

# AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

PREMIÈRE ANNÉE DE L'ESPCI

JÉRÔME LUCAS

*5 octobre 2018*



**Ce polycopié du cours d'électronique de l'ESPCI réalisé avec  $\text{\LaTeX}2_{\epsilon}$  est mis à votre disposition sous la licence ouverte conçue par Etalab.**



**LICENCE OUVERTE**

---

**OPEN LICENCE**

**[www.etalab.gouv.fr/wp-content/uploads/2014/05/Licence\\_Ouverte.pdf](http://www.etalab.gouv.fr/wp-content/uploads/2014/05/Licence_Ouverte.pdf)**

**[www.etalab.gouv.fr/wp-content/uploads/2014/05/Open\\_Licence.pdf](http://www.etalab.gouv.fr/wp-content/uploads/2014/05/Open_Licence.pdf)**

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Généralités</b>	<b>6</b>
1.1	Symboles	6
1.2	Relations de définition	6
1.2.1	Taux de réjection de mode commun :	7
1.2.2	Alimentation et saturation	7
<b>2</b>	<b>Mise en œuvre et modèles simples</b>	<b>8</b>
2.1	Premier modèle de l'Amplificateur Opérationnel en mode linéaire.	9
2.2	Approximation de l'amplificateur idéal en mode linéaire.	10
2.3	Approximation de l'amplificateur idéal en mode comparateur.	11
<b>3</b>	<b>Montages élémentaires</b>	<b>11</b>
<b>4</b>	<b>Amplificateur opérationnel réel.</b>	<b>14</b>
4.1	Architecture	14
4.1.1	Variation du gain différentiel avec la fréquence (frequency roll-off)	14
4.1.2	Limitation en fréquence du gain en boucle fermée, produit gain-bande.	15
4.1.3	Limitation de la vitesse de balayage en sortie, slew-rate.	16
4.1.4	Polarisation	17
4.2	Modèle de l'amplificateur opérationnel réel	17
4.3	Autres caractéristiques importantes des amplificateurs opérationnels.	18
4.3.1	Limitation du courant de sortie :	18
4.3.2	Compensation de la tension de décalage.	18
4.3.3	Bruit en $\sqrt{H_z}$	18
<b>5</b>	<b>Collection</b>	<b>19</b>



# 1 Généralités

Les Amplificateurs OPérationnels, AOP (acronyme Français), OP Amps dénomination anglo-saxonne (la plus répandue dans le monde), ou encore ALI (Amplificateurs Linéaires Intégrés) dénomination de l'éducation nationale Française, doivent leur nom d'AOP au fait qu'ils étaient utilisés dans les années 1950 pour effectuer des calculs, typiquement des résolutions d'équations différentielles ordinaires. Ce sont comme leur nom "éducation nationale" le laisse entendre des amplificateurs intégrés. Il n'est en effet pas possible de réaliser soi même un AOP avec des transistors. En effet ils mettent en œuvre une paire de transistors en entrée qui doit être symétrique. Il est impossible d'obtenir le niveau de symétrie suffisant avec des composants discrets. On les utilise en général en mode linéaire (sinon on n'est plus en mode amplificateur), d'où l'acronyme d'ALI.

## 1.1 Symboles

Il existe comme souvent deux jeux de symboles pour les AOP. Les symboles Européens (Hors United Kingdom ) et Américains (US) comme présenté figure 1

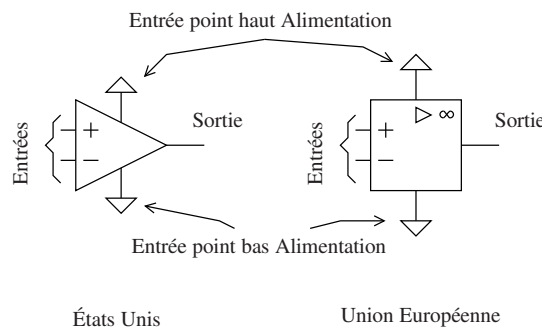


FIGURE 1 – Les différents symboles des amplificateurs opérationnels

Dans ce cours, nous utiliserons le symbole US qui est le plus ancien et le plus répandu dans la littérature technique. Il présente l'avantage de discerner la sortie des entrées même si les symboles  $\oplus$  et  $\ominus$  ne sont pas portés sur le schéma. Il est en général possible de discerner l'entrée + de l'entrée - sachant ce que doit faire le montage.

Les AOP sont un des type de circuits de base de l'électronique basse fréquence. Ils présentent de très bonnes performances et sont très versatiles.

## 1.2 Relations de définition

Un amplificateur opérationnel est dans son mode de fonctionnement "normal", un amplificateur différentiel. C'est-à-dire que sa tension en sortie  $V_s$  vaut, en fonction des tensions  $V^+$  et  $V^-$  telles que présentées figure 2 :

$$V_s = A_{md}(V^+ - V^-) \quad (1)$$

Dans cette équation,  $A_{md}$  est le gain de mode différentiel. Idéalement, il est constant. Ce n'est pas le cas en pratique, il dépend de la fréquence.

On ne sait malheureusement pas réaliser un tel système. La tension de sortie s'exprime plutôt comme suit :

$$V_s = A_{md}(V^+ - V^-) + A_{mc}(V^+ + V^-) \quad (2)$$

**Note :** Pour des raisons de légèreté de notation, dans la suite de ce document, lorsque l'on utilisera  $A$  sans préciser  $A_{md}$  ou  $A_{mc}$ , il faudra comprendre  $A_{md}$ .

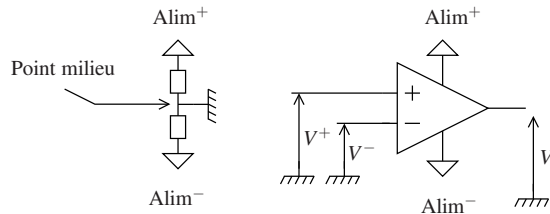


FIGURE 2 – Alimentation symétrique d’un amplificateur opérationnel.

**Remarque IMPORTANTE :** Dans l’équation 2 qui est en fait une équation d’état (l’état de l’AO en mode linéaire est complètement décrit par  $V_s$ ,  $V^+$  et  $V^-$ ),  $V^+$  et  $V^-$  sont référencées par rapport au point milieu de l’alimentation de l’amplificateur opérationnel.

Le point milieu de l’alimentation vaut  $(Alim^+ + Alim^-)/2$ . Cette définition est valable quelle que soit la tension de référence pour  $Alim^+$  et  $Alim^-$ .

On alimente très souvent les amplificateurs opérationnels de telle sorte que  $Alim^+ = -Alim^-$ , c’est-à-dire en alimentation symétrique. **Cela n’a rien d’obligatoire.** C’est commode car la symétrie facilite souvent le conditionnement du signal. En effet, en pratique, les tensions d’entrées doivent être comprises entre la tension haute et la tension basse d’alimentation de l’AOP :

$$\begin{aligned} Alim^- < V^+ < Alim^+ \\ Alim^- < V^- < Alim^+ \end{aligned} \quad (3)$$

### 1.2.1 Taux de réjection de mode commun :

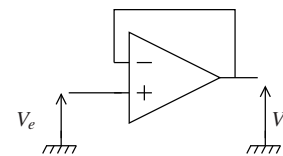
Pour qu’un AOP soit utilisable, on doit avoir  $|A_{md}| \gg |A_{mc}|$ . Le taux de réjection de mode commun  $\left| \frac{A_{md}}{A_{mc}} \right|$  (Common Mode Rejection Ratio) est typiquement au minimum de 70 dB :

$$CMRR = \left| \frac{A_{md}}{A_{mc}} \right| = 70 \text{ dB} = 10^{3.5} \quad (4)$$

Compte tenu de cet ordre de grandeur, il est possible d’ignorer l’effet du gain de mode commun sur la sortie d’un AOP tant que (on considère ici des valeurs statiques (DC))

$$\frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} \ll CMRR \quad (5)$$

**Remarque :** Même avec un CMRR de 100 dB, il n’y a pas tant de marge que cela. Considérons en effet le montage de droite. Ce montage est un suiveur. Nous verrons dans la suite que pour ce montage on a  $V_s \approx V_e$ . En prenant pour fixer les idées  $V^+ - V^- = 1 \text{ mV}$ . La condition 5 donne  $2V_e \ll 100$ . Avec un facteur 10 de marge pour interpréter  $\ll$ , au delà de quelques Volts, il faudra faire attention.



**Remarque :** Comme  $A_{md}$  et  $A_{mc}$  varient avec des dynamiques différentes en fonction de la fréquence, le CMRR varie lui aussi en fonction de la fréquence.

### 1.2.2 Alimentation et saturation

Dans la section 1.1, il apparaît les entrées d’alimentation. L’amplificateur est en effet un circuit actif. Il faut l’alimenter pour assurer son fonctionnement. Par conséquent, son fonctionnement des valeurs des tensions d’alimentation  $ALIM^+$  et

ALIM<sup>-</sup> utilisées. Ce sont en particulier ces valeurs de tension d'alimentation qui limitent l'excursion en sortie de V<sub>s</sub>. Pour que les équations d'état 1 ou 2 soient vérifiées, ils faut que :

$$E_{\text{sat}}^- < V_s < E_{\text{sat}}^+ \quad (6)$$

E<sub>sat</sub><sup>+</sup> et E<sub>sat</sub><sup>-</sup> sont les tensions de saturation haute et basse en sortie, elles vérifient :

$$\text{Amplificateur standard : } \text{ALIM}^- \lesssim E_{\text{sat}}^- < \dots < E_{\text{sat}}^+ \lesssim \text{ALIM}^+ \quad (7)$$

E<sub>sat</sub><sup>+</sup> et E<sub>sat</sub><sup>-</sup> sont proches des valeurs de ALIM<sup>+</sup> et ALIM<sup>-</sup>. Pour certains AOP dit "Rail to Rail" (Le rail ici fait allusion à un rail métallique d'alimentation tel qu'utilisé dans les câblages électriques : un rail d'alimentation positif et un rail d'alimentation négatif), E<sub>sat</sub><sup>+</sup> et E<sub>sat</sub><sup>-</sup> sont égales aux valeurs des tensions d'alimentation :

$$\text{Amplificateur rail à rail : } \begin{cases} E_{\text{sat}}^- = \text{ALIM}^- \\ E_{\text{sat}}^+ = \text{ALIM}^+ \end{cases} \quad (8)$$

**Remarque 1 :** On travaille souvent avec ALIM<sup>-</sup> = -ALIM<sup>+</sup>. Par conséquent les données des constructeurs ne précisent souvent qu'une seule valeur : ΔE<sub>sat</sub> qui est l'écart entre la tension d'alimentation et les tensions de saturation. On a alors : E<sub>sat</sub><sup>+</sup> = ALIM<sup>+</sup> - ΔE<sub>sat</sub> et E<sub>sat</sub><sup>-</sup> = ALIM<sup>-</sup> + ΔE<sub>sat</sub>.

**Remarque 2 :** Dès que |V<sup>+</sup> - V<sup>-</sup>| >  $\frac{|E_{\text{sat}}^\pm|}{|A_{\text{md}}|}$ , l'AOP est saturé. Compte tenu de l'ordre de grandeur de |A<sub>md</sub>|, pour une tension de saturation de 10 V par exemple, dès que |V<sup>+</sup> - V<sup>-</sup>| >  $\frac{10}{10^6} = 10^{-7}$  V, l'amplificateur opérationnel est saturé. Finalement, lorsque l'amplificateur opérationnel n'est pas saturé, on a donc :  $V^+ \approx V^-$ .

**Conséquences :** LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS PRÉSENTENT DEUX MODES DE FONCTIONNEMENT.

1. Le mode linéaire où les équations d'état 1 ou 2 s'appliquent.

Ce mode est caractérisé par :

$$\boxed{\begin{matrix} V^+ \approx V^- \\ E_{\text{sat}}^- < V_s < E_{\text{sat}}^+ \end{matrix}} \quad (9)$$

2. Le mode non linéaire, dit mode comparateur, dans lequel l'amplificateur est en saturation positive ou négative.

Ce mode est caractérisé par :

$$\boxed{\begin{matrix} V^+ \neq V^- \\ \begin{cases} V_s = E_{\text{sat}}^+ & \text{si } V^+ > V^- \\ V_s = E_{\text{sat}}^- & \text{si } V^+ < V^- \end{cases} \end{matrix}} \quad (10)$$

## 2 Mise en œuvre et modèles simples

On n'utilise presque jamais les amplificateurs opérationnels en boucle ouverte. On les utilise au sein d'un système bouclé afin de s'assurer de leur mode de fonctionnement : mode linéaire ou comparateur.



**Règle empirique :**

Un montage à amplificateur opérationnel est en mode linéaire s'il est rebouclé sur l'entrée inverseuse  $\ominus$  de l'amplificateur opérationnel (montage en contre réaction). Il est en mode non linéaire ou comparateur s'il est rebouclé sur l'entrée non inverseuse  $\oplus$  (montage en réaction).

Exemples :

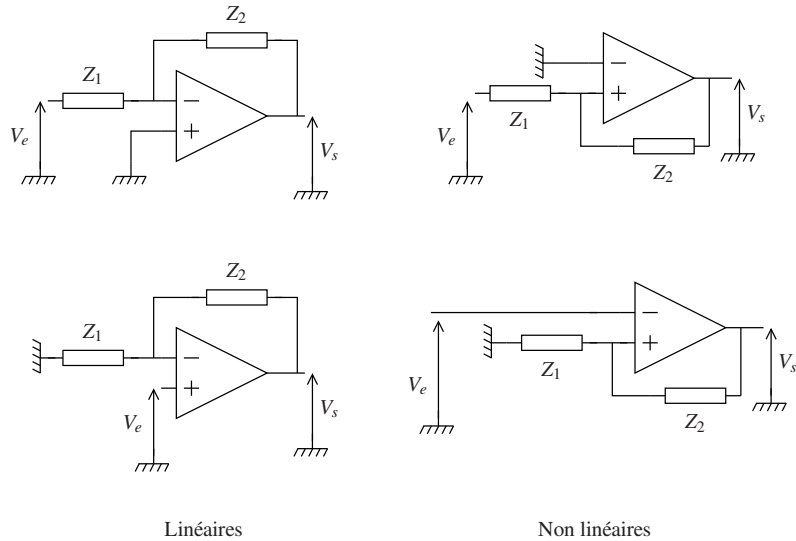


FIGURE 3 – Exemples de montages linéaires ou non linéaires en fonction du bouclage

Dans certains cas, le bouclage peut avoir lieu sur les deux entrées en même temps comme présenté figure 4.

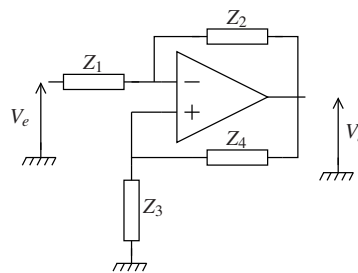
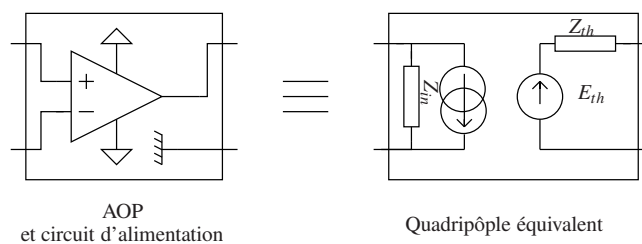


FIGURE 4 – Bouclages simultanés sur les entrées  $\oplus$  et  $\ominus$

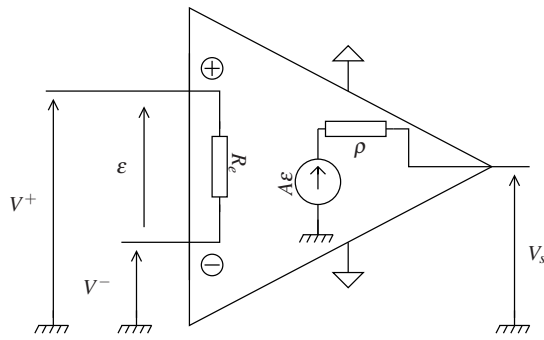
Dans ce cas, on considère l'amplificateur en mode linéaire, ce qui permet de vérifier en calculant  $V_s$  s'il est saturé ou non.

**2.1 Premier modèle de l'Amplificateur Opérationnel en mode linéaire.**

Un amplificateur opérationnel est un quadripôle linéaire. Il peut donc être modélisé en utilisant le modèle de Thévenin/Norton :



Compte-tenu de l'équation d'état 1, on peut se limiter au modèle restreint . On obtient donc comme premier modèle pour l'amplificateur opérationnel en mode linéaire, celui présenté figure 5. Dans cette figure, les ordres de grandeur de chaque paramètre sont indiqués.



$A_{md}$  : Gain de mode différentiel du 1<sup>er</sup> ordre, typiquement 120 dB

$\rho$  : Résistance de sortie, typiquement quelques dizaines d'Ohms

$R_e$  : Résistance d'entrée, Très grande jusqu'à quelques tera Ohms

$$\varepsilon = V^+ - V^-$$

FIGURE 5 – Résumé du premier modèle d'amplificateur.

Si on considère l'équation d'état plus complète 2 qui tient compte du mode commun, on réalise que la tension de référence a aussi une influence en entrée. Il y a en fait trois pôles en entrée :  $V^+$ ,  $V^-$  et la masse. Il est donc possible d'affiner le modèle en faisant apparaître les résistances d'entrée pour le mode commun. Nous affinerons donc ce modèle dans la section 4.2 consacrée au modèle de l'amplificateur réel.

## 2.2 Approximation de l'amplificateur idéal en mode linéaire.

Compte-tenu de l'ordre de grandeur énorme du gain différentiel et de la valeur limitée des tensions de saturation, le mode linéaire de l'amplificateur opérationnel est caractérisé (tant que la fréquence n'est pas trop élevée) par  $V^- \approx V^+$  comme présenté paragraphe 1.2.2 équation 9.

On en déduit un modèle de l'AOP dans lequel  $V^+ = V^-$ .

Considérons le montage suiveur de droite déjà abordé section 1.2.1. Avec ce modèle on a :  $V_e = V^- = V^+ = V_s$ . Soit  $V_e = V_s$ , c'est donc bien un suiveur tant que l'amplificateur est linéaire.

Refaisons le calcul pour le montage suiveur avec le modèle de la section 2.1.

Avec la loi des mailles et la loi d'Ohm, on a :

$$\begin{cases} V_s = A(V_e - V^-) - \rho i \\ i = (V_s - V_e)/R_e \end{cases}$$

Soit finalement :  $V_s(1 + \rho/R_e + A) = V_e(A + \frac{\rho}{R_e})$

On voit que si  $A \gg 1$  et  $A \gg \frac{\rho}{R_e}$  :  $V_s \approx V_e$ , ce qui correspond au modèle précédent.

Ces deux conditions sont réalisées si le modèle de Thévenin de l'AOP en tant que quadripôle est idéal : résistance d'entrée infinie, et résistance de sortie nulle.

Finalement, on en déduit le modèle de l'amplificateur opérationnel idéal défini par :

$$\begin{aligned} R_e &= \infty \\ \rho &= 0 \\ A &= \infty \\ V^+ &= V^- \end{aligned} \tag{11}$$

Modèle de l'AOP idéal en mode linéaire

## 2.3 Approximation de l'amplificateur idéal en mode comparateur.

De la même façon que l'on a défini un AOP idéal en mode linéaire, on peut définir un AOP idéal en mode non linéaire, c'est-à-dire en mode comparateur.

La figure 6 a) présente la réponse réelle d'un AOP en boucle ouverte avec saturation en fonction de  $\varepsilon = V^+ - V^-$ . Il n'y a pas dans la littérature d'équation décrivant cette courbe. Lorsque l'on veut faire des calculs avec l'amplificateur en mode comparateur, sans utiliser de logiciel de simulation, on peut utiliser le modèle moins précis mais cependant réaliste de la figure 6 b). Ce modèle revient en fait à considérer l'amplificateur en mode linéaire entre les seuils de saturation.

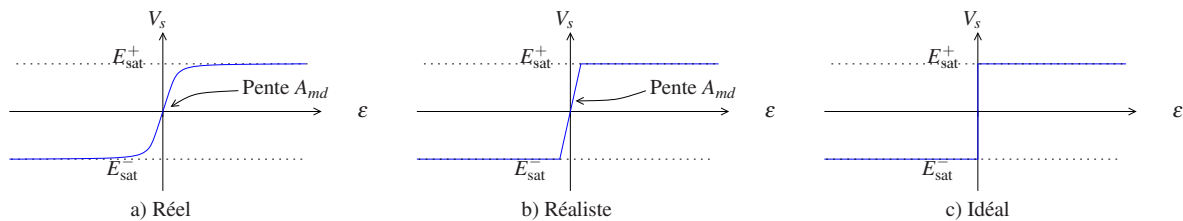


FIGURE 6 – Amplificateurs opérationnels en mode non linéaire

Enfin, à l'image de ce qui se passe pour le mode linéaire, lorsque l'AOP est câblé avec un retour sur l'entrée non inverseuse  $\oplus$ , il se comporte comme présenté figure 6 c). Son gain en boucle fermée augmente. On en déduit un modèle dit modèle de l'AOP idéal en mode comparateur qui est valable lorsque l'AOP est monté en réaction :

$$\begin{aligned}
 R_e &= \infty \\
 \rho &= 0 \\
 A &= \infty \\
 \begin{cases} V_s = E_{\text{sat}}^+ & \text{si } V^+ > V^- \\ V_s = E_{\text{sat}}^- & \text{si } V^+ < V^- \end{cases} & \quad (12)
 \end{aligned}$$

Modèle de l'AOP idéal en mode comparateur

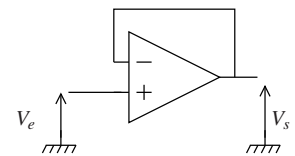
## 3 Montages élémentaires

Dans cette section, nous allons passer en revue quelques uns des montages élémentaires à amplificateurs opérationnels. Ils seront étudiés avec le modèle de l'amplificateur idéal. Le but de cette section n'est pas de présenter tout ce qui est faisable avec des AOP, mais de présenter les méthodes d'étude de montage à AOP.

### 1. Suiveur

Nous avons déjà rencontré ce montage sections 1.2.1 et 2.2. Le bouclage a lieu sur l'entrée  $\ominus$ , l'AOP fonctionne en mode linéaire.

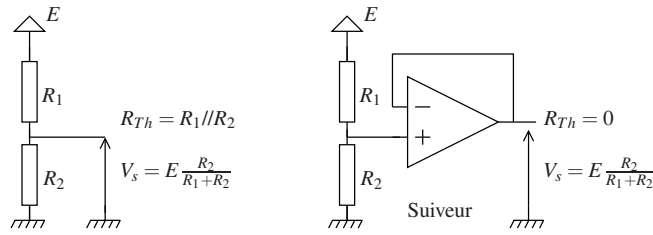
Avec le modèle de l'AO idéal on a directement  $V_s = V_e$  d'où le nom de ce montage. Il est parfois aussi appelé "buffer" ce qui est traduit dans la littérature électronique francophone par tampon.



Un "buffer" est un terme ferroviaire qui désigne le buttoir de fin de voie qui a pour rôle d'absorber l'énergie cinétique du matériel roulant qui vient s'y arrêter. Ce terme de buffer est aussi très utilisé en électronique logique où un buffer est une mémoire tampon, c'est-à-dire une mémoire qui permet "d'absorber" temporairement les données avant qu'elles ne soient traitées.

Ce circuit porte ce nom car s'il ne fait rien sur la tension (l'entrée est égale à la sortie), il permet l'adaptation d'impédance en tension :

Dans l'exemple ci-dessous, le simple pont diviseur, et le pont diviseur équipé d'un AOP monté en suiveur présentent la même tension de sortie à vide. Cependant l'impédance de sortie (impédance du générateur de Thévenin équivalent) du pont diviseur est de  $R_1 // R_2$ , alors que celle du montage à AOP est nulle avec le modèle de l'AOP idéal.



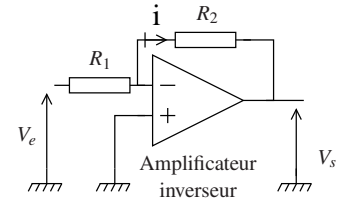
Les résultats précédents sont valables tant que la tension de sortie  $V_s$  est comprise entre  $E_{sat}^+$  et  $E_{sat}^-$ .

## 2. Amplificateur inverseur

C'est avec l'amplificateur direct un des montages les plus simples. Le bouclage a lieu sur l'entrée  $\ominus$ , l'AOP fonctionne en mode linéaire.

Comme  $V^- = 0 = V^+$ , le courant  $i$  est ici encore imposé par  $V_e$  et  $R_1$  :  $i = \frac{V_e}{R_1}$  (aucun courant ne rentre dans l'AOP). On en déduit  $V_s = -R_2 \frac{V_e}{R_1}$ . Finalement :

$V_s$	$=$	$-V_e \frac{R_2}{R_1}$	
$R_e$	$=$	$R_1$	Impédance d'entrée
$R_s$	$=$	$0$	Impédance de sortie

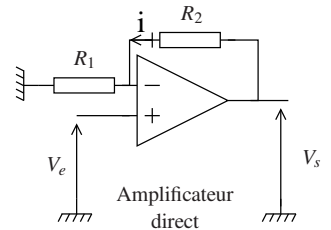


## 3. Amplificateur direct

Ici encore le bouclage a lieu sur l'entrée  $\ominus$ , l'AOP fonctionne en mode linéaire.

Comme  $V_e = V^- = V^+$ , le courant  $i$  est imposé par  $V_e$  et  $R_1$  :  $i = \frac{V_e}{R_1}$  (aucun courant ne rentre dans l'AOP). On en déduit  $V_s = V_e + R_2 \frac{V_e}{R_1}$ . Finalement :

$V_s$	$=$	$V_e (1 + \frac{R_2}{R_1})$	
$R_e$	$=$	$\infty$	Impédance d'entrée
$R_s$	$=$	$0$	Impédance de sortie



## 4. Intégrateur

Le cas de l'intégrateur est intéressant pour deux raisons. D'une part, la fonction intégrateur est très utile en électronique, par exemple pour la mesure de charge, les oscillateurs à relaxation etc. D'autre part, c'est un exemple de traitement différent de la composante continue et de la partie variable d'un signal par un même circuit.

Avec le montage intégrateur ci-contre, le bouclage a lieu sur l'entrée  $\ominus$ , l'AOP fonctionne en mode linéaire.

Comme pour l'amplificateur inverseur on a  $i = -\frac{V_e}{R}$ .

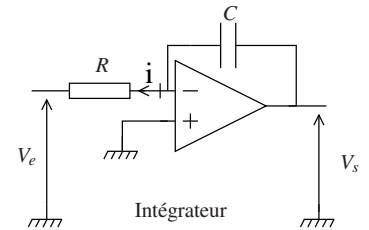
$$\frac{d}{dt} \int dt$$

Avec le condensateur  $Q = CV_s \rightarrow i = C \frac{d}{dt} V_s \rightarrow V_s = \frac{1}{C} \int i dt + cste$

Il vient :

$V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt + cste$
--

Les valeurs des impédances d'entrée et de sortie sont les mêmes que pour l'amplificateur inverseur.



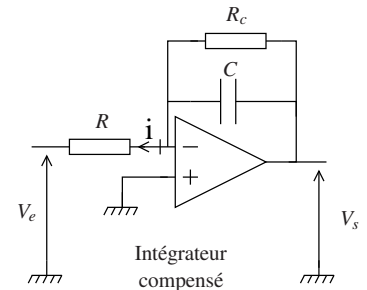
Considérons la réponse de l'intégrateur au signal suivant :  $V_e(t) = v_0 + \cos(\omega t)$  où  $v_0$  est une constante. On aura alors :  $V_s(t) = -\frac{1}{RC} \left( v_0 t + \frac{1}{\omega} \sin(\omega t) \right) + \text{Cste}$ . On voit que l'intégration de la composante continue du signal ( $\lim_{t \rightarrow \infty} -\frac{v_0}{RC} t = \infty$ ), va finir par faire saturer l'amplificateur et que l'on ne sera plus en mode linéaire.

On remédie de façon classique à ce problème en rajoutant une résistance en parallèle avec  $C$  :

On traite alors séparément, grâce au théorème de superposition, la réponse de l'intégrateur à la composante continue, de celle à la composante variable.

Pour le continu, le condensateur se comporte comme un circuit ouvert. La réponse à la composante continue est donc la réponse du circuit sans le condensateur, c'est-à-dire celle de l'amplificateur inverseur soit :  $V_s = -v_0 \frac{R_c}{R}$ .

$R_c$  permet donc de limiter l'effet de la composante continue à une valeur finie. On choisira  $R_c$  afin de limiter cet effet.



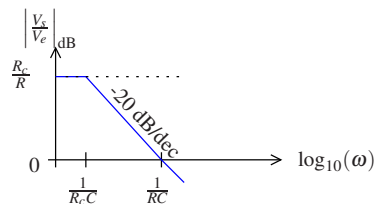
**Quel est l'effet de  $R_c$  sur le fonctionnement de l'intégrateur ?** Recalculons pour cela la réponse du circuit avec  $R_c$ . En remplaçant dans les calculs de l'amplificateur inverseur  $R_2$  par  $R_c // C$ , on obtient :  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{1}{R(jC\omega + \frac{1}{R_c})}$ .

En faisant apparaître le terme  $\frac{R_c}{R}$  qui correspond à la réponse statique du circuit, on obtient  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_c}{R} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_c}$ , où  $\omega_c = \frac{1}{R_c C}$ .

Quant  $\omega \rightarrow 0$  on retrouve le résultat statique :  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_c}{R}$ .

De la même façon, on constate que quand  $\omega \gg \omega_c$ , on obtient  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_c}{R} \frac{1}{j\omega/\omega_c} = -\frac{1}{j\omega RC}$ .

Ces résultats sont résumés par le diagramme de Bode ci-dessous pour  $R_c \gg R$  :



Le lecteur remarquera tout de suite que le diagramme de Bode de l'intégrateur est aussi celui d'un filtre passe bas. Le filtrage actif est en effet un des grands domaines d'application des AOP. On parle de filtrage actif lorsque le circuit comprend des composants qu'il faut alimenter (AOP, transistors, ...) par opposition au filtrage passif qui ne comprend typiquement que des bobines, des condensateurs et des résistances.

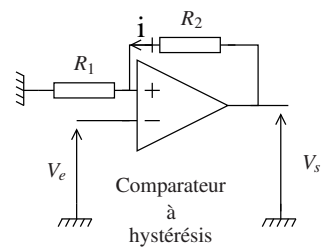
## 5. Comparateur à hystérésis

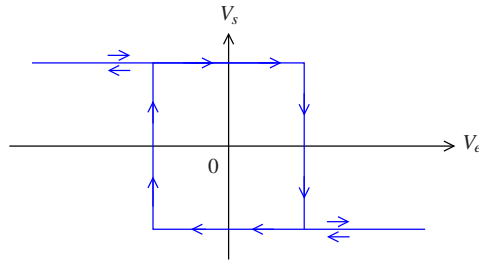
Pour finir voici un exemple de montage où le bouclage a lieu sur la borne  $\oplus$  et où l'AOP fonctionne en mode non linéaire. Il est intéressant car la démarche d'étude du fonctionnement est différente.

Comme on est en mode non linéaire, on a  $V_s = E_{\text{sat}}^{\pm}$ . Pour simplifier les notations, supposons l'AOP rail à rail et alimenté de façon symétrique soit  $V_s = \pm E$ , où  $E$  est la tension d'alimentation.

Ce type de montage s'étudie par hypothèse. Supposons  $V_s = +E$ . On a alors  $V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E$ . Compte-tenu du modèle de l'AOP idéal en mode comparateur (équation 12), alors on a forcément  $V_e = V^- < \frac{R_1}{R_1 + R_2} E$ .

En partant d'une tension d'entrée  $V_e < \frac{R_1}{R_1 + R_2} E$  et en augmentant la tension,  $V_s$  bascule à  $-E$  quand  $V_s = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E$ . Comme on a alors  $V^+ = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} E$ , l'AOP restera dans cet état tant que  $V_e > -\frac{R_1}{R_1 + R_2} E$ . La sortie de l'AOP varie alors en fonction de  $V_e$  selon le cycle d'hystérésis ci dessous :





Il existe de nombreuses variantes de ce type de montage à hystérésis qui permettent de décaler les seuils et/ou d'obtenir le cycle symétrique de celui présenté ci-dessus, CF section 5.

## 4 Amplificateur opérationnel réel.

Dans cette section, nous allons aborder la structure réelle (simplifiée) d'un AOP. Cette dernière va nous permettre de déterminer les différences entre un amplificateur opérationnel réel et le modèle de l'Amplificateur Opérationnel en mode linéaire de la section 2.1. A partir de là nous obtiendrons un modèle plus précis pour l'amplificateur. Ce modèle est dit de l'amplificateur réel car il permet de rendre compte dans la plupart des cas du comportement d'un AOP. N'oublions jamais qu'il ne s'agira de toute façon que d'un modèle, pas de la réalité.

### 4.1 Architecture

Il existe plusieurs façons de réaliser un amplificateur opérationnel. La technique a évolué depuis les premiers AOP à lampes comme le K2-W. L'architecture la plus commune actuelle consiste en trois étages en série. Un étage différentiel, un étage de gain et de décalage et un étage de puissance se suivent. La figure 7, présente le principe de fonctionnement interne typique d'un amplificateur opérationnel.

L'étage différentiel est toujours basé sur une paire de transistors (bipolaires ou à effet de champ) identiques connectés de façon symétrique. Cette paire fonctionne en amplificateur différentiel lorsqu'on la polarise par un courant de référence. Pour fonctionner correctement, la paire de transistors doit être la plus symétrique possible. Le niveau de symétrie nécessaire ne peut être atteint qu'en technologie intégrée.

La structure de l'étage de gain et de décalage varie selon les technologies. Son rôle est de fournir le grand gain (120 dB typique) et de fournir les niveaux électriques adhoc pour que l'étage amplificateur de sortie soit au point milieu de l'alimentation au repos. Le condensateur représenté est un condensateur de compensation qui a pour but de limiter le gain à haute fréquence pour des raisons de stabilité. Il n'est pas toujours présent.

L'étage de sortie est réalisé avec une paire de transistors complémentaires monté en push-pull, c'est-à-dire que l'un conduit quand l'autre ne conduit pas. Cette structure permet d'obtenir de faibles impédances de sortie. L'alimentation haute ou basse est en quelque sorte tour à tour plus ou moins directement connectée à la sortie.

#### 4.1.1 Variation du gain différentiel avec la fréquence (frequency roll-off)

De façon naturelle, un amplificateur opérationnel est un système du 3<sup>ème</sup> ordre ou plus car constitué de trois étages internes montés en cascade. Le gain d'un système physique réel ne peut en effet rester constant en module jusqu'aux fréquences infinies, il est au moins du premier ordre. Le gain de mode différentiel "naturel", c'est-à-dire non compensé est présenté en pointillé figure 8. Compte-tenu de la valeur élevée du gain statique (DC), on peut se retrouver avec un gain supérieur à 1 pour le déphasage de 180° pour le montage de la section 1.2.1. Le montage sera alors instable (CF *Poly Temps Fréquence stabilité* section 2.7). Afin de stabiliser ce type de montage, le gain est compensé en interne à l'aide d'un condensateur pour limiter le gain à un premier ordre jusqu'à la fréquence unitaire au moins comme présenté figure 8. La fréquence unitaire est celle pour laquelle le gain de l'AOP vaut 1 (0 dB).

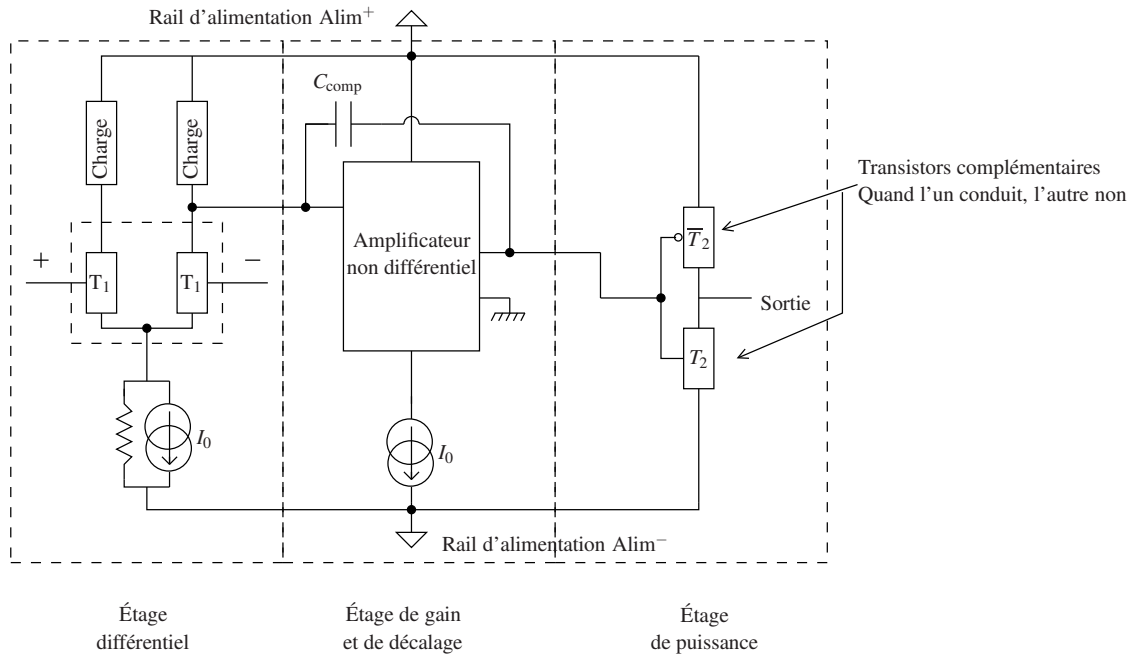


FIGURE 7 – Architecture typique d'un AOP.

La plupart des AOP disponibles sur le marché sont compensés. Les AOP non compensés sont rares et compliqués à stabiliser. Leur utilisation est limitée à des applications spécifiques. En première approximation, nous considérerons donc les AOP comme des systèmes du premier ordre caractérisés par leur fréquence de coupure  $f_0$  et leur gain statique  $A_0$ .

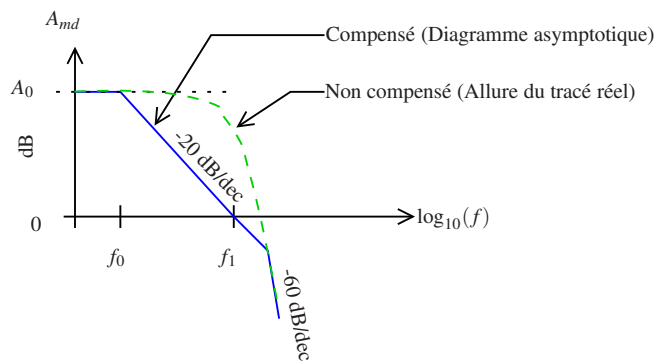


FIGURE 8 – Variation du gain différentiel d'un AOP avec la fréquence.

Les ordres de grandeur typiques pour la fréquence de coupure  $f_0$  et  $A_0$  sont d'une dizaine de Hertz et de 120 dB.

#### 4.1.2 Limitation en fréquence du gain en boucle fermée, produit gain-bande.

Pour fonctionner en mode linéaire, l'amplificateur opérationnel doit être câblé en général avec un retour sur l'entrée inverseuse. Le gain du montage bouclé (gain en boucle fermée) est différent du gain de l'amplificateur seul (gain en boucle ouverte) présenté en 4.1.1. Avec le modèle de l'amplificateur idéal, un AOP monté en amplificateur présente un gain constant  $G_d$ . Ce résultat est valable tant que le modèle de l'AOP parfait s'applique. Dans la boucle, c'est l'AOP qui limite la valeur du gain. De ce fait en basse fréquence, le gain en boucle fermée présentera bien cette valeur, mais en haute fréquence, il est limité par l'AOP comme présenté figure 9.

Les différentes valeurs de gain  $G$  s'alignent sur la droite d'équation (en échelles log et dB)  $G_{dB} = -20 \log_{10}(f) + cste_{dB}$ , soit  $20 \log_{10}(G) = -20 \log_{10}(f) \times (cste)$ . Finalement, pour tout montage de gain  $G$ , de bande passante  $\Delta f$ , on a :

$$Gf_0 = G\Delta f = GB = cste \quad (13)$$

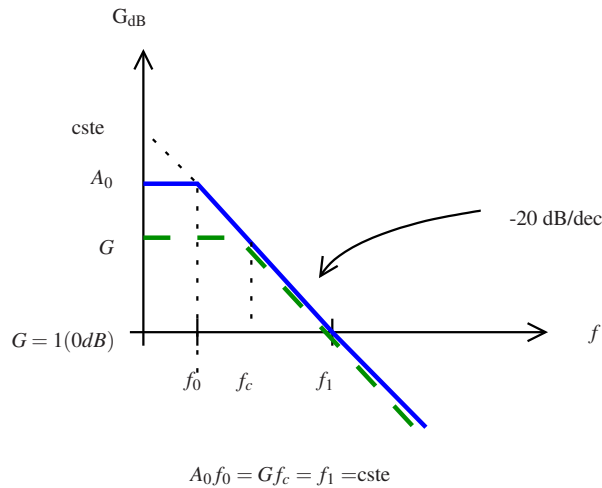


FIGURE 9 – Variation du gain différentiel d'un AOP avec la fréquence.

où la constante GB, est appelée le produit Gain-Bande, et est caractéristique de l'AOP considéré.

**Exemple :** Considérons le montage amplificateur inverseur précédent, avec  $G = -\frac{R_2}{R_1} = -100$ . S'il est réalisé avec un AOP tel que  $f_0 = 10\text{Hz}$  et  $A_0 = 120\text{dB}$ , Il présentera une bande passante de  $\Delta f = \frac{10^6 \times 10}{100} = 100\text{ kHz}$ .

Retenons la propriété suivante pour les AOP :

Le produit Gain-Bande d'un AOP est constant dans toute la bande de fréquence où il se comporte comme un système du premier ordre. Cette constante est une des caractéristiques de l'AOP considéré.

**Remarque :** Si on monte un AOP en filtre passe bas, ou intégrateur avec une bande passante telle que, ce soit la bande passante de L'AOP qui limite le gain, le résultat précédent reste valable. Si au contraire la bande passante du montage n'est pas limitée par l'AOP, alors la limitation en fréquence due à l'AOP ne sera pas mesurable. En pratique l'AOP limite la bande passante d'un montage si le diagramme de Bode obtenu avec le modèle de l'AOP réel ne "tient" pas en dessous du diagramme de Bode du gain différentiel de l'AOP en boucle ouverte.

#### 4.1.3 Limitation de la vitesse de balayage en sortie, slew-rate.

La vitesse de balayage en sortie d'un amplificateur opérationnel est limitée. Cette limitation se traduit par une limitation de la vitesse d'évolution du signal en sortie de l'AO qui s'exprime en Volts par unité de temps. Elle correspond à un comportement non linéaire de l'AOP sans qu'il soit saturé. Elle est due au courant maximal de sortie que peut fournir l'étage différentiel qui est de  $I_0$ . Cette valeur dépend de la conception et de la polarisation (alimentation) de l'AOP. La limitation en courant de sortie de l'étage différentiel a pour conséquence la charge à courant constant de la capacité de compensation ou des capacités parasites d'entrée de l'étage amplificateur ( $V = \frac{1}{C} I_0 t$ ).

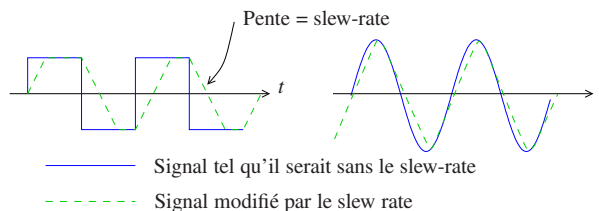


FIGURE 10 – Limitation de la vitesse de balayage en sortie.

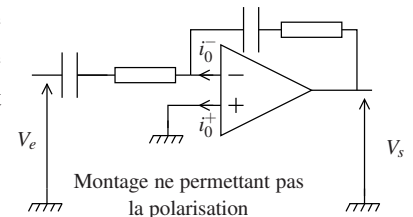


#### 4.1.4 Polarisation

La polarisation de l'AOP est réalisée par la source de courant  $I_0$  (CF figure 7). Ce courant se répartit entre les transistors  $T$  de la paire différentielle. Le courant traversant la branche principale de chacun des transistors se traduit par des courants plus petits  $i_0^+$  et  $i_0^-$  dans chacune des branches connectées aux entrées inverseuses et non inverseuses. Ces courants sont plus importants avec des transistors bipolaires, qui sont des amplificateurs de courant, qu'avec des transistors à effet de champ JFET ou MOSFET, où ils correspondent à des courants de fuite.

Ils sont **nécessaires** dans tous les cas pour assurer la polarisation de la paire différentielle. Ces courants sont statiques (DC) car ils sont liés au courant de polarisation  $I_0$ . Le câblage d'un AOP doit leur prévoir un chemin. On ne peut par exemple pas câbler un AOP comme présenté dans le schéma de droite où les condensateurs empêchent la circulation de  $i_0^-$ .

Ils sont sortants ou entrants en fonction du type de transistor utilisé pour la paire différentielle. Si la paire est parfaitement symétrique, ils sont égaux.

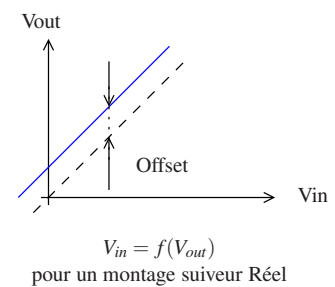


Ces courants se superposent aux signaux que l'on applique aux entrées de l'AOP. Leurs effets éventuels s'additionnent à la réponse de l'AOP, aux signaux d'entrée en vertu du théorème de superposition.

##### Défauts de symétrie :

La paire différentielle d'entrée doit être la plus symétrique possible. On n'y arrive malheureusement jamais. Cela se traduit par une tension de sortie non nulle même lorsque  $V^+ = V^-$ . On mesure typiquement cet offset en montant l'AOP en suiveur (C-F figure de droite).

Cet offset traduit une différence entre les courants  $i_0^+$  et  $i_0^-$  à l'équilibre (quand  $V^+ = V^-$ ). Comme cette différence de courant correspond à un offset de tension en sortie, il est plus simple de la modéliser par une tension de décalage (d'offset) à l'entrée, égale à l'offset (décalage) en sortie divisé par le gain différentiel, avec  $i_0^+ = i_0^-$ . Attention la tension de décalage ne modélise que la différence entre les courants  $i_0^+$  et  $i_0^-$  à l'équilibre. Cependant, lorsque l'AOP fonctionne en mode linéaire, on a  $V^+ \approx V^-$ , ce qui correspond à  $i_0^+ \approx i_0^-$ .



##### Défaut de la référence de courant de polarisation :

Le générateur qui polarise la paire différentielle n'est bien sûr pas idéal comme présenté figure 7. C'est la résistance interne de cette source de courant qui est à l'origine du gain de mode commun. En effet lorsque  $V^+$  et  $V^-$  varient en même temps dans le même sens, cela se traduit par une variation de tension sur la borne supérieure de la référence de courant de polarisation. À cause de l'impédance interne de la référence de courant, cette variation de tension fait varier le courant dans la paire différentielle ce qui est à l'origine du gain de mode commun.

## 4.2 Modèle de l'amplificateur opérationnel réel

Avec les considérations précédentes, on est en mesure d'affiner le modèle d'AOP de la section 2.1. On étudie séparément en utilisant le théorème de superposition, la contribution des signaux continus, de celle des signaux variables. On aboutit donc aux deux modèles de la figure 11 qui résument les considérations des paragraphes précédents.

On utilisera toujours en première intention, le modèle de l'AO parfait.

Si les courants de polarisation ou la tension de décalage doivent être pris en compte, on utilisera le modèle statique pour déterminer leurs effets. Le modèle statique est basé sur celui de l'AOP idéal car en basse fréquence, la diminution du gain de l'AO avec la fréquence n'a pas encore eu lieu, et le modèle de l'AOP idéal est très précis.

Pour les signaux plus haute fréquence, on utilisera le modèle dynamique dont on superposera éventuellement les résultats à ceux obtenus avec le modèle statique.

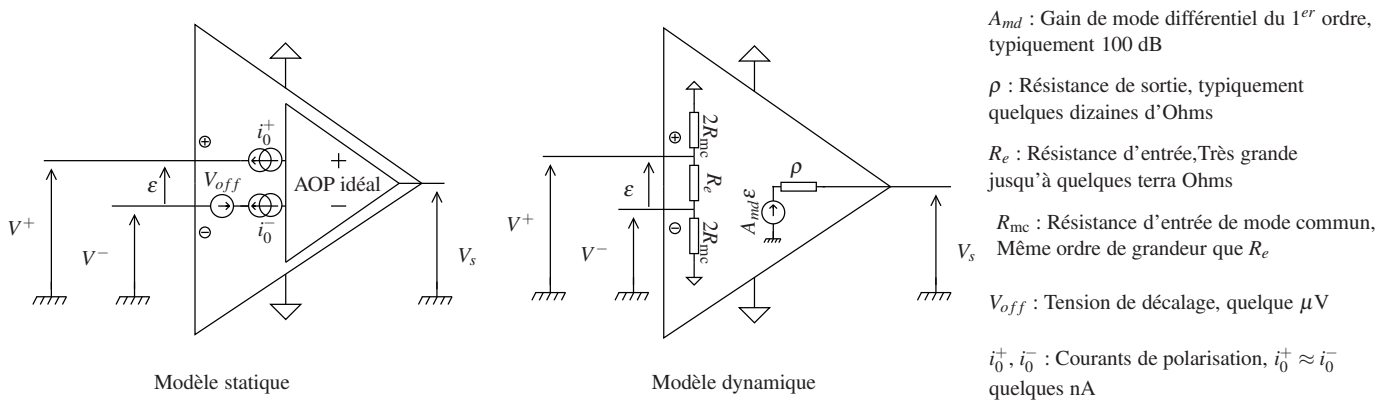


FIGURE 11 – Modèle AO Réel

Vous remarquerez les résistances d'entrée de mode commun qui permettent de définir le courant d'entrée lorsque  $V^+ = V^-$ . Notez que le mode commun "voit"  $2R_{mc}/2R_{mc} = R_{mc}$  et que les deux résistances  $2R_{mc}$  ne modifient pas le courant d'entrée de mode différentiel qui, par définition, rentre par  $V^+$  et sort par  $V^-$  ou vice versa.

### 4.3 Autres caractéristiques importantes des amplificateurs opérationnels.

#### 4.3.1 Limitation du courant de sortie :

Les AOP incluent une protection contre les courts circuits, c'est-à-dire contre la connexion directe de la sortie sur la masse par exemple. Une telle connexion induirait un fort courant qui pourrait détruire les transistors de push-pull de sortie.

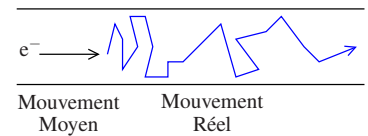
Les AOP intègrent un circuit de limitation du courant de sortie ce qui implique une valeur de saturation en courant.

#### 4.3.2 Compensation de la tension de décalage.

La tension de décalage ne gêne pas dans certains montages mais peut être très gênante dans d'autres. Pour ce type de montages les fabricants prévoient sur certains modèles d'AOPs des entrées de compensation de la tension de décalage. Ces entrées permettent au prix d'un réglage extérieur, souvent par l'intermédiaire d'un potentiomètre, de rééquilibrer la paire différentielle d'entrée. Ce réglage est malheureusement propre à chaque AOP fabriqué et ne peut être réalisé "de série".

#### 4.3.3 Bruit en $\sqrt{Hz}$

Tout système électronique comprenant des éléments résistifs est "bruyant" principalement à cause du bruit thermique. Les mouvements Browniens au sein des conducteurs (les conducteurs sont aussi des résistances), créent une variation aléatoire de valeur moyenne nulle, du courant qui circule.



La tension de bruit  $V$  associée est une variable aléatoire caractérisée par sa variance :  $\langle (V - V_m)^2 \rangle = 4k_B T R \Delta f$ .

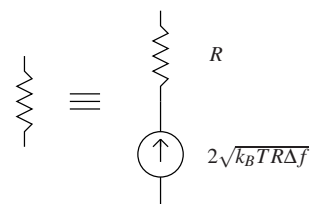
$k_B \approx 1,38 \cdot 10^{23} \text{ m}^2 \text{ kgs}^{-2} \text{ K}^{-1}$  est la constante de Boltzman ,

$T$  est la température en Kelvin du conducteur,

$R$  est la résistance du conducteur considéré,

$\Delta f$  est la bande de fréquence sur laquelle la mesure est réalisée.

Ce bruit est à valeur moyenne nulle, soit  $V_m = 0$ . C'est un bruit "blanc" de densité spectrale de puissance (DSP) constante. Il est vu comme un générateur de tension de bruit, et toute résistance peut être modélisée du point de vue du bruit comme sur le schéma de droite.



**Exemple :**

Une résistance de 10 k $\Omega$  à 25°C est à l'origine d'un bruit thermique de  $\bar{V} = \frac{12nV}{\sqrt{Hz}}$ .

Les amplificateurs opérationnels sont très souvent utilisés en instrumentation pour amplifier et/ou filtrer de très petits signaux. Leur caractéristique de bruit est donc un paramètre important. Elle est donnée en générale sous la forme d'une valeur moyenne de tension de bruit en  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$ .

**Remarque :** Plus un système est large bande, plus il y a de bruit. Ceci est à la base de l'utilisation de la détection synchrone et des télécommunications.

## 5 Collection

Cette section n'est certainement pas complète. Elle n'est même pas commencée. À terme elle présentera une collection de montage à AOP pour les applications les plus diverses.

En attendant voici quelques liens qui comportent de nombreux montages :

1. Site en français comprenant une liste assez exhaustive, ainsi que des liens généraux.

[http://electronique.aop.free.fr/liste\\_aop.html](http://electronique.aop.free.fr/liste_aop.html)

Page visitée le 10 Septembre 2018

2. Document en anglais comprenant un cours et une liste de montages en alimentation symétrique.

<http://www.ti.com/lit/an/sboa092b/sboa092b.pdf>

Page visitée le 10 Septembre 2018

3. Document en anglais comprenant un cours et une liste de montages en mono alimentation, ce qui est souvent utile, typiquement pour les montages alimentés par piles.

<http://www.ti.com/lit/an/sloa030a/sloa030a.pdf>

Page visitée le 10 Septembre 2018

Ces pages comprennent aussi des liens vers des informations complémentaires, sur les AOP.