

# La macromodélisation

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Macromodélisation des amplificateurs opérationnels</b>	<b>2</b>
2.1	L'amplificateur opérationnel mode tension . . . . .	2
2.1.1	L'AOV à gain fini . . . . .	3
2.1.2	L'AOV à un pôle réel . . . . .	6
2.1.3	L'AOV à deux pôles réels . . . . .	6
2.1.4	Modélisation des capacités parasites d'entrée . . . . .	7
2.1.5	Modélisation du slew-rate . . . . .	8
2.1.6	Modélisation du bruit . . . . .	8
2.1.7	L'amplificateur opérationnel à sortie différentielle . . . . .	10
2.1.8	Prise en compte des dispersions statistiques . . . . .	10
2.2	L'amplificateur opérationnel de transconductance . . . . .	11
2.2.1	L'OTA à un nœud haute impédance . . . . .	11
2.3	L'OTA à deux nœuds haute impédance . . . . .	14
<b>3</b>	<b>Macromodélisation des transformateurs parfaits</b>	<b>14</b>
3.1	Le transformateur idéal . . . . .	14
3.2	Le transformateur différentiel parfait de tension . . . . .	14
3.3	Le transformateur différentiel parfait de courant . . . . .	16

# 1 Introduction

L'objet principale de la macromodélisation est de remplacer un système électronique ou une partie de ce système (une fonction ou un dispositif actif) par un modèle afin de réduire significativement le temps requi par les nombreuses simulations électriques effectuées en phase de conception. Pour ce faire, un macromodèle doit répondre à deux exigences conflictuelles : il doit être structurellement le plus simple possible et en même temps simuler le comportement du circuit avec le maximum de précision. Selon leur mode de construction et leur niveau d'abstraction, on distingue essentiellement trois catégories de macromodèles :

- 1- les modèles analytiques écrits dans un langage de programmation de type C ou un langage spécifique de type AHDL (Analog Hardware Description Language) [?]
- 2- les modèles électriques construits à partir d'éléments idéaux linéaires : sources contrôlées et composants passifs [?]
- 3- les modèles physico-électriques construits à partir d'éléments idéaux et d'un nombre réduit de composants actifs physiques, essentiellement des diodes et des transistors MOS décrits par un modèle non linéaire de bas niveau, typiquement de niveau 1 SPICE [?] [?].

Pour les deux dernières catégories de macromodèles, implantables sur la plupart des simulateurs électriques standards de type [SPICE](#)

, trois approches sont traditionnellement utilisées. La première approche consiste à partir du dispositif original et à remplacer une circuiterie ou une partie de circuiterie par une circuiterie plus simple constituée d'éléments idéaux. La deuxième approche consiste à réaliser une macromodélisation comportementale au sens où on cherche à satisfaire un jeu de spécifications électriques sans nécessairement recopier la topologie du dispositif original, mais en prenant en compte les éventuelles interactions électriques avec l'environnement électrique externe. Quant à la troisième approche, on reste dans le cadre d'une macromodélisation comportementale, mais sans recopie des interactions avec l'environnement électrique externe, dans ce cas on est dans le domaine de la macromodélisation fonctionnelle.

## 2 Macromodélisation des amplificateurs opérationnels

En terme de théorie des réseaux, le vocable amplificateur opérationnel correspondant à l'acronyme AOP, regroupe quatre [amplificateurs idéaux](#)

à gain infini : l'amplificateur tension-tension (AOV), l'amplificateur courant-courant (AOI), l'amplificateur tension-courant (AOT) et l'amplificateur courant-tension (AOR).

### 2.1 L'amplificateur opérationnel mode tension

C'est l'amplificateur opérationnel le plus couramment utilisé en macromodélisation, et la plupart du temps on le désigne simplement par l'acronyme AOP. Sa sortie basse impédance, idéalement nulle, l'isole des effets de charge, permettant une modélisation fonctionnelle des principaux indices de performance de l'amplificateur opérationnel.

### 2.1.1 L'AOV à gain fini

- **Prise en compte du gain statique**

La spécification à prendre en compte est le gain en tension fini. Ce macromodèle (*figure 1*) correspond simplement à une **source de tension commandée en tension**

Si le gain  $Ad_0$  est très grand, idéalement infini, on obtient le modèle AOP "idéal" totalement indépendant de son environnement. La tension  $V_{SMC}$  permet de fixer la valeur du potentiel statique de mode commun pour la sortie. Cette valeur est généralement choisie à la moitié de la tension d'alimentation des circuits, pour symétriser l'excursion de la tension en sortie de l'amplificateur.

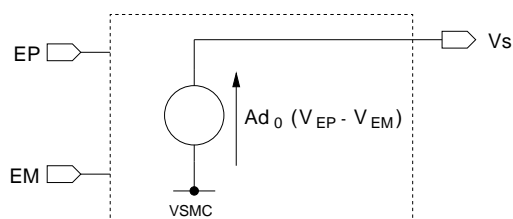


FIGURE 1 –

*macromodèle AOV à gain fini*

- **Prise en compte de la résistance de sortie**

Une prise en compte d'une résistance de sortie non nulle peut être simplement réalisée par l'adjonction d'une résistance en série sur la sortie du dispositif (*figure 2*).

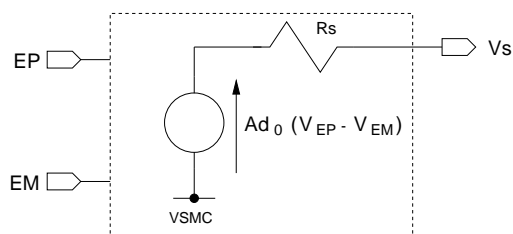


FIGURE 2 –

*une modélisation de la résistance de sortie*

Une autre macromodélisation du gain fini et de la résistance de sortie peut également être réalisée à partir du schéma électrique de la *figure 3*. La transformation de la source de tension par une source de courant avec  $g_s = 1/R_s$  est avantageuse en terme de nombre de nœuds lors de la modélisation des pôles de la fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel. La tension de sortie étant référencée par rapport à la tension de mode commun  $V_{SMC}$ , avec

$$V_S = \frac{g_s \cdot V_1}{g_s} = \frac{g_{md}}{g_d} (V_{EP} - V_{EM})$$

il suffit, par exemple, de poser  $g_{md} = 1$  et  $g_d = 1/Ad_0$  pour établir la correspondance entre les deux modes de macromodélisation.

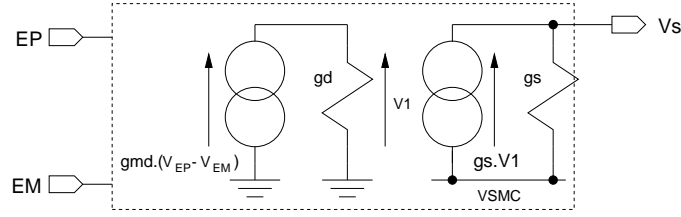


FIGURE 3 –

*une autre modélisation de la résistance de sortie*

- **Prise en compte du gain de mode commun**

Si on considère le modèle de la *figure 4*, la tension de sortie étant référencée par rapport à  $VSMC$ , avec

$$V_s = V1 = \frac{gmd}{gd} (V_{EP} - V_{EM}) + \frac{gmc}{gd} (V_{EP} + V_{EM})$$

il suffit de poser

$$gmc = \frac{1}{2} \frac{Ac_0}{Ad_0} gmd$$

pour obtenir avec le formalisme recherché

$$V_s = Ad_0 (V_{EP} - V_{EM}) + Ac_0 \frac{V_{EP} + V_{EM}}{2}.$$

En terme de rapport de réjection de mode commun, c'est à dire avec

$$RRMC = \left| \frac{Ad_0}{Ac_0} \right|$$

on posera par exemple

$$gmd = 1 \quad , \quad gd = \frac{1}{Ad_0} \quad \text{et} \quad gmc = \frac{1}{2.RRMC}.$$

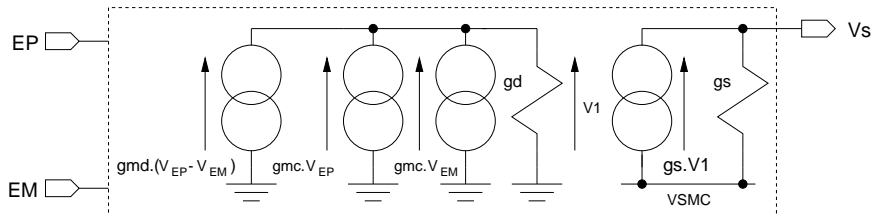


FIGURE 4 –

*modélisation du gain de mode commun*

- **Prise en compte de la tension de décalage**

Sachant que par définition, la [tension de décalage](#)

est la tension continue qu'il faut placer à l'entrée de l'amplificateur opérationnel pour annuler les erreurs statiques, on vérifie directement sur le schéma de la *figure 5*, que la tension de sortie étant référencée par rapport à  $V_{SMC}$ , une prise en compte de la tension de décalage est réalisée avec

$$V_s = (V_{EP} - V_{EM}).Ad_0 - ED_0.Ad_0.$$

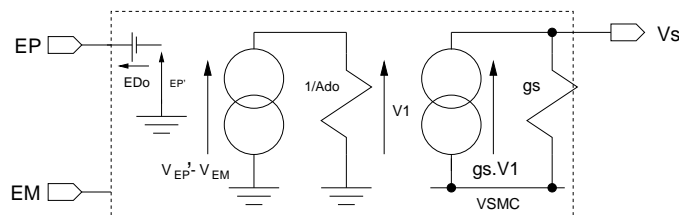


FIGURE 5 –

*modélisation de la tension de décalage*

- **Prise en compte de la limitation de l'excursion de sortie**

La tension d'alimentation d'un amplificateur opérationnel étant évidemment limitée, la tension d'excursion en sortie ne peut jamais être supérieure à une valeur  $V_{smax}$  imposée par l'alimentation haute, et ne peut jamais être inférieure à une valeur  $V_{smin}$  imposée par l'alimentation basse. La limitation de l'excursion de sortie est donc un phénomène non-linéaire qui peut être pris en compte par un modèle physico-électrique construit à partir d'une diode "idéale" de niveau 1 SPICE et d'une source de tension continue. En effet, une diode étant modélisable analytiquement dans le sens direct (passant) par l'équation

$$I_d = I_s(e^{\frac{V_d}{n.V_t}} - 1)$$

et dans le sens indirect (bloqué) par

$$I_d = 0$$

la tension thermique  $V_t$  ( $\approx 26mV$ ) et le courant de saturation  $I_s$  étant essentiellement des paramètres technologiques, on constate que, de par la fonction logarithmique la tension

$$V_d = n.V_t.Log\left(\frac{I_d}{I_s} + 1\right)$$

est principalement contrôlable par son coefficient d'émission  $n$ . Il suffit ainsi de choisir pour ce dernier une valeur nettement inférieure à sa valeur par défaut de un (typiquement 0,001), pour simuler un interrupteur commandé en tension, on obtient ainsi le macromodèle de la *figure 6*

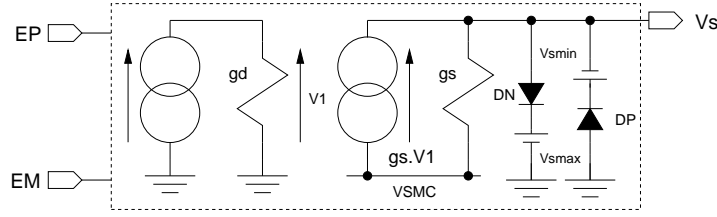


FIGURE 6 –

*modélisation de l'excursion maximum de sortie*

### 2.1.2 L'AOV à un pôle réel

- Paramètres d'entrée du modèle

Le dispositif est caractérisé par une réponse en fréquence du premier ordre paramétrée par son gain fini  $Ad_0$  et sa fréquence de transition  $F_T$  (figure 7). C'est un modèle petit signal.

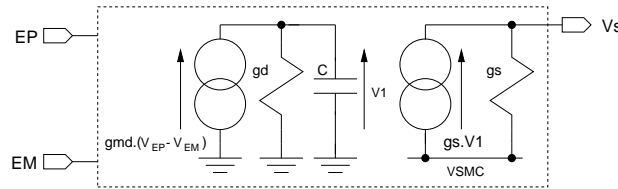


FIGURE 7 –

*macromodèle AOV petit signal à un pôle*

- Paramètres de synthèse du modèle

La tension de sortie référencée par rapport à la tension de sortie mode commun  $VSMC$  s'écrivant

$$V_S = \frac{gmd}{gd} \frac{V_{EP} - V_{EM}}{1 + \frac{C}{gd p}} = Ad_0 \frac{V_{EP} - V_{EM}}{1 + \frac{p}{\omega_C}}$$

et  $F_C$  étant la fréquence de coupure de l'AOP avec

$$F_C = \frac{F_T}{\sqrt{Ad_0^2 - 1}}$$

on détermine pour le modèle un jeu possible de paramètres de synthèse avec

$$gd = \frac{1}{Ad_0} \quad , \quad gmd = 1 \quad \text{et} \quad C = \frac{\sqrt{Ad_0^2 - 1}}{Ad_0} \frac{1}{2\pi F_T}.$$

### 2.1.3 L'AOV à deux pôles réels

- Paramètres d'entrée du modèle

Le dispositif est caractérisé par une réponse en fréquence du deuxième ordre paramétrée par son gain fini  $Ad_0$ , sa fréquence de transition  $F_T$  et sa marge de phase correspondante  $MP$  (figure 8).

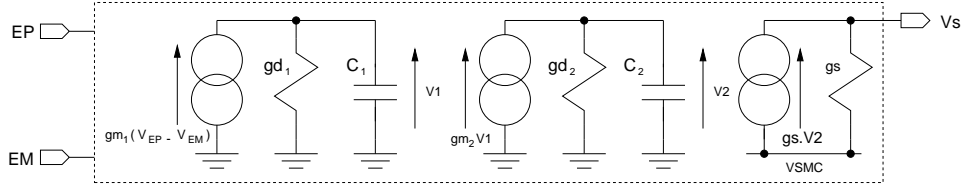


FIGURE 8 –

macromodèle AOV petit signal à deux pôles

### • Paramètres de synthèse du modèle

La tension de sortie référencée par rapport à la tension de sortie de mode commun  $V_{SMC}$  s'écrit

$$V_s = \frac{gm_1}{gd_1} \frac{gm_2}{gd_2} \frac{V_{EP} - V_{EM}}{(1 + \frac{C_1}{gd_1} p)(1 + \frac{C_2}{gd_2} p)}$$

soit

$$V_s = Ad_0 \frac{V_{EP} - V_{EM}}{(1 + \frac{p}{\omega_1})(1 + \frac{p}{\omega_2})}$$

A partir de l'expression de la [marge de phase](#)

$$MP \approx \arctg\left(\frac{\omega_2}{\omega_T}\right)$$

et de la définition de la fréquence de transition  $F_T$

$$\frac{Ad_0}{\sqrt{(1 + \frac{\omega_T^2}{\omega_1^2})(1 + \frac{\omega_T^2}{\omega_2^2})}} = 1$$

on détermine la pulsation du pôle dominant conduisant à un jeu de paramètres de synthèse donné par

$$F_2 = F_T \cdot \tan(MP)$$

$$gm_1 = gm_2 = gd_2 = 1 \quad gd_1 = \frac{1}{Ad_0}$$

$$C_2 = \frac{gd_2}{2\pi F_T \tan(MP)} \quad \text{et} \quad C_1 = \frac{gd_1}{\frac{2\pi F_T}{Ad_0} \sqrt{1 + \frac{F_T^2}{F_2^2}}}$$

#### 2.1.4 Modélisation des capacités parasites d'entrée

Inévitablement, tout amplificateur opérationnel présente sur ses entrées une capacité parasite structurelle. Ces deux capacités sont modélisées à partir du schéma de la [figure 9](#). On notera que celles-ci sont considérées par rapport à la masse petit signal et non pas entre les deux entrées, elles englobent ainsi la capacité d'entrée différentielle (multipliée par un facteur 2 de part le [principe du demi-circuit](#)

) et d'éventuelles capacités parasites de mode commun.

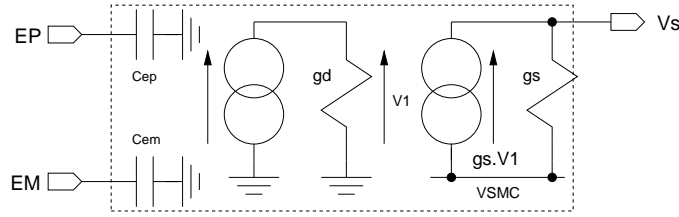


FIGURE 9 –

*modélisation des capacités d'entrée*

### 2.1.5 Modélisation du slew-rate

Le **slew-rate**

(vitesse limite d'excursion) est un phénomène non-linéaire qui peut être pris en compte par un modèle physico-électrique construit, comme la limitation de la tension de sortie, à partir de diodes "idéales" de niveau 1 SPICE et de sources de tension continues comme indiqué sur la *figure 10* [?]. Si on considère le premier circuit à diodes idéales, modélisant le slew-rate positif, un courant  $IX < IMAX$  implique la conduction de la diode  $D2$  qui agit idéalement comme un court-circuit, l'ensemble  $D1$  et  $Vsmax$  est un limiteur de tension qui ne conduit que si  $VX > Vsmax$ . Alors qu'un courant  $IX \geq IMAX$  implique la conduction de la diode  $D1$ , établissant un courant dans le condensateur de valeur

$$IC = IX - ID1 = IMAX.$$

Avec  $IMAX = C.SR$ , le courant  $IC$  est constant, modélisant ainsi le phénomène du slew-rate. De même, le circuit constitué des diodes  $D3$  et  $D4$  modélise le slew-rate négatif.

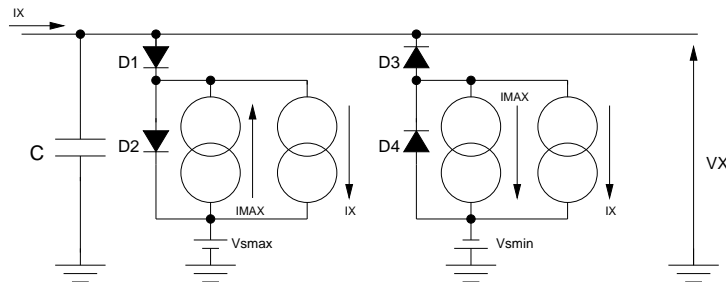


FIGURE 10 –

*modélisation du slew-rate*

### 2.1.6 Modélisation du bruit

En terme de densité spectrale, un **amplificateur opérationnel**

bruité est modélisable par le schéma de la *figure 11*. Ainsi, une modélisation de l'amplificateur opérationnel bruité peut être réalisée si on sait générer à partir d'un simulateur électrique standard un courant de densité spectrale  $SJ$  et une tension de densité spectrale  $SE$ .

- **Modélisation du bruit thermique**



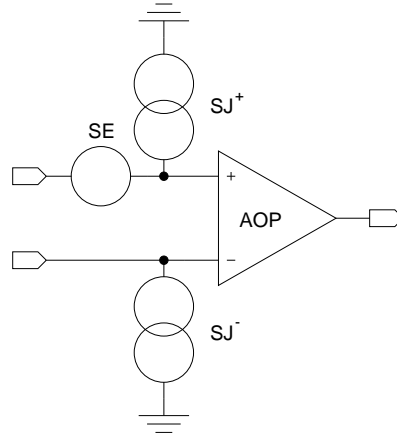


FIGURE 11 –

*Modélisation de l'amplificateur opérationnel bruité*

Electriquement, le bruit thermique aux bornes d'une résistance est **modélisable** à partir d'une source de courant aléatoire de densité spectrale  $Sin = 4.K_B.T_K.G$  en parallèle avec une résistance sans bruit de valeur  $R = 1/G$ . Ainsi, si on désire générer une tension de bruit de densité spectrale  $Svn$  et un courant de bruit de densité spectrale  $Sin$ , on peut considérer le modèle fonctionnel de la *figure 12* avec

$$R = \frac{4.K_B.T_K}{Sin_{ref}} \text{ et } H = \sqrt{\frac{Svn}{Sin_{ref}}} \text{ ou } F = \sqrt{\frac{Sin}{Sin_{ref}}}.$$

On notera qu'à la température ambiante une résistance de  $16,56K\Omega$  génère une densité spectrale de bruit  $Sin \approx 10^{-24}A/Hz$  correspondant à un courant efficace  $\bar{i}_n \approx 1pA/\sqrt{Hz}$ .

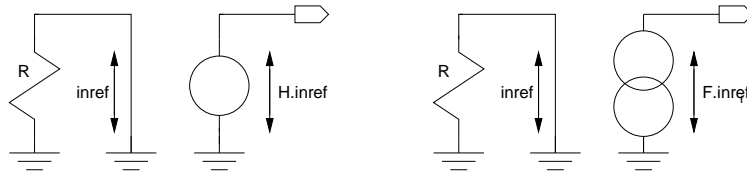


FIGURE 12 –

*génération d'une tension et d'un courant de bruit thermique*

### • Modélisation du bruit en 1/f

Le bruit en 1/f est associé à un composant actif. Ainsi, pour une diode, le niveau 1 SPICE fournit un courant de bruit de **densité spectrale**

$$Sin(f) = \frac{KF.ID_0^{AF}}{f} + 2.q.ID_0.$$

$KF$  est le coefficient du bruit,  $AF$  en est l'exposant,  $q$  est la charge de l'électron et  $ID_0$  est le courant de polarisation de la diode. En se donnant  $AF = 1$ , on peut écrire

$$Sin(f) = 2.q.ID_0(1 + \frac{fc}{f}) \text{ avec } fc = \frac{KF}{2.q}.$$

Pour un courant de polarisation de la diode déterminé par

$$ID_0 = \frac{Sin_{ref}}{2.q}$$

le coefficient du bruit est donné par la fréquence de coupure du bruit en 1/f, avec

$$KF = 2.q.fc.$$

Ainsi, avec

$$H = \sqrt{\frac{S_{vn}}{Sin_{ref}}} \text{ et } F = \sqrt{\frac{Sin}{Sin_{ref}}},$$

la génération d'une tension et d'un courant de bruit ayant une composante en 1/f peut être assurée fonctionnellement par le circuit de la *figure 13*, le condensateur de blocage Cb de très forte valeur (1F), permet le prélèvement du courant de bruit de la diode (par une sonde), sans perturber sa polarisation. On notera que, contrairement au modèle "bruit thermique résistif", le modèle "diode" ne permet pas la prise de la température lors du changement des conditions de simulation.

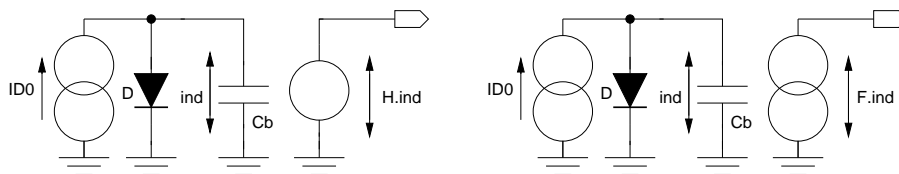


FIGURE 13 –

*génération d'une tension et d'un courant de bruit en 1/f*

### 2.1.7 L'amplificateur opérationnel à sortie différentielle

La prise en compte d'une sortie différentielle est réalisée par le schéma de la *figure 14*. Avec

$$V_{sp} = V_{SMC} + V_{SMC0} + \frac{g_s}{2g_s} V_1$$

et

$$V_{sm} = V_{SMC} + V_{SMC0} - \frac{g_s}{2g_s} V_1$$

la sortie de mode différentiel  $V_{sd} = V_{sp} - V_{sm}$  est égale à  $V_1$ , et la sortie de mode commun  $V_{sp} = 0,5(V_{sp} + V_{sm})$  est égale à  $V_{SMC0} + V_{SMC}$ . L'amplificateur opérationnel à sortie différentielle ainsi macromodélisé est parfaitement [équilibré](#)

, et la tension  $V_{SMC0}$  est la tension de sortie résiduelle de mode commun.

### 2.1.8 Prise en compte des dispersions statistiques

Si la prise en compte des dispersions statistiques sur un paramètre primaire comme la tension de décalage est directe, il n'en est pas de même pour les différentes spécifications fréquentielles qui sont formellement liées. Ainsi, une variation sur le gain statique doit conduire à une variation dans le sens inverse sur la la fréquence de coupure puisque

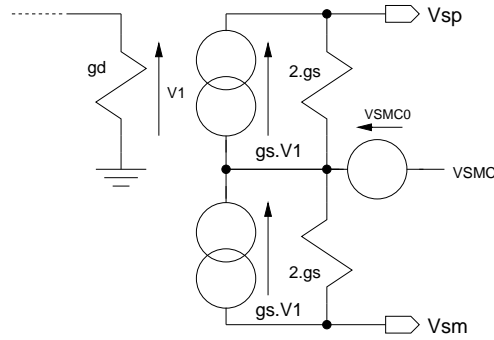


FIGURE 14 –

*modélisation de la sortie différentielle*

les deux caractéristiques dépendent d'une même conductance. De part le formalisme utilisé pour la détermination des composants des macromodèles à un pôle et à deux pôles, une prise en compte "comportementale" statistique des principaux indices de performance fréquentiels peut être réalisée directement sur le paramètre  $gd$  du macromodèle à un pôle et sur le paramètre  $gd_1$  du macromodèle à deux pôles.

## 2.2 L'amplificateur opérationnel de transconductance

L'amplificateur opérationnel de transconductance (AOT ou OTA :Operational Transconductance Amplifier) est l'amplificateur opérationnel le plus couramment rencontré en microélectronique. En effet, dans un environnement "haute impédance", la résistance de sortie de l'amplificateur peut être également grande et ainsi permettre une simplification notable de son architecture. L'exemple typique, est lorsque l'environnement est de type capacités commutées, c'est à dire purement capacitif, où l'impédance de sortie du dispositif actif peut être théoriquement infinie. La prise en compte d'une sortie haute impédance permet de modéliser deux caractéristiques importantes. D'une part un mode de fonctionnement [particulier](#)

pour les circuits à capacités commutées, avec des discontinuités en régime transitoire sur les fronts d'horloge. D'autre part une dépendance fonctionnelle des principaux indices de performance avec l'environnement extérieur principalement fixée par le nombre de nœuds haute impédance présenté par [l'amplificateur](#)

### 2.2.1 L'OTA à un nœud haute impédance

- **L'OTA à gain statique fini**

L'OTA à gain statique fini de la [figure 15](#) est simplement caractérisé par un gain

$$Ad_0 = \frac{gm}{gs + Gl}$$

prenant en compte la conductance de sortie  $gs$  et l'effet de charge statique procuré par  $Gl$ .

- **L'OTA à un pôle réel**

- Paramètres d'entrée du modèle

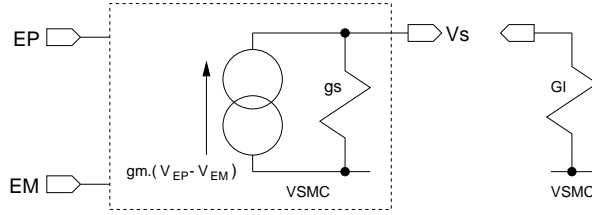


FIGURE 15 –

*OTA à gain statique fini*

Le dispositif est caractérisé par une réponse en fréquence du premier ordre paramétrée par son gain fini  $Ad_0$ , sa fréquence de transition  $F_T$ , sa conductance de charge  $Gl$  et sa capacité de charge  $Cl$  (figure 16).

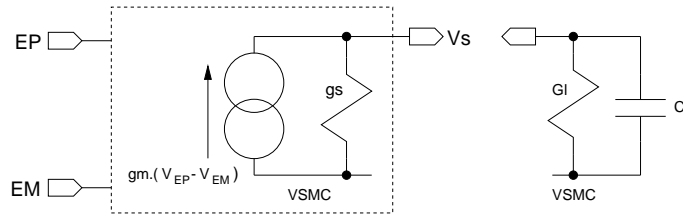


FIGURE 16 –

*OTA à un pôle réel*

- Paramètres de synthèse du modèle

La tension de sortie référencée par rapport à la tension de sortie mode commun  $VSMC$  s'écrivant

$$V_S = \frac{gm}{gs+gl} \frac{V_{EP}-V_{EM}}{1+\frac{Cl}{gs+gl}p} = Ad_0 \frac{V_{EP}-V_{EM}}{1+\frac{p}{\omega_C}}$$

et  $F_C$  étant la fréquence de coupure de l'AOP avec

$$F_C = \frac{F_T}{\sqrt{Ad_0^2 - 1}}$$

on détermine pour le modèle, un jeu de paramètres de synthèse avec

$$gs = \frac{2\pi F_T}{\sqrt{Ad_0^2 - 1}} Cl - Gl \text{ et } gm = Ad_0.(gs + Gl).$$

On notera que pour une conductance de sortie  $Gl$  différente de zéro, la conductance de charge  $gs$  devant être positive, il y a une contrainte sur la valeur basse de la fréquence de coupure, c'est une caractéristique de l'OTA qui a pour vocation de travailler dans un environnement "fortement" capacitif.

- L'OTA à deux pôles réels
- Paramètres d'entrée du modèle

L'amplificateur opérationnel est caractérisé par une réponse en fréquence du deuxième ordre paramétrée par son gain fini  $Ad_0$ , sa fréquence de transition  $F_T$ , sa marge de phase  $MP$ , sa conductance de charge  $G_l$  et par sa capacité de charge  $C_l$  (figure 17).

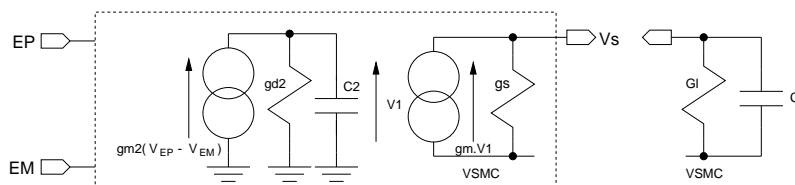


FIGURE 17 –

OTA à deux pôles réels

### - Paramètres de synthèse du modèle

Comme pour l'AOV correspondant, le pôle non dominant est fixé par la marge de phase et la fréquence de transition avec

$$\omega_2 = \frac{gd_2}{C_2} = \omega_T \tan(MP)$$

alors que le gain statique est donné par

$$Ad_0 = \frac{gm_2 \cdot gm}{gds_2 \cdot (gs + Gl)}$$

et que le pôle dominant dépendant de la charge est donné par

$$\omega_1 = \frac{gs + Gl}{C_l} = \frac{\omega_T}{Ad_0} \sqrt{1 + \frac{\omega_T^2}{\omega_2^2}}$$

On détermine ainsi un jeu de paramètres de synthèse avec

$$gs = C_l \cdot \frac{\omega_T}{Ad_0} \sqrt{1 + \frac{\omega_T^2}{\omega_2^2}} - Gl, \quad gm = gm_2 = gd_2 = Ad_0 \cdot (gs + Gl) \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{gd_2}{\omega_T \tan(MP)}$$

On notera que d'une part, comme l'OTA à un pôle, pour une conductance de sortie  $G_l$  différente de zéro, la conductance de charge  $gs$  devant être positive, il y a une contrainte sur la valeur basse de la fréquence de coupure, et que d'autre part toute augmentation de la capacité de charge produit une augmentation de la marge de phase. Ceci est une caractéristique essentielle des dispositifs actifs à un nœud haute impédance.

#### • Prise en compte des autres non-idéalités

La modélisation du gain de mode commun, de la tension de décalage, de l'excursion de sortie, des capacités d'entrées, du slew-rate et du bruit est identique à celle de l'amplificateur opérationnel mode tension. Quant aux dispersions statistiques sur le gain statique et sur les indices de performance fréquentiels, elles peuvent être simplement prises en compte (partiellement comme le "comportement" l'exige) par la conductance de sortie  $gs$ .

## 2.3 L'OTA à deux nœuds haute impédance

Les OTA à deux nœuds haute impédance sont principalement caractérisés par le fait que toute augmentation de la capacité de charge produit une diminution de la marge de phase. Ceci est dû à la structure à deux étages et à l'action de la **capacité de compensation** qui permet de générer le pôle non dominant par l'étage de sortie. Les caractéristiques en fréquence étant fortement dépendantes du type de compensation interne, il est difficile de concevoir un macromodèle générique.

## 3 Macromodélisation des transformateurs parfaits

### 3.1 Le transformateur idéal

Le transformateur idéal ou parfait est une conceptualisation du transformateur inductif réel, valable pour tous les types d'analyse utilisés en simulation, l'alternatif, le transitoire et surtout le statique. De part son jeu d'équations de fonctionnement constitué du couple

$$V_2 = n.V_1 \quad \text{et} \quad I_2 = -\frac{1}{n}I_1$$

il est modélisable par une source de tension et une source de courant contrôlées comme indiqué sur la *figure 18*.

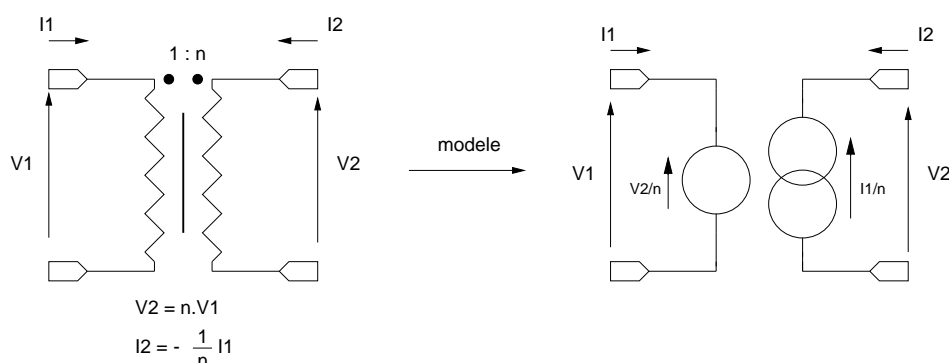


FIGURE 18 –

*symbole du transformateur idéal et sa représentation à sources contrôlées*

### 3.2 Le transformateur différentiel parfait de tension

Lorsque l'on désire caractériser un **amplificateur différentiel**, en termes de performances électriques, il est impératif de le caractériser pour ses propriétés de mode différentiel et de mode commun, mais également en fonction de ses gains de conversion traduisant le couplage entre les deux modes principaux. Pour ce faire, pratiquement on utilise le transformateur différentiel ou "balun" de la *figure 19*.

Si on considère les équations fondamentales du transformateur idéal, on peut écrire pour le transformateur différentiel

$$V_D = 2(V_1 - V_C)$$

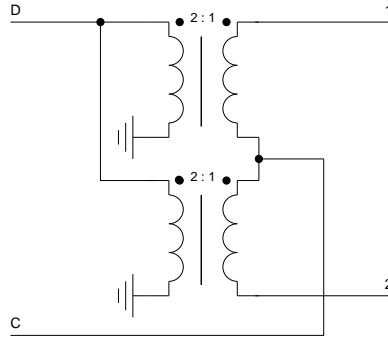


FIGURE 19 -

*transformateur différentiel*

$$V_D = 2(V_C - V_2)$$

soit

$$\begin{aligned} V_D &= V_1 - V_2 \\ V_C &= \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \end{aligned}$$

ou

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{V_D}{2} + V_C \\ V_2 &= -\frac{V_D}{2} + V_C \end{aligned}$$

Le transformateur différentiel est donc un dispositif bidirectionnel qui convertit deux tensions assymétriques  $V_1$  et  $V_2$  en une composante de mode différentielle  $V_D$  et une composante de mode commun  $V_C$ , et inversement, qui convertit un couple de tension de mode différentielle et de mode commun en un couple de tensions assymétriques. En terme de macromodèle comportementale, en condérant le modèle du transformateur idéal de la *figure 18*, en tension, on peut le représenter par le schéma équivalent électrique de la *figure 20*.

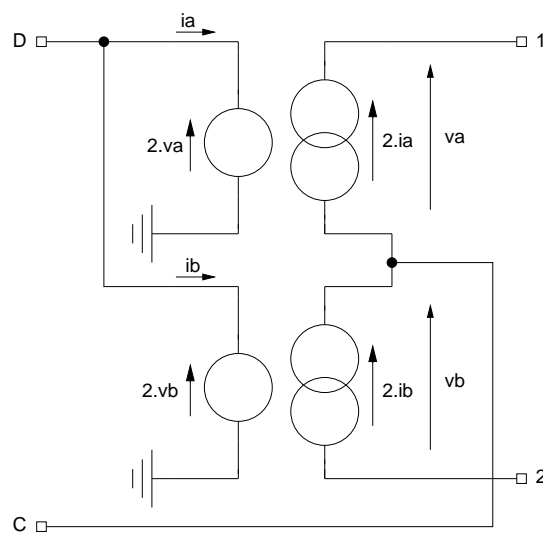


FIGURE 20 -

*macromodèle du transformateur différentiel de tension*

En simulation, ce macromodèle peut être utilisé pour effectuer directement, c'est à dire sans opération mathématique sur les différents signaux, la mesure des principales fonctions de réseaux des amplificateurs différentiels de tension. Ainsi, si on considère le schéma de mesure de la *figure 21*, par extinction successive de  $V_{eC}$  et  $V_{eD}$  on mesure directement sur  $V_{sD}$  et  $V_{sC}$  les quatre gains en tension  $A_d$ ,  $A_{dc}$ ,  $A_c$  et  $A_{cd}$ . Il est à noter que du fait de l'idéalité du modèle, les mesures peuvent être faites en statique (le transformateur idéal "passe" le continu) et en alternatif. Le transformateur différentiel de tension est une sonde de tension pour les structures différentielles travaillant en mode tension

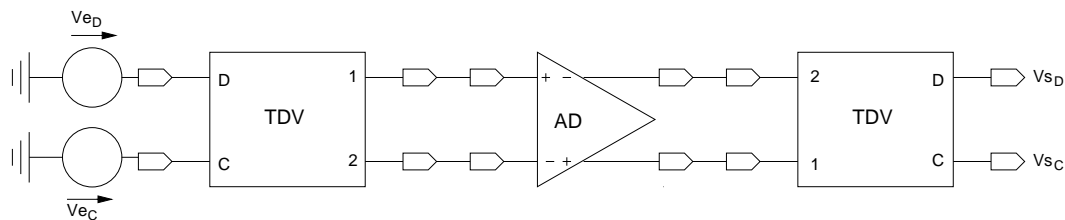


FIGURE 21 –

*caractérisation d'un amplificateur différentiel*

### 3.3 Le transformateur différentiel parfait de courant

L'écriture des courants aux accès montre que le dispositif précédent n'est pas adapté pour le transfert en courant. On vérifie facilement que la sonde différentielle de courant de la *figure 22* convertit deux courants assymétriques  $I_1$  et  $I_2$  en une composante de mode différentielle  $I_D$  et une composante de mode commun  $I_C$  telles que

$$\begin{aligned} I_D &= I_1 - I_2 \\ I_C &= \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{I_D}{2} + I_C \\ I_2 &= -\frac{I_D}{2} + I_C. \end{aligned}$$



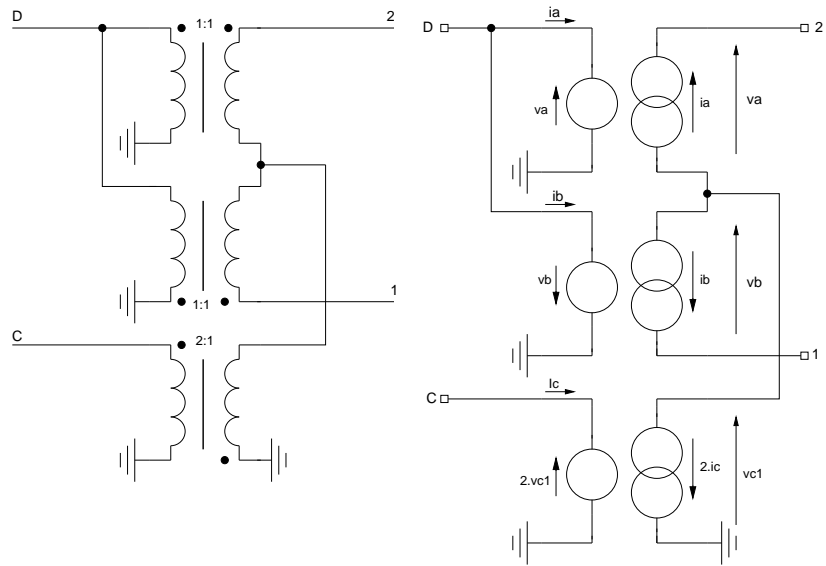


FIGURE 22 –

*la sonde différentielle de courant et sa représentation à sources contrôlées*