

# Amplification différentielle et circuiterie de contrôle du mode commun associée

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Principe de l'amplificateur différentiel</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Définitions et formalismes</b>	<b>2</b>
2.1	Les équations de Middlebrook . . . . .	2
2.2	L'amplificateur différentiel parfait . . . . .	4
2.2.1	Définition et modélisation . . . . .	4
2.2.2	Un outil d'analyse : le principe du demi-circuit . . . . .	6
2.3	La correction du mode commun . . . . .	7
2.3.1	Nécessité . . . . .	7
2.3.2	Correction par contre-réaction du mode commun . . . . .	7
2.3.3	Correction aval du mode commun . . . . .	8
2.4	L'amplificateur de tension différentiel "équilibré" . . . . .	8
2.5	L'amplificateur pseudo-différentiel . . . . .	9
<b>3</b>	<b>Principes de conception des AOP différentiels mode tension</b>	<b>11</b>
3.1	AOP différentiels composites conçus à partir de deux AOP non différentiels "standard" . . . . .	11
3.1.1	Par inverseur résistif en cascade . . . . .	11
3.1.2	Par connexion anti-parallèle des entrées . . . . .	11
3.2	AOP composites conçu à partir de deux AOP à paire différentielle double . . . . .	12
3.3	Circuiterie des principaux circuits de contre-réaction de mode commun . . . . .	12
3.3.1	Un amplificateur opérationnel différentiel "cible" . . . . .	12
3.3.2	Nécessité de la stabilisation statique du signal de mode commun . . . . .	12
3.3.3	Techniques de contrôle du signal de correction . . . . .	13
3.3.4	Contrôle du mode commun par résistance active de source . . . . .	13
3.3.5	Modélisation en fréquence de l'OTA simple avec contrôle du mode commun par pilotage . . . . .	13
3.3.6	Contrôle du mode commun par un circuit actif RC . . . . .	17
3.3.7	Contrôle du mode commun par un suiveur de tension . . . . .	19
3.3.8	Contrôle du mode commun par un amplificateur de tension à paire différentiel double . . . . .	19
3.3.9	COMPARAISON . . . . .	21
3.3.10	Contrôle du mode commun par un circuit passif à capacités commutées . . . . .	21
3.3.11	Contrôle du mode commun par un circuit actif à capacités commutées . . . . .	23

# 1 Principe de l'amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel appartient à la classe des circuits électriques symétriques. Sa fonction principale est d'amplifier une différence de tension ou de courant. De part sa structure symétrique, il présente intrinsèquement une immunité aux erreurs systématiques communes aux deux voies d'amplification (tension ou courant de décalage, dérives en température, composantes de distorsion harmonique paires, ...), ou comme les bruits de commutation large bande issues d'une circuiterie numérique annexe et couplés via les fils d'alimentation ou le substrat, ... . Idéalement, l'amplificateur différentiel n'est sensible qu'aux erreurs affectant le mode différentiel, c'est à dire aux erreurs d'appariement entre les deux voies d'amplification. D'autre part, la double polarité du signal de mode différentiel permet un doublement de l'amplitude maximum du signal effectivement traité, améliorant ainsi les caractéristiques dynamiques de l'amplificateur. Fonctionnellement (*figure 1*) avec :

$$\begin{aligned}Xe_1 &= x_0 + a_1x_1 + a_2x_2 + a_3x_3 + \dots \\Xe_2 &= x_0 - a_1x_1 + a_2x_2 - a_3x_3 + \dots\end{aligned}$$

sa sortie est telle que :

$$Xs = Ad(Xe_1 - Xe_2) = 2Ad(a_1x_1 + a_3x_3 + \dots).$$

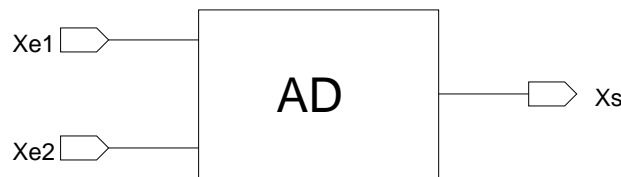


FIGURE 1 –

*Principe de l'amplificateur différentiel*

## 2 Définitions et formalismes

### 2.1 Les équations de Middlebrook

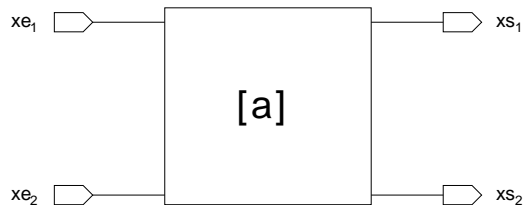


FIGURE 2 –

*Représentation schématique de l'amplificateur différentiel*

Structurellement, l'amplificateur différentiel est un circuit comportant deux voies d'amplification. À partir de la représentation schématique de la *figure 2*, on peut donner

une représentation formelle d'un amplificateur unidirectionnel, indépendante de la nature des variables traitées, par le système d'équations linéaires

$$\begin{aligned}xs_1 &= a_{11}xe_1 + a_{12}xe_2 \\xs_2 &= a_{21}xe_1 + a_{22}xe_2\end{aligned}$$

représentable par le graphe de fluence de la *figure 3*.

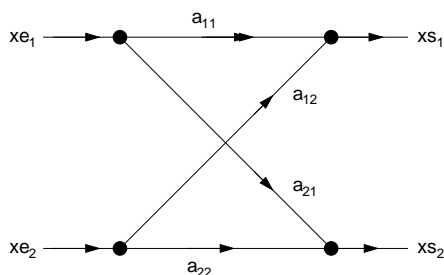


FIGURE 3 –

*Graphe de fluence de l'amplificateur différentiel*

Afin de faire apparaître explicitement le signal utile  $xed = xe_1 - xe_2$  à traiter, on doit transformer linéairement les composantes d'entrée et de sortie par la matrice

$$[ T ] = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

telle que

$$\begin{bmatrix} xed \\ xec \end{bmatrix} = [ T ] \begin{bmatrix} xe_1 \\ xe_2 \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} xsd \\ xsc \end{bmatrix} = [ T ] \begin{bmatrix} xs_1 \\ xs_2 \end{bmatrix}.$$

Avec cette transformation

$$\begin{aligned}xed &= xe_1 - xe_2 \\xec &= \frac{xe_1 + xe_2}{2}\end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}xsd &= xs_1 - xs_2 \\xsc &= \frac{xs_1 + xs_2}{2}\end{aligned}$$

soit

$$\begin{bmatrix} xsd \\ xsc \end{bmatrix} = [ T ] [ a ] [ T ]^{-1} \begin{bmatrix} xed \\ xec \end{bmatrix} = [ A ] \begin{bmatrix} xed \\ xec \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ad & Adc \\ Acd & Ac \end{bmatrix} \begin{bmatrix} xed \\ xec \end{bmatrix}$$

Ainsi, en posant

$$\begin{aligned}Ad &= \frac{(a_{11} + a_{22}) - (a_{12} + a_{21})}{2} \\Ac &= \frac{(a_{11} + a_{22}) + (a_{12} + a_{21})}{2} \\Adc &= (a_{11} - a_{22}) + (a_{12} - a_{21}) \\Acd &= \frac{(a_{11} - a_{22}) - (a_{12} - a_{21})}{4},\end{aligned}$$

le jeu d'équations transformées

$$\begin{aligned}xsd &= Ad\ xed + Adc\ xec \\xsc &= Acd\ xed + Ac\ xec\end{aligned}$$

connu sous le nom d'équations de Middlebrook [4] est fonctionnellement représentable par le graphe de fluence de la *figure 4*. Pour ce graphe :

- $xed$  est l'entrée du mode différentiel
- $xec$  est l'entrée du mode commun
- $xsd$  est la sortie du mode différentiel
- $xsc$  est la sortie du mode commun
- $Ad$  est le gain du mode différentiel
- $Ac$  est le gain du mode commun
- $Acd$  est le gain de conversion du mode commun vers le mode différentiel
- $Adc$  est le gain de conversion du mode différentiel vers le mode commun.

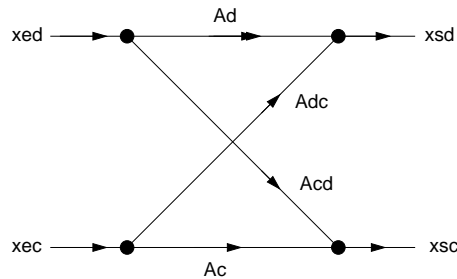


FIGURE 4 –

*Second graphe de fluence de l'amplificateur différentiel*

On notera que les deux gains de conversion  $Acd$  et  $Adc$  sont normalement très faibles et ont généralement pour origine des erreurs d'appariement entre les deux voies d'amplification de l'amplificateur différentiel. Ainsi, pour caractériser un amplificateur différentiel, on définit l'indice de performance

$$RRMC = \left| \frac{Ad}{Ac} \right| \gg 1$$

appelé rapport de réjection du mode commun.

## 2.2 L'amplificateur différentiel parfait

### 2.2.1 Définition et modélisation

Un amplificateur différentiel parfait (ou idéal) est caractérisé par la relation de symétrie  $a_{12} = a_{21}$  et par la relation d'équilibre  $a_{11} = a_{22}$ . Dans ce cas, les gains de conversion  $Adc$  et  $Acd$  des équations de Middlebrook s'annulent et :

$$\begin{aligned}xsd &= Ad\ xed \\xsc &= Ac\ xec\end{aligned}$$

Les entrées  $xe_1$  et  $xe_2$  étant la superposition d'une composante d'entrée de mode différentiel et une composante d'entrée de mode commun, elles s'écrivent

$$\begin{aligned}
 xe_1 &= \frac{xed}{2} + xec \\
 xe_2 &= -\frac{xed}{2} + xec.
 \end{aligned}$$

Un amplificateur différentiel de tension est ainsi représentable par le schéma équivalent de la *figure 5*. Si on considère les deux sorties assymétriques  $vs_1$  et  $vs_2$ , elles s'expriment formellement par

$$\begin{aligned}
 vs_1 &= Ad \frac{ved}{2} + Ac vec \\
 vs_2 &= -Ad \frac{ved}{2} + Ac vec.
 \end{aligned}$$

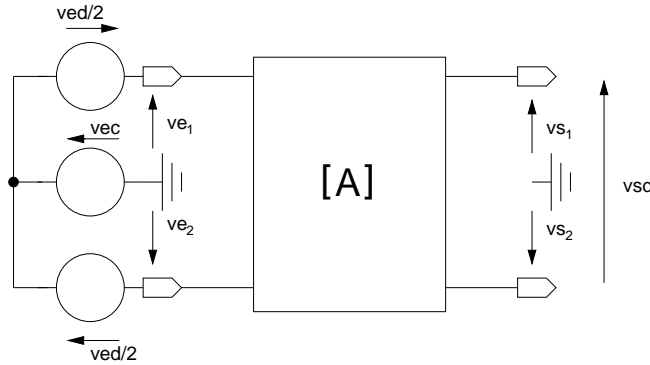


FIGURE 5 –

*Représentation schématique de l'amplificateur différentiel de tension parfait*

Quant à l'amplificateur différentiel de courant, avec

$$\begin{aligned}
 is_1 &= Ad \frac{ied}{2} + Ac iec \\
 is_2 &= -Ad \frac{ied}{2} + Ac iec
 \end{aligned}$$

il est représentable par le schéma équivalent de la *figure 6*. De même, on pourrait également définir formellement un amplificateur de transconductance (entrée mode tension et sortie mode courant) et un amplificateur de transrésistance (entrée mode courant et sortie mode tension).

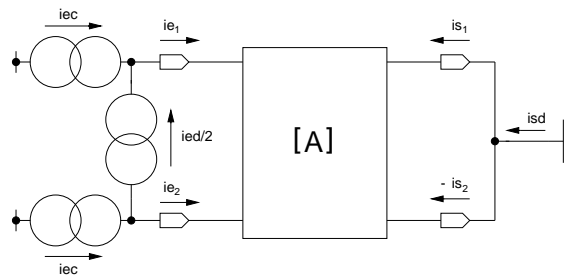


FIGURE 6 –

*Représentation schématique de l'amplificateur différentiel de courant parfait*

### 2.2.2 Un outil d'analyse : le principe du demi-circuit

Le principe du demi-circuit est basé sur le théorème de bissection ou théorème de Bartlet, il est utilisé pour simplifier l'analyse des circuits électriques symétriques. Ainsi, considérons le réseau de la *figure 7* possédant un axe de symétrie électrique  $AA'$  et séparable en un réseau droit  $RD$  et un réseau gauche  $RG$  strictement identiques. A une excitation gauche  $xed/2$  avec une excitation droite nulle, correspond un jeu de tensions  $v_i$  et  $v_k$ . Inversement, à une excitation droite de sens opposé  $-xed/2$  avec une excitation gauche nulle, correspond un jeu de tensions  $v'_i$  et  $v'_k$  de sens respectivement opposés à  $v_i$  et  $v_k$ . Par superposition (le réseau est linéaire), on en déduit que tous les conducteurs joignant les deux demi-circuits sont à un potentiel nul et peuvent ainsi être reliés virtuellement a ce potentiel nul. Toutes les caractéristiques électriques concernant le mode différentiel peuvent donc être analysées sur le demi-circuit droit ou gauche du réseau symétrique. Pour le mode commun, à partir du même raisonnement et du schéma de la *figure 8*, on conclut que les courants circulant dans les conducteurs joignant les réseaux gauche et droit sont nuls. Ces conducteurs sont donc équivalents à des circuits ouverts, et tous les indices de performance pour le mode commun d'un amplificateur différentiel peuvent être directement déterminés sur la partie gauche ou droite du circuit.

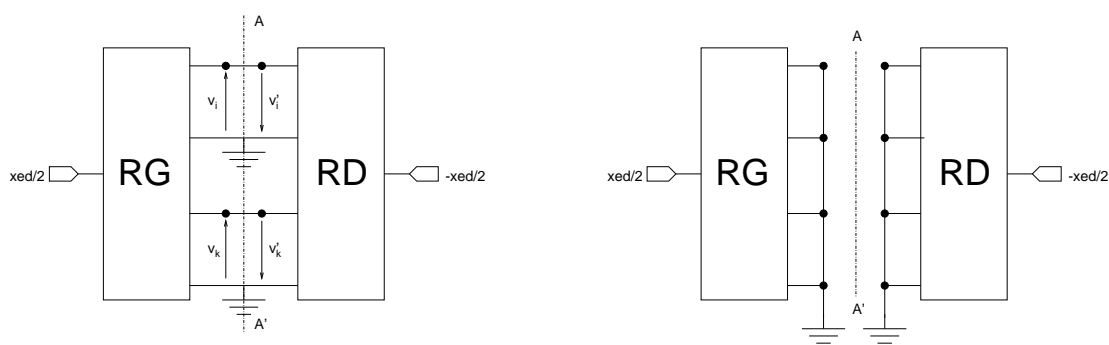


FIGURE 7 –

*Principe du demi-circuit pour le mode différentiel*

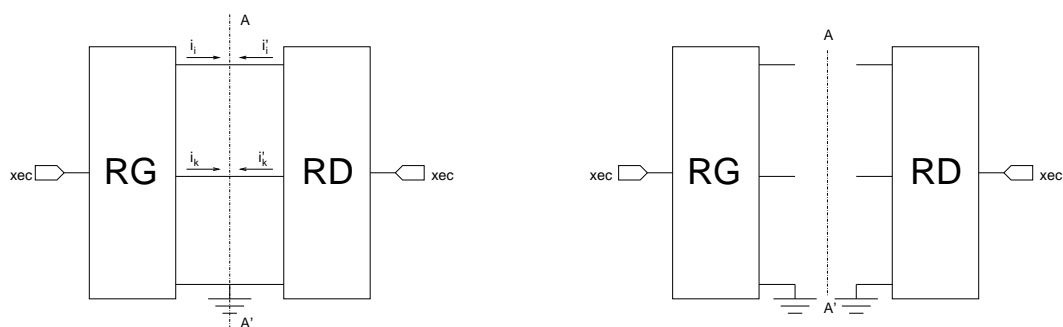


FIGURE 8 –

*Principe du demi-circuit pour le mode commun*

## 2.3 La correction du mode commun

### 2.3.1 Nécessité

Typiquement, la réalisation des différentes fonctions analogiques linéaires est fondée sur le principe de la [réaction négative](#)

. Dans un système différentiel constitué de plusieurs dispositifs différentiels interconnectés, la boucle négative est généralement réalisée par simple permutation des sorties positives et négatives de un ou plusieurs dispositifs. Si cette inversion de signe est effective pour le signal de mode différentiel, elle ne l'est pas pour le signal de mode commun. La boucle de réaction positive du mode commun ainsi créée, peut provoquer une instabilité du système si le gain de boucle correspondant est supérieur à l'unité. Ainsi, on est généralement conduit à stabiliser le mode commun localement au niveau de chaque dispositif (typiquement de l'amplificateur opérationnel) par une circuiterie appropriée qui assure pour toutes les fréquences, un gain de mode commun très inférieur à l'unité en valeur absolue.

### 2.3.2 Correction par contre-réaction du mode commun

Si nous considérons, la représentation fonctionnelle de la [figure 9](#), compte tenu du circuit de réaction de mode commun noté "ccrmc", l'amplificateur différentiel AD n'étant pas idéal, on peut lui associer la description formelle [5]

$$\begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ad & Adc & Adf \\ Acd & Acc & Acf \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ed} \\ x_{ec} \\ x_{ef} \end{bmatrix}$$

avec

$$x_{ef} = [ Afd \quad Afc ] \begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sc} \end{bmatrix}.$$

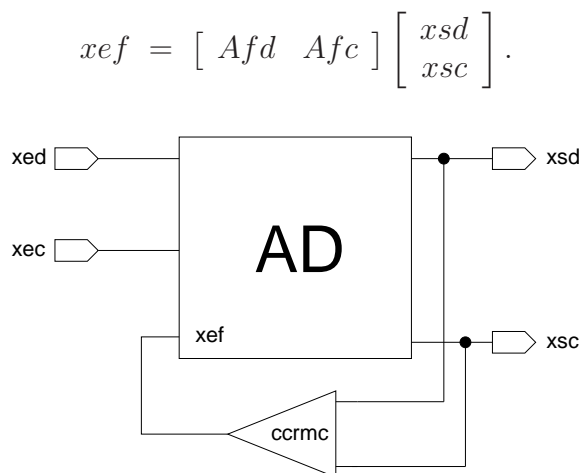


FIGURE 9 –

*Amplificateur différentiel avec ccrmc*

En éliminant la variable  $x_{ef}$  correspondant à l'entrée auxiliaire du circuit de réaction de mode commun, on arrive à la représentation compacte

$$\begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}d & \hat{A}dc \\ \hat{A}cd & \hat{A}cc \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ed} \\ x_{ec} \end{bmatrix}$$

avec

$$\hat{Ad} = \frac{Ad(1-Acf.Afc)+Acd.Afc.Adf}{1-Acf.Afc-Adf.Afd} \approx Ad$$

$$\hat{Adc} = \frac{Acd(1-Acf.Afc)+Ac.Afc.Adf}{1-Acf.Afc-Adf.Afd} \approx Adc$$

$$\hat{Acd} = \frac{Acd(1-Adf.Afd)+Ad.Afd.Acf}{1-Acf.Afc-Adf.Afd} \approx \frac{Acd(1-Adf.Afd)+Ad.Afd.Acf}{1-Acf.Afc} \approx -Ad \frac{Afd}{Afc}$$

$$\hat{Ac} = \frac{Ac(1-Adf.Afd)+Acd.Afd.Acf}{1-Acf.Afc-Adf.Afd} \approx \frac{Ac(1-Adf.Afd)+Acd.Afd.Acf}{1-Acf.Afc} \approx -\frac{Ac}{Acf.Afc}$$

Les approximations tiennent compte du fait que les gains de conversions  $Adf$  et  $Afd$  sont idéalement nuls (physiquement ils correspondent à des d'erreurs d'appariement sur le dispositif physique assurant la détection du mode commun). Quant au gain de boucle de mode commun  $Lfc(\omega) = Acf(\omega).Afc(\omega)$ , il doit être négatif et aussi grand que possible aux basses fréquences et ne pas présenter une rotation de phase pouvant affecter la [stabilité](#)

du mode commun aux fréquences hautes. On notera que le gain de mode commun  $\hat{Ac}$  peut être fortement réduit et que pour une très forte valeur de  $Ad$  et une faible valeur de  $Afc$  (situation typique pour l'amplificateur opérationnel), le gain de conversion  $\hat{Acd}$  peut être fortement affecté et provoquer un passage non négligeable de la composante d'entrée du mode différentiel dans la sortie du mode commun. On notera également qu'avec des dispositifs physiques, la sortie de l'amplificateur "ccrnc" peut contenir une composante qui est une fonction non linéaire de la sortie différentielle telle que  $xef = Afc.(xsc + f(xsd))$ . Ainsi, une composante harmonique de rang pair, issue du circuit de contre-réaction du mode commun, peut être générée dans le mode différentiel.

### 2.3.3 Correction aval du mode commun

Topologiquement, le principe de la contre-réaction du mode commun correspondant à une correction amont (le signal de correction est injecté vers l'entrée du circuit), on peut définir une technique de correction aval du mode commun. L'idée directrice est d'utiliser un amplificateur auxiliaire identique à l'amplificateur principale pour le mode commun et générant un signal  $xsc'' = xsc'$  qui est directement soustrait sur la sortie de mode commun, comme indiqué sur la [figure 10](#). Ce type de correction ne pose généralement aucun problème de stabilité mais nécessite un excellent appariement entre les deux amplificateurs.

## 2.4 L'amplificateur de tension différentiel "équilibré"

Formellement, la sortie différentielle est une variable "flottante" puisque définie comme la différence des signaux sur les deux accès de sortie  $xs_1$  et  $xs_2$ . Ors, si nous considérons un amplificateur différentiel de tension "physique", toutes les variables d'entrée et de sortie doivent être référencées par rapport à un potentiel de référence. Ainsi, pour l'entrée, la variable  $xec$  sera physiquement une tension  $Vec = vec + VEMC$  et pour les sorties, les variables  $xs_1$  et  $xs_2$  correspondront physiquement à  $Vs_1 = vs_1 + VSMC_1$  et  $Vs_2 = vs_2 + VSMC_2$ . Les tensions  $VEMC$  et  $VSMC_i$  sont des tensions continues qui fixent directement les points de fonctionnement des dispositifs actifs de l'amplificateur différentiel. En règle générale, la tension d'entree de mode commun statique et les tensions de sortie de mode commun statiques sont fixées nominalement à une même valeur  $VSMC$  correspondant à la "masse analogique" du circuit. Généralement  $VSMC$  est égale à la moitié de la tension d'alimentation pour symétriser l'excursion de la tension sortie.



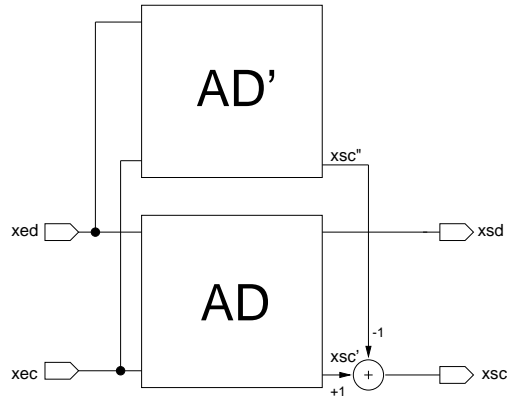


FIGURE 10 –

*principe de la correction aval du mode commun*

Ainsi, on peut définir l'amplificateur différentiel équilibré, comme un amplificateur à cinq accès *figure 11*, ayant ses deux sortie rigoureusement symétriques par rapport à un signal de référence VSMC, avec une sortie de mode commun,

$$\frac{V_{s1} + V_{s2}}{2} = VSMC = VREF$$

et pour lequel on peut définir une fonction de transfert d'équilibrage petit signal [1]

$$Ad_{eq}(\omega) = \frac{vsc(\omega)}{vsmc(\omega)}$$

devant être égale à l'unité sur une bande de fréquence au moins égale à la bande de fréquence de traitement du mode différentiel.

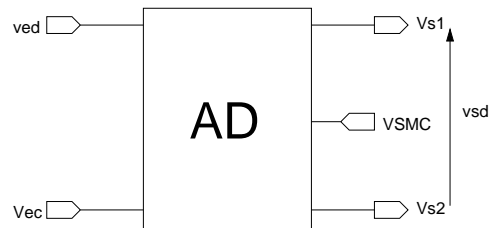


FIGURE 11 –

*représentation de l'amplificateur différentiel équilibré*

## 2.5 L'amplificateur pseudo-différentiel

Considérons le système différentiel de la *figure 12* obtenu par la combinaison parallèle de deux amplificateurs à entrée et sortie non différentielles. Avec

$$xs_1 = A_1 \left( \frac{x_{ed}}{2} + x_{ec} \right)$$

et

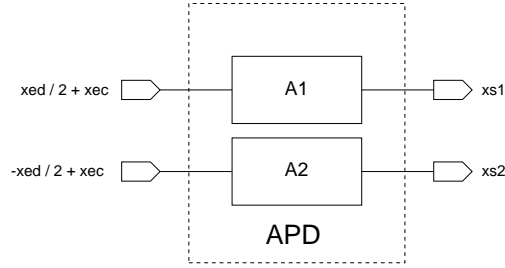


FIGURE 12 –

*amplificateur pseudo-différentiel*

$$xs_2 = A_2 \left( -\frac{xed}{2} + xec \right)$$

on écrit

$$xs_1 - xs_2 = (A_1 + A_2) \frac{xed}{2} + (A_1 - A_2) xec$$

et

$$xs_1 + xs_2 = (A_1 - A_2) \frac{xed}{2} + (A_1 + A_2) xec.$$

Les amplificateurs  $A_1$  et  $A_2$  ayant un même gain  $A$ , on réalise un amplificateur différentiel caractérisé par le jeu d'équations

$$\begin{aligned} xsd &= A \cdot xed \\ xsc &= A \cdot xec. \end{aligned}$$

Le gain de mode commun ayant la même valeur que le gain de mode différentiel, l'amplificateur obtenu est dit pseudo-différentiel. En termes de non-linéarités, avec

$$Xs_1 = XS_0 + a_1 \left( \frac{xed}{2} + xec \right) + a_2 \left( \frac{xed}{2} + xec \right)^2 + a_3 \left( \frac{xed}{2} + xec \right)^3 + \dots$$

et

$$Xs_2 = XS_0 + a_1 \left( -\frac{xed}{2} + xec \right) + a_2 \left( -\frac{xed}{2} + xec \right)^2 + a_3 \left( -\frac{xed}{2} + xec \right)^3 + \dots,$$

de part la présence de la composante de mode commun éventuellement non atténuée, la sortie différentielle peut comporter une harmonique de deuxième rang non négligeable, proportionnelle au facteur  $xed \cdot xec$  [7]. Ainsi, pratiquement, ce type de circuit est associé à d'autres circuits différentiels ou à un circuit de correction aval du mode commun qui atténue la composante de mode commun.

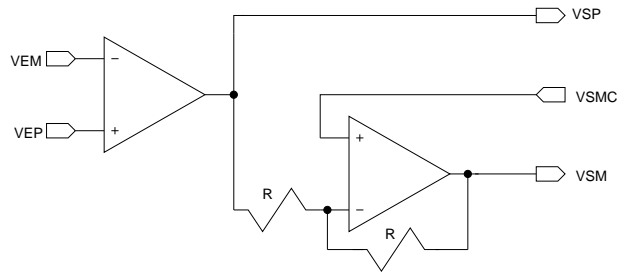


FIGURE 13 –

*AOP différentiel composite avec inverseur*

### 3 Principes de conception des AOP différentiels mode tension

#### 3.1 AOP différentiels composites conçus à partir de deux AOP non différentiels "standard"

##### 3.1.1 Par inverseur résistif en cascade

La technique la plus simple permettant de concevoir un amplificateur opérationnel différentiel à entrée et sortie mode tension à partir de deux amplificateurs opérationnels standards à sortie simple est représentée sur la *figure 13*. Le dispositif obtenu est équilibré par la tension de référence VSMC. Si la technique est simple, elle présente plusieurs défauts :

- la rotation de phase introduite par l'inverseur dégrade l'équilibrage des sorties en hautes fréquences
- la technologie utilisée doit permettre la réalisation de [résistances intégrées](#) performantes
- la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel réalisant le gain unitaire doit être relativement faible puisque du même ordre de grandeur que les résistances.

##### 3.1.2 Par connexion anti-parallèle des entrées

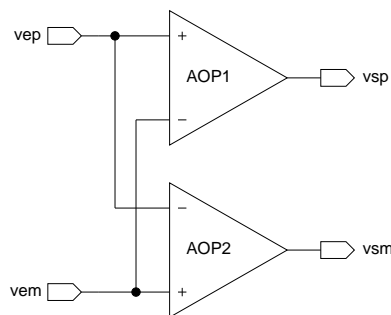


FIGURE 14 –

*AOP différentiel composite sans inverseur*

Cette technique ne nécessite pas d'inverseur mais génère un dispositif non-équilibré. Dans un environnement différentiel, avec

$$v_{ep} = \frac{ved}{2} + vec$$

et

$$v_{em} = -\frac{ved}{2} + vec$$

on peut écrire

$$v_{sp} = AD_1 \left( \left( \frac{ved}{2} + vec \right) - \left( -\frac{ved}{2} + vec \right) \right) + AC_1 \frac{\left( \frac{ved}{2} + vec \right) + \left( -\frac{ved}{2} + vec \right)}{2}$$

et

$$v_{sm} = AD_2 \left( \left( -\frac{ved}{2} + vec \right) - \left( \frac{ved}{2} + vec \right) \right) + AC_2 \frac{\left( -\frac{ved}{2} + vec \right) + \left( \frac{ved}{2} + vec \right)}{2}$$

soit

$$v_{sd} = v_{sp} - v_{sm} = ved (AD_1 + AD_2) + vec (AC_1 - AC_2)$$

et

$$v_{sc} = \frac{v_{sp} + v_{sm}}{2} = ved \frac{AD_1 - AD_2}{2} + vec \frac{AC_1 + AC_2}{2}$$

Nominalement, avec  $AD_1 = AD_2$ , on constate un doublement effectif du gain différentiel. Alors qu'en statique, compte tenu des tensions de décalage différentes sur les deux AOP, avec

$$VSC \approx (ED_1 - ED_2) \frac{AD_1 - AD_2}{2}$$

on constate une possibilité de dérive des points de fonctionnement, d'autant plus importante que la différence des gains est importante. Ainsi, pour des dispositifs à grand gain différentiel, il s'avère nécessaire d'équilibrer les sortie de l'amplificateur différentiel composite par un circuit de contre-réaction de mode commun.

## 3.2 AOP composites conçu à partir de deux AOP à paire différentielle double

[1]

## 3.3 Circuiterie des principaux circuits de contre-réaction de mode commun

### 3.3.1 Un amplificateur opérationnel différentiel "cible"

La circuiterie des circuits de contre-réaction de mode commun pouvant être associée aux différents amplificateurs opérationnels différentiels étant extrêmement vaste et variée, on se limitera à une circuiterie utilisable pour l' [OTA simple](#)

de la [figure 15](#). La simplicité de l'architecture de ce dispositif, qui peut toutefois être considéré comme un circuit générique pour les AOP à sortie haute impédance, nous permettra de poser des principes de base pouvant être utilisés pour la plupart des dispositifs différentiels utilisés en pratique.

### 3.3.2 Nécessité de la stabilisation statique du signal de mode commun

Du point de vue statique (polarisation), on peut considérer les transistors MP3, MP4 et MN5 de la [figure 15](#) comme des sources de courant, dimensionnées nominalement

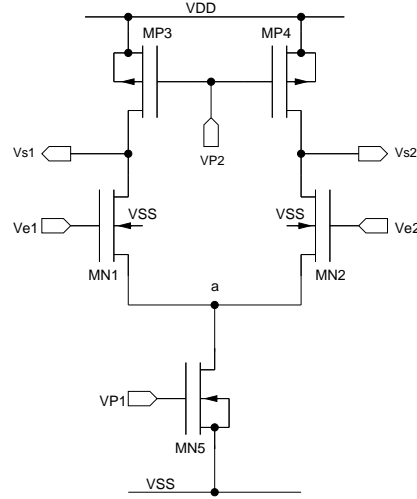


FIGURE 15 –

*OTA simple différentiel de type N*

pour que la somme des trois courants soit nulle au nœud **a**. Ors, de part les dispersions technologiques affectant les composants physiques de natures différentes, il est pratiquement impossible d'assurer que la somme des courants de drain des deux transistors P soit strictement égale au courant de drain du transistor MN5 (de type N). De ce fait, la loi de Kirchoff en courant devant être physiquement respectée, inévitablement, il y aura une dérive des points de polarisation des transistors. Cette dérive, d'autant plus importante que la résistance de sortie des transistors est grande, provoquera un dysfonctionnement du dispositif.

### 3.3.3 Techniques de contrôle du signal de correction

La correction du mode commun s'effectuant par le contrôle des courants de polarisation de l'amplificateur, on peut piloter directement la tension de grille des charges actives ou de la source de courant de la paire différentielle comme indiqué sur le schéma fonctionnel de la *figure 16*. Une deuxième technique, pratiquement équivalente consiste à injecter directement un courant de correction sur le drain de MP3 ou MP4 [2] ou MN5 [3]. Une troisième technique consiste à insérer une résistance active variable (transistors MOS en régime ohmique), pilotée par la tension de sortie de mode commun, en série avec la source de MN5 (*figure 17*) ou les sources de MP3 ou MP4.

### 3.3.4 Contrôle du mode commun par résistance active de source

A partir d'un modèle simple du transistor MOS en régime ohmique ayant pour courant de drain

$$I_{ds} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left( (V_{gs} - V_{TH} - \frac{V_{ds}}{2}) V_{ds} \right)$$

le courant  $I_d$  de la *figure 17* s'écrit

$$I_d = \beta_6 \left( (V_{sp} - V_{TH6})(V_d - V_{SS}) - \frac{V_d^2}{2} + \frac{V_{SS}^2}{2} \right) + \beta_7 \left( (V_{sm} - V_{TH7})(V_d - V_{SS}) - \frac{V_d^2}{2} + \frac{V_{SS}^2}{2} \right)$$

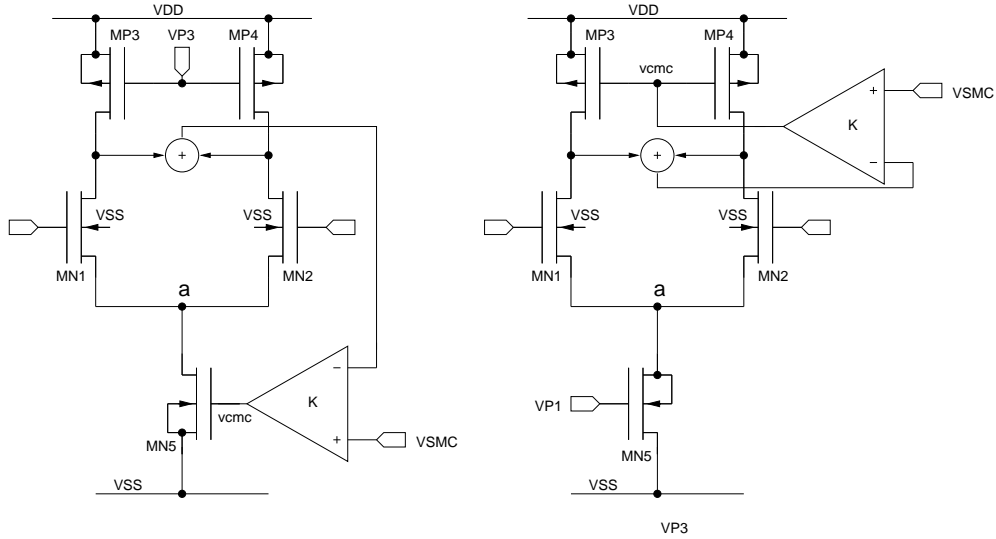


FIGURE 16 –

*Contrôle du mode commun par pilotage des tensions de grille*

soit avec

$$\beta_6 = \beta_7 = \beta$$

$$I_d = 2\beta \left( \left( \frac{V_{sp} + V_{sm}}{2} - V_{TH} \right) (V_d - V_{SS}) - \frac{V_d^2}{2} + \frac{V_{SS}^2}{2} \right).$$

Avec

$$V_{sp} = V_{SMC} + \frac{V_{sd}}{2}$$

et

$$V_{sm} = V_{SMC} - \frac{V_{sd}}{2}$$

on génère un courant de polarisation piloté par la tension de sortie de mode commun. Toutefois, l'indépendance de  $I_d$  vis à vis de la tension différentielle n'est qu'un artefact de modèle. En effet, pour une amplitude de  $V_{sd}$  relativement importante, les tensions de grille de MN6 et MN7 sont très différentes et une modélisation plus fine des transistors, prenant notamment en compte la modulation de la mobilité [6], montre une forte dépendance du courant à la composante du mode différentiel. Ainsi, compte tenu de cette excursion limitée de la tension différentielle de sortie, de la tension de déchet de quelques dixièmes de volt ( $\approx 0,2V$ ) nécessaire à la polarisation des transistors en ohmique et de l'équilibrage des tensions de sortie à la tension de référence  $V_{SMC}$  qui est réalisée par appariement avec le circuit de polarisation (MNP5, MNP6 et MNP7), cette technique de contrôle de mode commun par résistance active de source, transparente en terme de consommation électrique, est assez peu utilisée et réservé aux dispositifs traitant des signaux différentiels de faible amplitude.

### 3.3.5 Modélisation en fréquence de l'OTA simple avec contrôle du mode commun par pilotage des tensions de grille

- Injection du signal de mode commun sur la grille de MN5

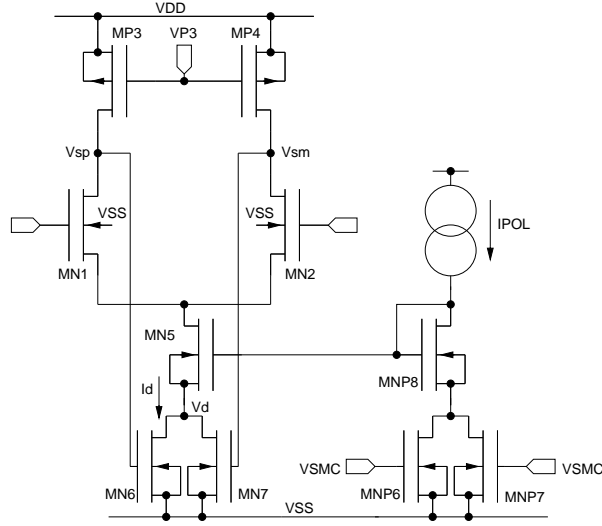


FIGURE 17 –

*Contrôle du mode commun par résistance active sur la source de MN5*

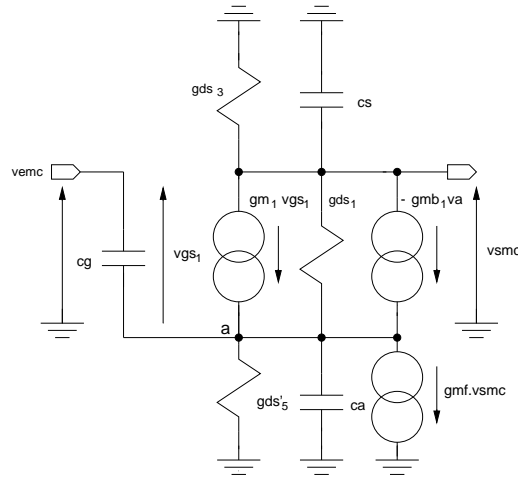


FIGURE 18 –

*Modèle de calcul pour une injection du mode commun sur MN5*

Pour calculer la réponse en fréquence de l'OTA simple compte tenu du circuit de contre-réaction de mode commun, on peut utiliser le circuit équivalent de la *figure 18*. En terme de fonction de transfert, avec

$$g_1 = gm_1 + gmb_1 + gds_1$$

on obtient

$$\frac{vsmc}{vems} = - \frac{\frac{gm_1}{cs} \left( p \left( 1 - \frac{g_1}{gm_1} \frac{cg}{ca+cg} \right) + \frac{gds'_5}{ca+cg} \right)}{p^2 + p \left( \frac{g_1 + gds'_5}{ca+cg} + \frac{gds_1 + gds_3}{cs} \right) + \frac{g_1(gds_3 + gmf) + gds'_5(gds_1 + gds_3)}{cs(ca+cg)}}.$$

Cette fonction du deuxième ordre est un passe-bas résonateur (quelquefois appelé passe-bande de Lerner), ayant comme principales caractéristiques, avec  $gm_f = K.gm'_5$

- un gain statique :  $A_0 \approx \frac{gds'_5}{K.gm'_5}$
- une pulsation de résonance :  $\omega_0 \approx \sqrt{K \frac{gm_1 gm'_5}{cs ca}}$
- une surtension à  $\omega_0$  :  $S_0 \approx \frac{ca}{cs}$ .

Il est important de noter que la surtension susceptible de provoquer l'instabilité du gain de mode commun ne dépend au premier ordre que du rapport de la capacité de charge sur la capacité de mode commun (capacité sur le nœud a).

- **Injection du signal de mode commun sur la grille de MP3**

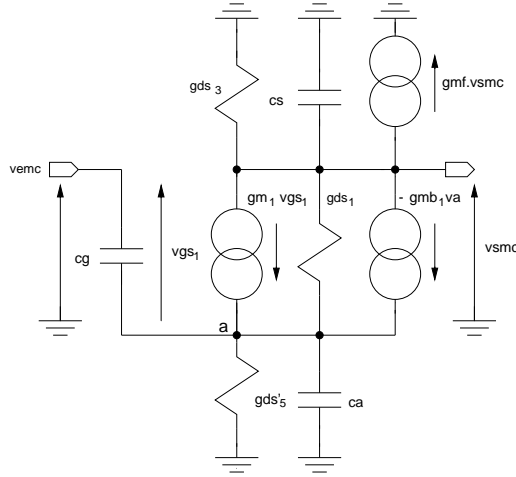


FIGURE 19 –

*Modèle de calcul pour une injection du mode commun sur MP3*

Pour une injection du signal de stabilisation du mode commun sur la grille de MP3, on obtient la fonction de transfert

$$\frac{vsmc}{vcmc} = - \frac{\frac{gm_1}{cs} \left( p \left( 1 - \frac{g_1}{gm_1} \frac{cg}{ca+cg} \right) + \frac{gds'_5}{ca+cg} \right)}{p^2 + p \left( \frac{g_1}{cs} \frac{ca+cs}{ca+cg} + \frac{gds_1+gds_3+gm_f}{cs} + \frac{gds'_5}{ca+cg} \right) + \frac{g_1(gds_3+gm_f)+gds'_5(gds_1+gds_3+gm_f)}{cs(ca+cg)}.$$

Si en terme de gain statique et de fréquence de résonance, on obtient approximativement les mêmes performance que l'injection sur la grille de MN5, en terme de surtension les résultats peuvent être sensiblement différents puisque avec

$$S_0 \approx \frac{ca}{ca+cs}$$

on constate au premier ordre une surtension toujours inférieure à l'unité. En terme de stabilité du mode commun, l'injection du signal de stabilisation sur la grille de MP3 peut être plus performante que l'injection sur la grille de MN5.

- **Validité des modèles de calcul**

Les deux modèles de calcul précédents supposent que les éventuels pôles et zéros de l'amplificateur de mode commun sont très au dessus des pôles de l'OTA simple. Si ce n'est pas le cas, un modèle à un pôle avec



$$gm_f = \frac{K \cdot gm'_5}{1 + \frac{p}{\omega_{fc}}}$$

est certainement plus conforme à la réalité. En augmentant d'un degré l'ordre de la fonction de transfert, le pôle peut provoquer une augmentation de la surtension si il est trop proche de la fréquence de résonance, dégradant ainsi la stabilité du gain de mode commun de l'OTA.

### 3.3.6 Contrôle du mode commun par un circuit actif RC

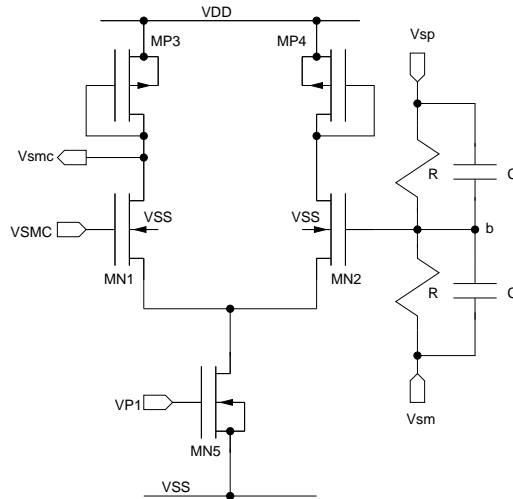


FIGURE 20 –

*CCRMC actif RC de type N*

#### – Fonctionnement grand signal

Si on considère le circuit de la *figure 20*, on peut directement calculer le potentiel du nœud "b" avec

$$V_b = \frac{V_{sp} + V_{sm}}{2}.$$

Ce potentiel, qui ne dépend que de la sortie de mode commun de l'AOP à corriger, est comparé à la tension de référence statique VSMC avant d'être amplifié par la boucle de contre-réaction de mode commun afin de générer un amplificateur différentiel équilibré. On notera qu'en régime établi, de part le gain de boucle normalement élevé, la paire différentielle ne traite qu'un signal  $V_{SMC} - V_b$  relativement faible, le circuit de contre-réaction de mode commun ainsi réalisé est intrinsèquement linéaire. Présentant un effet de charge résistive sur la sortie de l'amplificateur opérationnel à contrôler, il ne peut être utilisé avec des AOP à sortie très haute impédance (typiquement des sorties cascodées).

#### – Analyse petit signal

En terme de gain statique, l'amplificateur de tension est caractérisé par un gain

$$\frac{v_{smc}}{v_b} \approx 0,5 \frac{gm_1}{gm_3} = \frac{V_{smc0}}{V_{EG_{MN1}}}.$$

On notera que la tension statique  $V_{smc0}$  n'est pas libre puisque c'est la tension de

polarisation de la grille du transistor de l'AOP recevant le signal de correction. En terme réponse en fréquence, l'amplificateur de tension est caractérisé par un pôle

$$\omega_c \approx \frac{gm_3}{cgs_3 + cbd_3 + cbd_1 + cgd_1}$$

directement fonction du courant de polarisation de la paire différentielle par l'intermédiaire de  $gm_3$ . Le condensateur placé en parallèle sur la résistance est un condensateur de compensation qui permet d'atténuer une éventuelle surtension sur le mode commun en haute fréquence due aux capacités parasites présentes sur le nœud "b".

– **Amplificateur de tension cascodé**

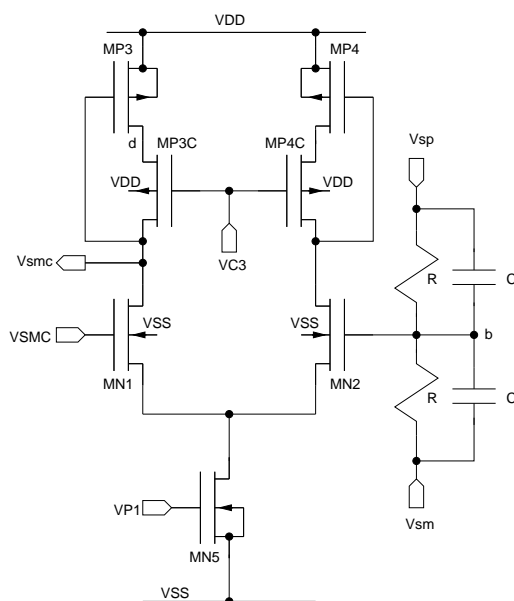


FIGURE 21 –

*CCRMC actif cascodé à résistance et condensateurs de type N*

Idéalement, pour minimiser la tension de décalage sur le mode commun, on doit parfaitement appairer le transistor diode fixant la tension  $V_{smc}$  avec son vis à vis (en miroir de courant) de l'amplificateur opérationnel. Ainsi, les deux transistors doivent, autant que faire ce peut, avoir la même tension drain-source. Pour ce faire, on peut être conduit à cascoder les charges actives de l'amplificateur de tension comme indiqué sur le schéma de la *figure 21*. Si le fonctionnement en grand signal n'est pratiquement pas affecté, il n'en est pas de même pour le petit signal puisque le [miroir de courant cascodé](#) est susceptible de générer une paire de pôles complexes conjugués correspondant à une fréquence de résonance

$$\omega_0 \approx \sqrt{\frac{gm_3 (gm_{3c} + gmb_{3c})}{cd csmc}}$$

et un coefficient de qualité

$$Q_0 \approx \sqrt{\frac{gm_3 cd}{csmc (gm_{3c} + gmb_{3c})}}$$

La capacité  $csmc$  est la capacité présente sur l'accès  $V_{smc}$  et la capacité  $cd$  est la capacité présente sur la source "d" du transistor cascode du miroir.

### 3.3.7 Contrôle du mode commun par un suiveur de tension

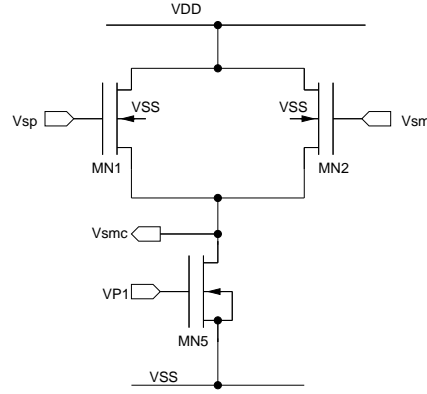


FIGURE 22 –

*CCRMC à suiveur de tension de type N*

#### – Analyse grand signal

Le courant drain source du transistor MOS en régime saturé étant modélisé à partir du modèle de Sha

$$I_{ds} = \beta(V_{gs} - V_{TH})^2,$$

$I_0$  étant le courant circulant dans la source de courant et la tension effective de grille de la paire différentielle étant définie par la quantité

$$VEG = V_{GS_1} - V_{TH_1} = \sqrt{\frac{I_0}{\beta}},$$

pour le circuit de la *figure 22*, on détermine la tension de source commune de la [paire différentielle](#)

$$V_{smc} = \frac{V_{sp} + V_{sm}}{2} - V_{TH} - \sqrt{\frac{VEG^2}{2} - \frac{(V_{sp} - V_{sm})^2}{4}}$$

montrant que la tension de contrôle du mode commun dépend effectivement de la tension sortie de mode commun de l'AOP mais également de la tension différentielle. D'autre part, l'expression de  $V_{smc}$  n'est valide que pour une tension différentielle

$$-\sqrt{2}.VEG \leq V_{sp} - V_{sm} \leq \sqrt{2}.VEG,$$

pour une grande amplitude de  $V_{sp}$  et  $V_{sm}$ , il y a risque de surcharge de la paire différentielle avec MN1 ou MN2 qui ne conduit pas. Le contrôle du mode commun n'étant effectif que sur une seule sortie de l'AOP (slew-rate), il y a un déséquilibre de l'amplificateur différentiel. On notera que la tension effective de grille  $VEG$  étant fixée par les tensions de repos de l'AOP, on ne dispose d'aucun degré de liberté pour éventuellement améliorer les caractéristiques grand signal.

#### – Analyse petit signal

En terme de réponse en fréquence, on peut considérer le demi-circuit de la *figure 23* et calculer

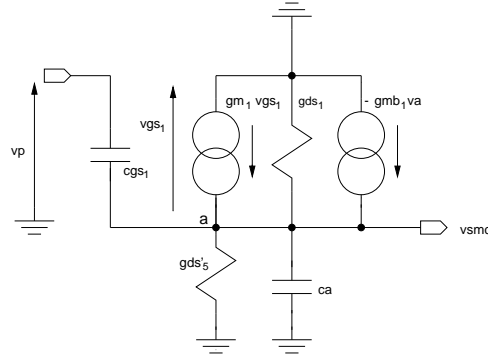


FIGURE 23 –

*schéma équivalent petit signal du suiveur de tension*

$$\frac{vsmc}{vp} = \frac{gm_1(1 + \frac{cgs_1}{gm_1}p)}{gm_1 + gmb_1 + gds_1 + 0.5.gds_5 + (ca + cgs_1)p} \approx \frac{1 + \frac{cgs_1}{gm_1}p}{1 + \frac{ca + cgs_1}{gm_1}p}$$

l'approximation considérant principalement qu'il n'y a pas d'effet de substrat. En terme de dimensionnement de dispositif, avec

$$gm_1 \approx \frac{I_0}{VEG}$$

Le courant  $I_0$  devra être suffisamment important pour rejeter le pôle et le zéro du circuit de contre-réaction de mode commun au delà de la fréquence de transition de l'AOP. En terme de charges capacitives, les sorties de l'amplificateur opérationnel sont chargées par les capacités actives de grille (cgs, cgb et cgd) des transistors MN1 et MN2 et le nœud d'injection du signal de correction du mode commun est chargé par l'ensemble des capacités présentes sur le nœud "a".

### 3.3.8 Contrôle du mode commun par un amplificateur de tension à paire différentiel double

Si nous considérons le circuit de la *figure 24* constitué d'un amplificateur de tension à double paire différentielle en cascade, sachant que le courant de drain d'une *paire différentielle* s'écrit

$$Id = -\sqrt{2}VEG \leq Vsp - Vsm \leq \sqrt{2}VEG,$$

BLBLA PAR RAPPORT AU SUIVEUR -> DANS CE METTRE LE CAS-CODE.....

pour le circuit de la *figure 22*, on détermine la tension de source commune de la *paire différentielle*.

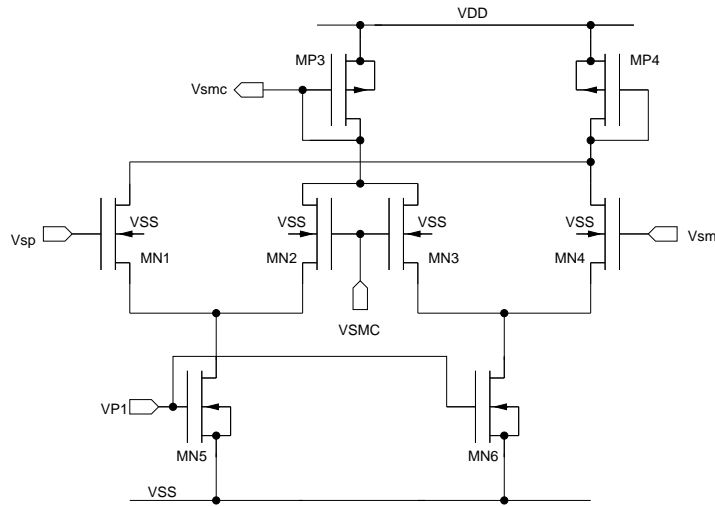


FIGURE 24 –

*CCRMC à amplificateur de tension à paire différentiel double de type N*

### 3.3.9 COMPARAISON

COMPARER AVEC OCEANE

### 3.3.10 Contrôle du mode commun par un circuit passif à capacités commutées

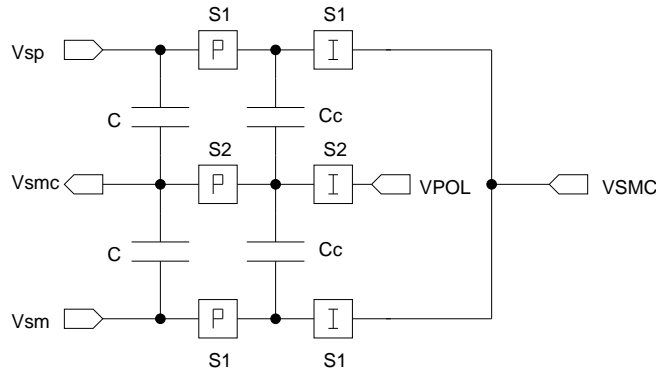


FIGURE 25 –

*CCRMC passif à capacités commutées*

#### - Principe

Le circuit de la *figure 25* est basé sur la technique des [capacités commutées](#). Les deux condensateurs  $C$  connectés en permanence sur les sorties de l'amplificateur opérationnel stabilise la boucle de contre-réaction du mode commun sur les inter-phases.

#### - Analyse

En notant que les condensateurs non commutés  $C$  sont connectés en permanence sur les sources de tension  $V_{sp}$ ,  $V_{sm}$  et  $V_{smc}$  idéales et constantes sur les phases P et I, seuls les condensateurs commutés  $C_c$  sont à considérés. Ainsi, la charge stockée sur la

phase I étant

$$Q_{Cc}^I = 2 Cc (V_{POL} - V_{SMC})$$

et la charge stockée sur la phase P étant

$$Q_{Cc}^P = Cc (V_{smc} - V_{sm}) + Cc (V_{smc} - V_{sp})$$

en vertu du principe de conservation de charge, on peut écrire

$$2 Cc (V_{POL} - V_{SMC}) = 2 Cc V_{smc} - Cc (V_{sp} + V_{sm})$$

soit

$$V_{smc} = V_{POL} + \frac{V_{sp} + V_{sm}}{2} - V_{SMC}.$$

Le signal de correction  $V_{smc}$  est ainsi directement fonction de la tension de sortie de mode commun de l'amplificateur opérationnel à stabiliser. En régime établi, avec

$$V_{sp} = V_{SMC} + \frac{V_{sd}}{2}$$

et

$$V_{sm} = V_{SMC} - \frac{V_{sd}}{2}$$

la tension  $V_{smc}$  est égal à la tension  $V_{POL}$  qui est la tension de grille nominale des transistors fixant les courants et tensions de repos de l'AOP.

#### - Principaux avantages de la technique

1. pas de consommation statique
2. ne provoquant pas de charge résistive sur l'amplificateur opérationnel à stabiliser, ce type de dispositif est parfaitement compatible avec les AOP à très haute résistance de sortie généralement utilisés dans un environnement à capacités commutées
3. l'amplitude des signaux traités n'est limitée que par la tension d'horloge des commutateurs flottants S1, qui manipulent des signaux de grande amplitude

#### - Principaux inconvénients de la technique

1. la technique n'est pratiquement utilisable que pour des circuits de traitement du signal temps discret à capacités commutées
2. la sortie de l'amplificateur n'est disponible que sur la I (phase P en permuttant les phase) pour minimiser la surcharge
3. la vérification des performances n'est pas directement réalisable à partir d'un simulateur électrique standard
4. sensibilité aux phénomènes d'injection de charge induits par les **commutateurs** qui peuvent notamment générer une tension de décalage sur le mode commun

En terme de dimensionnement des composants, afin d'assurer un temps d'établissement rapide de la boucle de contre-réaction du mode commun on choisit une faible valeur pour  $C_c$  (capacité minimum "intégrable"  $\approx 0.1\text{pF}$ ) ce qui oblige pratiquement à utiliser des commutateurs compensés pour minimiser l'injection de charge, et une valeur plus forte pour  $C$  (3 à 4 fois  $C_c$ ) pour minimiser l'erreur d'appariement sur le mode différentiel sans trop charger capacitivement l'amplificateur opérationnel.

### 3.3.11 Contrôle du mode commun par un circuit actif à capacités commutées

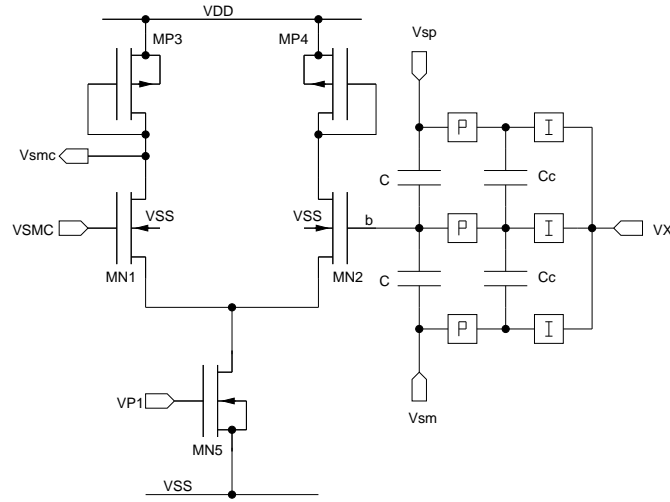


FIGURE 26 –

*CCRMC actif à capacités commutées*

Ce circuit est l'équivalent temps discret du circuit temps continu de la *figure 20*. En effet, avec

$$Q_{Cc}^I = 0$$

et

$$Q_{Cc}^P = Cc (Vb - Vsm) + Cc (Vb - Vsp)$$

en vertu du principe de conservation de charge, on obtient

$$Vb = \frac{Vsp + Vsm}{2}.$$

Par rapport au circuit purement passif, il génère localement la tension de polarisation VPOL (Vsmc), évitant ainsi éventuels couplages électriques avec d'autres circuits partageant la même tension de polarisation, il tamponne la tension statique de référence VSMC, et surtout il permet l'inversion de signe indispensable pour assurer une réaction négative sur le mode commun pour certains amplificateurs opérationnels (typiquement les AOP à deux étages de gain). La tension VX n'a pas d'influence directe sur le fonctionnement du circuit, elle est choisie pour assurer un bon fonctionnement des commutateurs (généralement de l'ordre de VSMC).

## Références

- [1] Z. CZARNUL, T.I. ITAKURA, N. DOBASHI, T. UENO, T IIDA, and H. TANIMOTO. "Design of fully analog system based on ordinary and/or modified single-ended opamps ". *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 25 :pp. 189–207, 2000.
- [2] J.F DUQUE-CARILLO. "Control of common-mode in CMOS continuous-time fully differential signal processing". *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 4 :pp. 131–140, 1993.
- [3] A.R. FELDMAN, B.E. BOSER, and P.R. GRAY. "A 13 bit, 1.4MS/s Sigma-Delta modulator for RF baseband channel applications". *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 33(No. 10) :pp. 1462–1469, October 1998.
- [4] R.D. MIDDLEBROOK. "*Differential amplifiers*". John Wiley and sons, 1964.
- [5] P. VAN PETEGHEM and J.F. DUQUE-CARILLO. "A general description of common-mode feedback in fully-differential amplifiers". *Proc IEEE International Symposium Circuits and System*, pages pp. 3209–3212, 1990.
- [6] A. DE LA PLAZA and P. MORLON. "Power-supply rejection in differential switched-capacitor filters". *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 19(No. 6) :pp. 912–918, December 1984.
- [7] F. REZZI and A. BASCHIROTTO. "Pseudo-differential continuous-time filter". *IEEE Transaction on Circuit and System-1 :Fundamental Theory and Application*, vol. 42(No. 11) :pp. 896–903, November 1995.