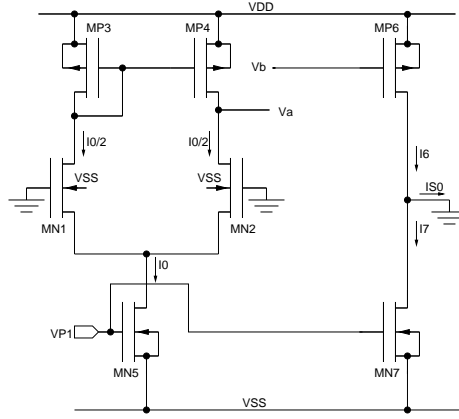


FIGURE 5 –

*Principe de la règle des densités de courant*

### 2.2.5 Excursion maximum de la tension de mode commun d'entrée

Etant fixée par la paire différentielle d'entrée, l'excursion maximum de la tension de mode commun d'entrée sont celles de l' [otasimple](#) .

### 2.2.6 Excursion maximum de la tension de sortie

Etant fixée par les deux transistors de l'étage de sortie qui doivent rester en régime saturé, pour un dispositif de type N, elle peut s'exprimé formellement par l'encadrement

$$VSS + VDS_{7sat} < VS0 < VDD - VSD_{6sat}.$$

Ainsi, en terme de tension effective de grille, pour un dispositif de type N, on obtient approximativement

$$VSS + VEG_7 < VS0 < VDD + VEG_6$$

et pour dispositif de type P

$$VSS + VEG_6 < VS0 < VDD + VEG_7.$$

L'excursion maximum de la tension de sortie de l'OTA Miller est très bonne, puisqu'elle peut être fixée à un ou deux dixièmes de volt en deçà des tensions d'alimentation.

### 2.2.7 Performances dynamiques grand signal : le slew-rate

Une attaque positive de très forte amplitude sur la grille de  $MN1$  bloque le transistor  $MN2$ . L'intégralité du courant de polarisation  $I0$  parcourant la branche correspondante est réfléchi sur  $MP4$  et charge à courant constant la capacité de compensation  $Cc$  conduisant à un phénomène de slew-rate interne tel que

$$SR_i = \frac{I0}{Cc}.$$

De même, une attaque fortement négative bloque  $MN1$ ,  $MP3$  et  $MP4$ . Tout le courant  $I0$  passant par  $MN2$  décharge la capacité  $Cc$  à courant constant. D'autre part, la capacité de sortie  $C_2$  doit pouvoir être également chargée et déchargée. Si la charge (pour

un dispositif N) ne pose pas de problème, puisque le transistor  $MP_6$  en régime saturé délivre le courant nécessaire, sa décharge ne peut être assurée par un courant disponible  $ID_7 - I_0$ . Ce mode de fonctionnement particulier donne lieu à slew-rate externe

$$SR_e = \frac{ID_7 - I_0}{C_2}.$$

Ainsi, globalement, le slew-rate de l'OTA à compensation Miller est donné par

$$SR = \min\left(\frac{I_0}{C_C}, \frac{ID_7 - I_0}{C_2}\right).$$

## 2.3 Stabilisation du réseau de compensation

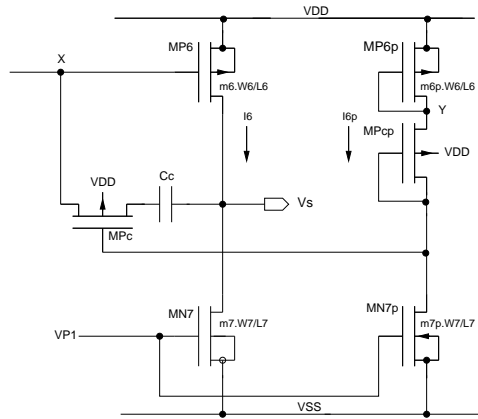


FIGURE 6 –

*Stabilisation du réseau de compensation*

Considérons le circuit de la figure 6. Etant donné l'appariement des transistors  $MP_6$  et  $MP_{6p}$ , et l'appariement des transistors  $MN_7$  et  $MN_{7p}$  avec

$$VSG_{MP_6} = \sqrt{\frac{2I_6}{\mu_0 C_{ox} m_6 \frac{W_{MP_6}}{L_{MP_6}}}} + |VTH_{MP_6}|$$

et

$$VSG_{MP_{6p}} = \sqrt{\frac{2I_{6p}}{\mu_0 C_{ox} m_{6p} \frac{W_{MP_{6p}}}{L_{MP_{6p}}}}} + |VTH_{MP_{6p}}|$$

et

$$I_{6p} = I_6 \frac{m_{7p}}{m_7},$$

si les deux MOS ont la même tension de seuil, on établit l'égalité des tensions de grille et ainsi des deux tensions  $V_X$  et  $V_Y$  avec

$$\frac{m_{7p}}{m_{6p}} = \frac{m_7}{m_6}.$$

Ce faisant, on impose l'égalité des tensions

$$VSG_{MP_{cp}} = VSG_{MP_c}.$$

Ainsi, d'une part le transistor  $MP_c$  étant en régime ohmique avec



$$G_{MPc} = \frac{dI_{ds}}{dV_{ds}} \approx \mu_0 C_{ox} \frac{W_{MPc}}{L_{MPc}} (VSG_{MPc} - |VTH_{MPc}|)$$

on peut écrire

$$\sqrt{\frac{2I_{6p}}{\mu_0 C_{ox} \frac{W_{MPcp}}{L_{MPcp}}}} + |VTH_{MPcp}| = \frac{G_{MPc}}{\mu_0 C_{ox} \frac{W_{MPc}}{L_{MPc}}} + |VTH_{MPc}|$$

et d'autre part, le transistor MP6 étant en régime saturé et en forte inversion avec

$$gm_6 = \sqrt{2\mu_0 C_{ox} \frac{W_{MP6}}{L_{MP6}}} I_6 \text{ soit } I_6 = \frac{gm_6^2}{2\mu_0 C_{ox} \frac{W_{MP6}}{L_{MP6}}}$$

on obtient la relation

$$\frac{gm_6 \sqrt{\frac{m7}{m1}}}{\sqrt{\frac{W_{MP6}}{L_{MP6}} \frac{W_{MPc}}{L_{MPc}}}} = \frac{G_{MPc}}{\frac{W_{MPc}}{L_{MPc}}}$$

Ainsi, le rapport

$$\frac{gm_6}{G_{MPc}} = \sqrt{\frac{m7}{m1p}} \frac{\sqrt{\frac{W_{MP6}}{L_{MP6}} \frac{W_{MPcp}}{L_{MPcp}}}}{\frac{W_{MPc}}{L_{MPc}}}$$

uniquement fixé par dimensionnement, permet une réalisation de la condition théorique d'annulation du zéro  $Rc = 1/gm_6$  généré par le dipôle de compensation, indépendante de la température et de la tension d'alimentation, et relativement peu dépendante des dispersions technologiques dans la mesure où l'égalité des tensions de seuil de MPc et MPcp est effective nonobstant une tension drain-source très différente. Autant que faire ce peut on réalisera l'égalité de leur longueur.

## 2.4 Les OTA Miller classe AB

Le second étage étant un amplificateur sortie haute impédance [source commune](#), il autorise la mise en œuvre des modifications topologiques permettant un fonctionnement de la sortie en classe AB.

### 2.4.1 OTA Miller classe AB avec décaleur de tension

La *figure 7* correspond aux dispositifs sans et stabilisation du courant de repos.

### 2.4.2 OTA Miller classe AB avec stabilisation du courant de repos

#### - Constitution

La *figure 8* correspond à l'OTA avec décaleur de tension et stabilisation du courant de repos.

BLABLA

#### - Equations de fonctionnement

Si nous considérons les deux boucles translinéaires

$$VSG_{MP6} + VGS_{MN1b} + VGS_{MN7} = VDD - VSS$$

et

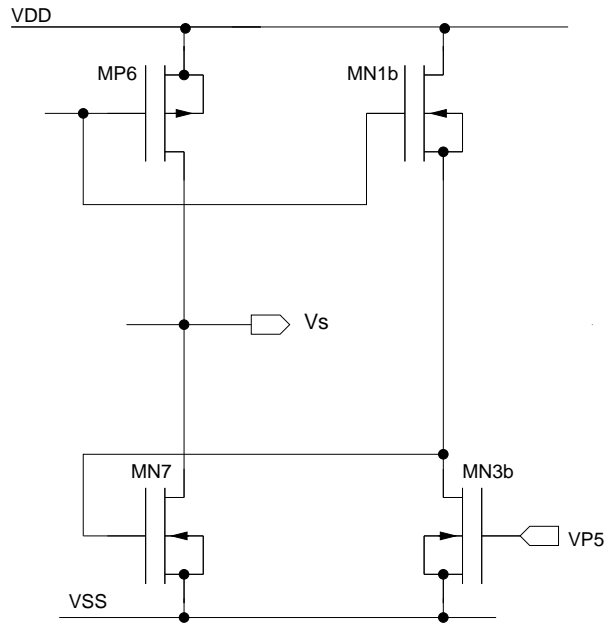


FIGURE 7 -

*OTA Miller classe AB avec décalage de tension*

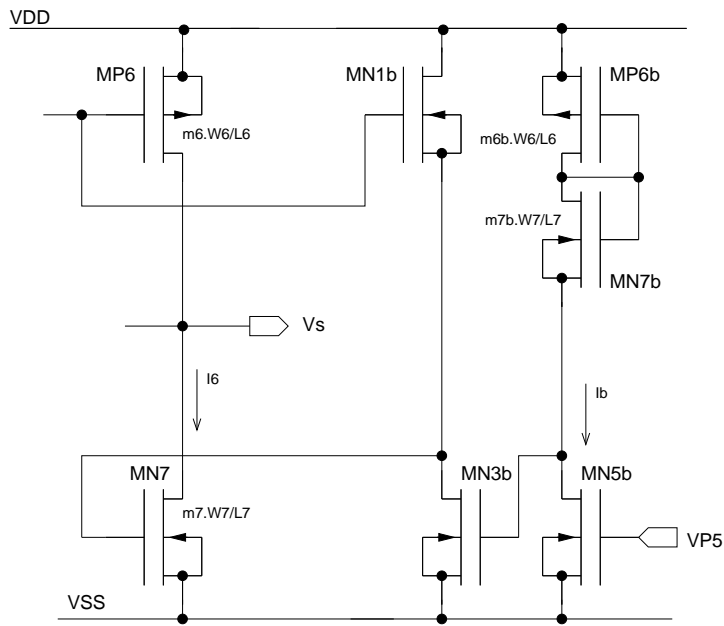


FIGURE 8 -

*OTA Miller classe AB avec stabilisation du courant de repos*

$$VSG_{MP6b} + VGS_{MN3b} + VGS_{MN7b} = VDD - VSS,$$

les transistors MN1b et MN3b étant identiques, elles permettent écrire

$$VSG_{MP6} + VGS_{MN7} = VSG_{MP6b} + VGS_{MN7b} = VDD - VSS,$$

soit

$$\sqrt{\frac{2I_6}{\mu_P m_6 \frac{W_6}{L_6}}} + VTH_{MP6} + \sqrt{\frac{2I_6}{\mu_N m_7 \frac{W_7}{L_7}}} + VTH_{MN7} =$$

$$\sqrt{\frac{2I_b}{\mu_P m_{6b} \frac{W_6}{L_6}}} + VTH_{MP6b} + \sqrt{\frac{2I_b}{\mu_N m_{7b} \frac{W_7}{L_7}}} + VTH_{MN7b}.$$

Les transistors MP6 et MP6b et les transistors MN7 et MN7b étant géométriquement appariés et étant soumis aux mêmes effets de substrat, en négligeant les DIBL, les égalités

$$VTH_{MP6} = VTH_{MP6b} \text{ et } VTH_{MN7} = VTH_{MN7b}$$

impliquent

$$I_6 = \frac{m_{6b}}{m_6} I_b = \frac{m_{7b}}{m_7} I_b$$

avec la contrainte de repliement

$$\frac{m_6}{m_7} = \frac{m_{6b}}{m_{7b}}.$$

Le courant de repos dans la branche MP6-MN7 étant imposé par le courant de polarisation  $I_b$ , le fonctionnement en classe AB est stabilisé.

### 2.4.3 OTA Miller classe AB avec avec résistance quasi-infinie

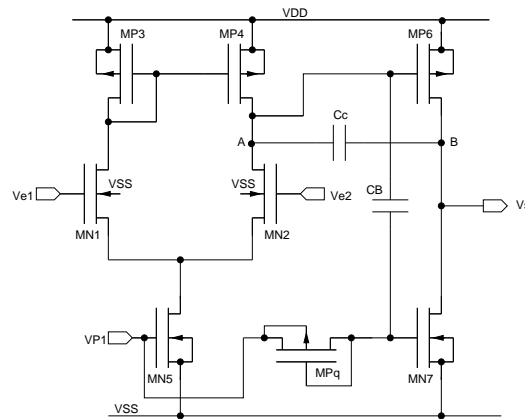


FIGURE 9 –

*OTA Miller classe AB avec résistance quasi-infinie*

## 2.5 Variantes de OTA Miller

### 2.5.1 OTA Miller avec deux étages de même type

- Le second étage est une source commune
- Le second étage est une paire différentielle

BLABLA décalage de tension

### 2.5.2 OTA Miller amplificateur de différence (DDA)

## 3 L'OTA Miller différentiel

BLABLA 1 2 CCRMC ect....

### 3.1 L'OTA Miller classe A

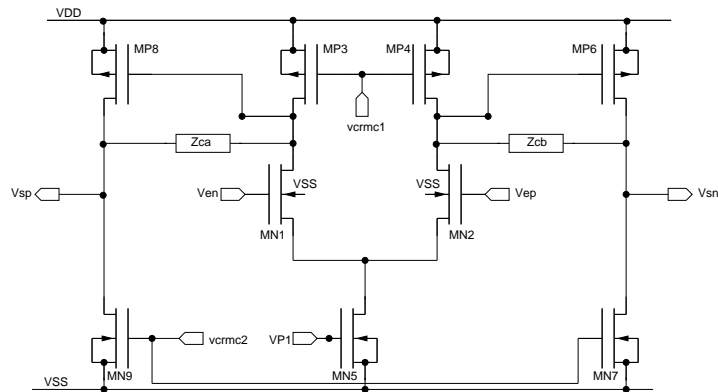


FIGURE 10 –

*l'OTA Miller différentiel classe A*

### 3.2 Les OTA Miller classe AB

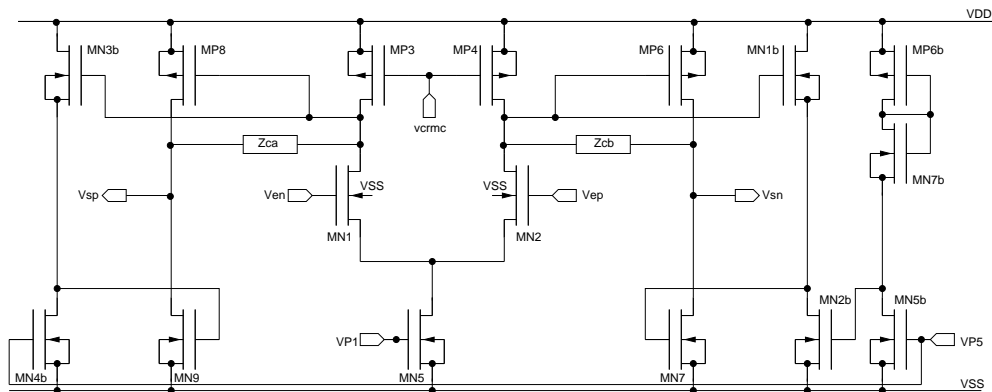


FIGURE 11 –

*OTA Miller différentiel classe AB avec décaleur de tension  
et stabilisation du courant de repos*

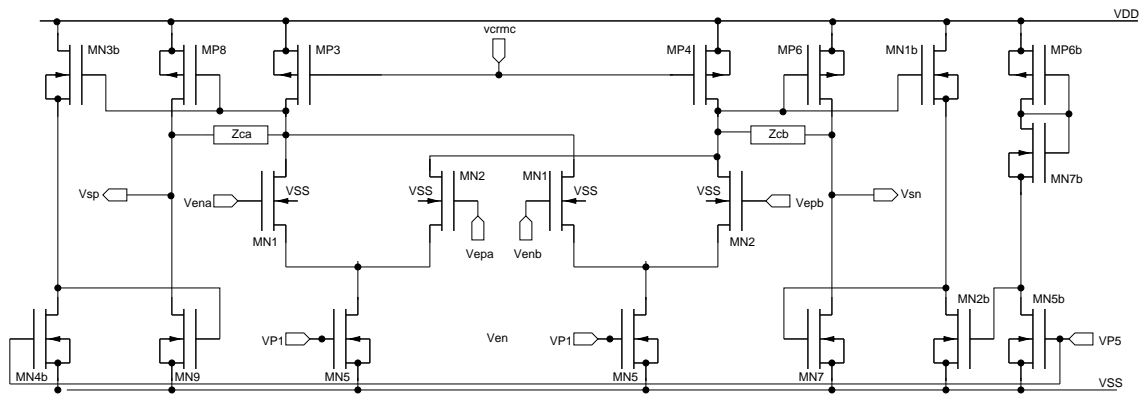


FIGURE 12 –

*DDA*

### 3.3 DDA

### 3.4 Compensation active partielle

## 4 L'OTA deux étages à compensation cascode