

LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

I.1 GENERALITES

Un amplificateur opérationnel (AO) dit aussi circuit intégré linéaire est constitué d'un ensemble de composants électroniques actifs et passifs connectés les uns aux autres dans un même boîtier. Il est appelé ainsi amplificateur opérationnel car ces premières applications ont été la réalisation des opérations mathématiques (addition, soustraction, multiplication, division, intégration et dérivation) pour le calcul analogique.

Initialement ces amplificateurs étaient réalisés à l'aide de tubes, ils étaient donc volumineux et présentaient des dérives difficiles à compenser.

Les progrès technologiques, ont permis de le réaliser à l'aide de transistors, puis de circuits intégrés ; ce qui fait que l'on peut le considérer comme un composant, en fait, il s'agit d'une des fonctions les plus importantes de l'électronique analogique.

Sa simplicité d'emploi fait qu'on l'utilise de plus en plus, même :

- à des puissances importantes : amplificateurs opérationnels de puissance.
- à des fréquences élevées : amplificateurs opérationnels rapides.

I.2 DESCRIPTION

L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré monolithique, enfermé sur un boîtier de 8 à 14 broches. Il présente les bornes suivantes (cas du 741 et du TL081) :

- deux bornes d'entrées : non inverseuse e^+ (B_3) et inverseuse e^- (B_2).
- une borne de sortie S (B_6).
- deux bornes pour l'alimentation : positive V_{CC} (B_7) et négative V_{EE} (B_4).
- les bornes 1 et 5 peuvent servir à la connexion des résistances et des capacités (pour le réglage d'offset et la correction en fréquence).
- la borne 8 est non utilisée.

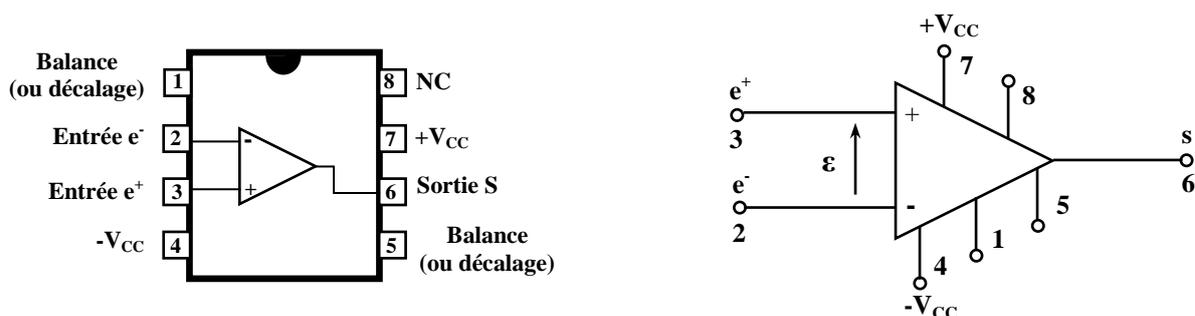


Figure I.1 : Boîtier standard d'un AO (741, TL081)

La représentation normalisée d'un amplificateur opérationnel et celle indiquée par la figure I.2.a.

– le " triangle " signifie qu'il s'agit d'un composant unidirectionnel.

– la tension d'entrée différentielle est : $\varepsilon = e^+ - e^-$

– les bornes d'alimentations ne sont en général pas représentées sur les schémas.

L'alimentation d'un AO (fig.I.2.b) est assurée par deux sources de tension continues en V_{CC} (B_7) et V_{EE} (B_4), en général identiques ($V_{EE} = -V_{CC}$, ce n'est pas obligatoire) mais doivent rester dans des limites imposées (par exemple de 2,5 V à 18 V pour un 741 ou un TL 081).

Le point commun des alimentations (masse) n'est pas connecté au circuit intégré, mais constitue la référence des potentiels du montage.

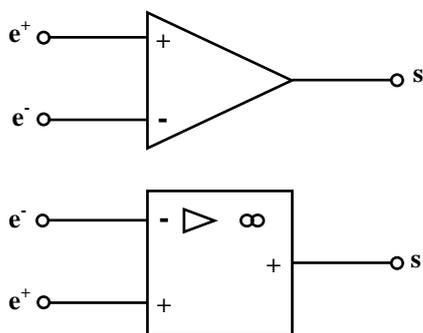


Figure I.2a : Symboles d'un AO

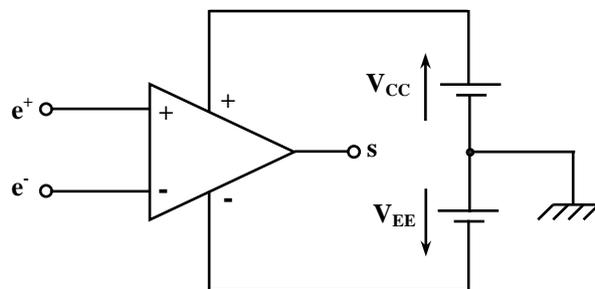


Figure I.2b : Alimentation d'un AO

I.3 CONSTITUTION

On admet qu'un circuit intégré linéaire est constitué par la mise en cascade de trois étages a liaison directe.

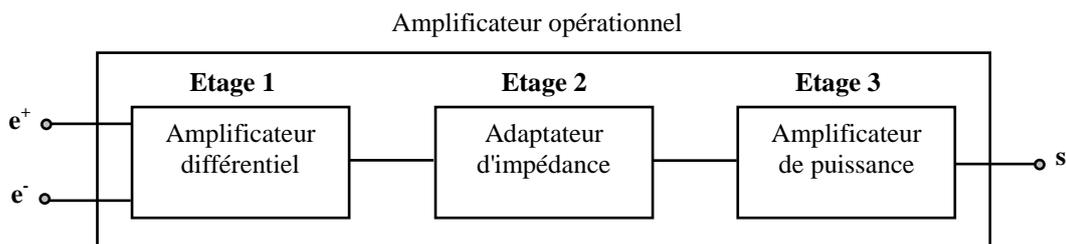


Figure I.3 : Constitution d'un AO

- L'étage d'entrée est un amplificateur de différence caractérisé par une grande amplification différentielle et une très grande impédance d'entrée.
- L'étage intermédiaire fonctionne en amplificateur de tension a émetteur commun pour augmenter le gain en tension.
- L'étage de sortie est un amplificateur de puissance a collecteur commun qui possède une faible impédance de sortie.

I.3.1 Amplificateur différentiel

Comme son nom l'indique l'amplificateur de différence permet d'amplifier la différence des deux tensions d'entrée, continues ou variables. C'est le premier étage d'un amplificateur opérationnel, son étude permet alors de dégager les performances d'un tel circuit intègre linéaire.

I.3.1.1 Montage a transistor

- Les deux transistors T_1 et T_2 sont supposés rigoureusement identique, ils appartiennent alors à un même circuit intégré et non plus isolés.
- Les deux résistances R_{C1} et R_{C2} sont égales $R_{C1} = R_{C2} = R_C$.
- La source de tension continue $+V_{CC}$, assure la polarisation en inverse des jonctions base-collecteur des transistors.
- Le générateur de courant continu représenté par son modèle équivalent de Norton, assure la polarisation en direct des jonctions base-émetteur.

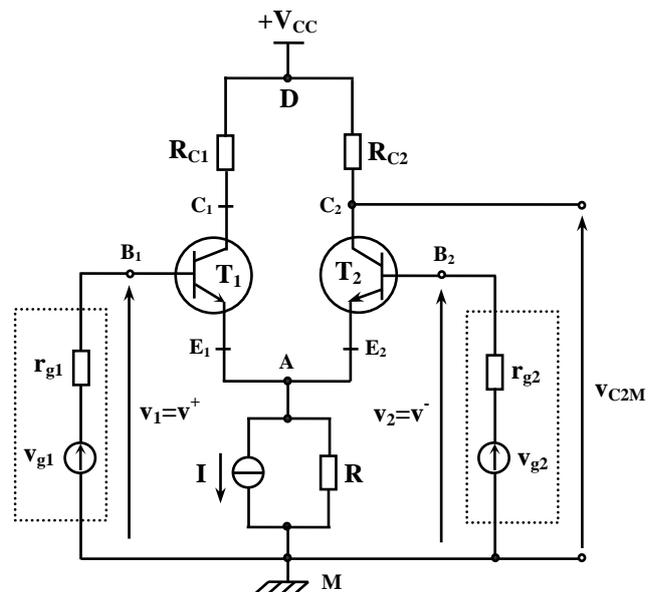


Figure I.4 : Amplificateur différentiel

I.3.1.1.1 Etude en continu

- Les grandeurs de repos sont calculées en supposant que $v_1 = v_2 = 0$.
- Le montage étant parfaitement symétrique, on à alors :

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B ; I_{C1} = I_{C2} = I_C ; I_{E1} = I_{E2} = I_E \text{ et comme } I_B \ll I_C \text{ alors } I_E = I_C.$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE} ; V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CE} \text{ et comme } v_1 = v_2 = 0 \text{ alors } V_{AM} = -V_{BE}.$$

- Les valeurs des éléments du montage sont choisies afin que la polarisation permette un fonctionnement en amplificateur, il n'y a ni blocage ni saturation. Au nœud A on à :

$$\begin{cases} I_{E1} + I_{E2} = 2I_E \approx 2I_C \\ 2I_C = I + \frac{V_{AM}}{R} = I - \frac{V_{BE}}{R} \end{cases} \Rightarrow I_C = \left(\frac{1}{2}\right)\left(I - \frac{V_{BE}}{R}\right)$$

$$\begin{cases} V_{C2M} = V_{CC} - R_C I_C \\ I_C = \left(\frac{1}{2}\right)\left(I - \frac{V_{BE}}{R}\right) \end{cases} \Rightarrow V_{C2M} = V_{CC} - \left(\frac{R_C}{2}\right)\left(I - \frac{V_{BE}}{R}\right)$$

La tension V_{C2M} est une composante continue différente de zéro, bien que v_1 et v_2 sont nulles. En présence des tensions alternatives v_1 et v_2 , la sortie prise entre C_2 et M , ne sera pas purement alternative ; elle comportera la composante continue V_{C2M} .

I.3.1.1.2 Etude en alternatifs faibles signaux

a) Schéma équivalent

- On suppose que les transistors fonctionnent en régime linéaire.
- Les deux transistors sont remplacés par leurs schémas équivalents simplifiés, de même paramètres dynamiques : $r_1 = r_2 = r$ et $\beta_1 = \beta_2 = \beta$.
- La source de tension continue V_{CC} est remplacée par un court-circuit, la source de courant I par un circuit ouvert.
- Les résistances internes r_{g1} et r_{g2} des générateurs de tensions alternatives v_1 et v_2 , peuvent être négligées ou incluses dans r_1 et r_2 .

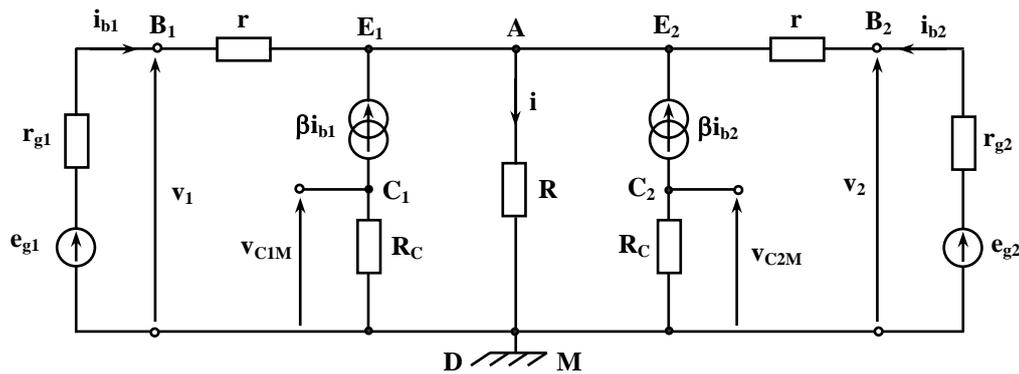


Figure I.5 : Schéma équivalent en alternatif

b) Calcul des gains

$v_d = v_1 - v_2$: Tension différentielle.

$v_c = \frac{v_1 + v_2}{2}$: Tension de mode commun.

$$\begin{cases} v_1 = r i_{b1} + R i \\ v_2 = r i_{b2} + R i \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_1 - v_2 = r(i_{b1} - i_{b2}) \Rightarrow i_{b1} - i_{b2} = \frac{v_d}{r} \quad (*) \\ v_1 + v_2 = r(i_{b1} + i_{b2}) + 2Ri \end{cases}$$

Au nœud A on a : $i = (1 + \beta)(i_{b1} + i_{b2})$

$$v_1 + v_2 = r(i_{b1} + i_{b2}) + 2R(1 + \beta)(i_{b1} + i_{b2}) \Rightarrow i_{b1} + i_{b2} = \frac{2v_c}{r + 2R(1 + \beta)} \quad (**)$$

$$(1) + (2) \Rightarrow i_{b1} = \frac{v_d}{2r} + \frac{v_c}{r + 2R(1 + \beta)} \quad \text{et} \quad (2) - (1) \Rightarrow i_{b2} = -\frac{v_d}{2r} + \frac{v_c}{r + 2R(1 + \beta)}$$

- Utilisation à référence commune :

$$v_{C2M} = -\beta R_c i_{b2} = \beta \frac{R_c}{2r} v_d - \beta \frac{R_c}{r + 2R(1 + \beta)} v_c = A_d v_d + A_c v_c$$

$$v_{C1M} = -\beta R_c i_{b1} = -\beta \frac{R_c}{2r} v_d - \beta \frac{R_c}{r + 2R(1 + \beta)} v_c = -A_d v_d + A_c v_c$$

$A_d = \beta \frac{R_c}{2r}$: C'est l'amplification différentielle en tension, elle traduit le fait que la différence des tensions d'entrées ($v_d = v_1 - v_2$) est amplifiée.

$A_c = -\beta \frac{R_c}{r + 2R(1 + \beta)}$: C'est l'amplification en tension de mode commun, lorsqu'on a $v_1 = v_2$,

c'est à dire si $v_c = v_1 = v_2$, ce qui donne $v_{C2M} = A_c v_c = A_c v_1 = A_c v_2$.

- Utilisation en sortie différentielle ou flottante :

$$v_{C1C2} = v_{C2M} - v_{C1M} = A_d v_d + A_c v_c - (-A_d v_d + A_c v_c) = 2A_d v_d$$

$v_{C2C1} = 2A_d v_d = \beta \frac{R_c}{r}$: En sortie flottante, l'amplificateur de différence est parfait.

- Un amplificateur différentiel idéal, amplifierait uniquement la différence des tensions d'entrées. Le terme $A_c v_c$ traduit donc une imperfection de l'amplificateur de différence réel par rapport au cas parfait. Cette imperfection est caractérisée par une grandeur exprimée en décibels est appelée Taux de Rejection du Mode Commun (TRMC) ou common Mode Rejection Ratio (CMRR).

$$TRMC_{dB} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = 20 \log \left\{ \frac{1}{2} + (1 + \beta) \left(\frac{R}{r} \right) \right\}$$

- Si on veut que v_{C2M} soit proportionnelle à v_d , il faut que le rapport (A_d/A_c) soit plus grand que possible, c'est-à-dire $R \gg r$, donc un générateur de courant parfait.

Si $v_2 = 0$ on a $v_{C2M} = 2A_d v_1 > 0$, v_{C2C1} est alors en phase avec v_1 d'où v_1 est appelée entrée non inverseuse est noté (v^+).

Si $v_1 = 0$ on a $v_{C2C1} = -2A_d v_2 < 0$, v_{C2C1} est alors en opposition de phase avec v_2 d'où v_2 est appelée entrée inverseuse et notée (v^-).

c) Impédances d'entrées

c.1) Impédances d'entrées de mode commun

- Cherchons les impédances présentées par l'amplificateur entre chaque entrée et la masse.

$$i = i_{b1} + \beta i_{b1} = (1 + \beta)i_{b1} \text{ car } i_{b2} = 0 \text{ puisque } v_2 = 0$$

$$v_1 = r i_{b1} + R i = [r + R(1 + \beta)]i_{b1} \Rightarrow Z_{ec}^+ = \left(\frac{v_1}{i_{b1}} \right)_{v_2=0} = r + R(1 + \beta)$$

$$i = i_{b2} + \beta i_{b2} = (1 + \beta)i_{b2} \text{ car } i_{b1} = 0 \text{ puisque } v_1 = 0$$

$$v_2 = r i_{b2} + R i = [r + R(1 + \beta)]i_{b2} \Rightarrow Z_{ec}^- = Z_{ec}^+ = \left(\frac{v_2}{i_{b2}} \right)_{v_1=0} = r + R(1 + \beta)$$

• On peut calculer Z_{ec} , si les entrées sont reliées entre eux et la masse $v_1 = v_2 = v_c$ (fig.I.6.c).

$$Z_{ec} = \frac{v_c}{i_{b1} + i_{b2}} \text{ or } i_{b1} + i_{b2} = \frac{2v_c}{r + 2R(1 + \beta)} \Rightarrow Z_{ec} = \frac{r}{2} + R(1 + \beta) \approx \beta R \text{ car } \beta \gg 1 \text{ et } R \gg r$$

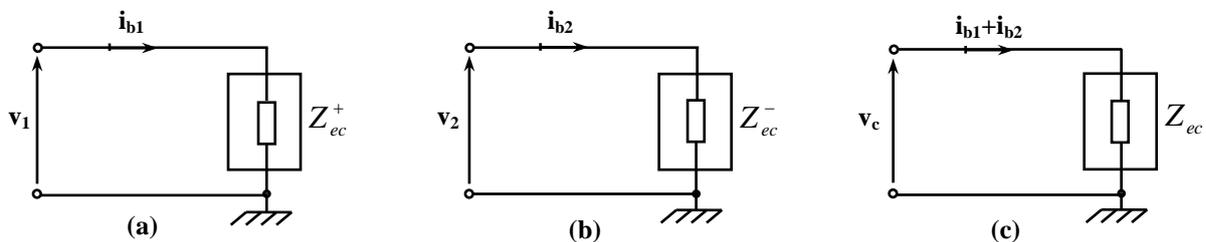


Figure I.6 : Impédance de mode commun

c.2) Impédance d'entrée différentielle

• Cherchons l'impédance présentée par l'amplificateur entre ces deux bornes d'entrées v_1 et v_2 .

$$i_{ed} = i_{b1} = -i_{b2} \text{ et } v_d = r(i_{b1} - i_{b2}) = 2r i_{ed}$$

$$Z_{ed} = \frac{v_d}{i_{ed}} = 2r$$

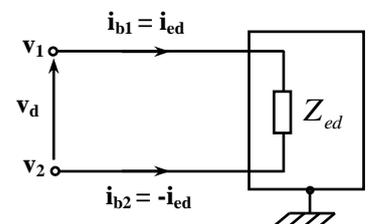


Figure I.7 : Impédance différentielle

I.4 DEFANTS D'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

L'observation d'un AO réel conduit à différentes imperfections qui se regroupent suivant deux catégories : celles qui apparaissent au repos (pas de variations) sont des imperfections statiques (DC electrical characteristics) et celles qui apparaissent pour des signaux variables sont des imperfections dynamiques (AC electrical characteristics).

I.4.1 Les imperfections statiques (Défauts en continu)

A l'intérieur d'un circuit intégré linéaire il y a toujours une dissymétrie inévitable. Les caractéristiques des transistors ne sont pas parfaitement identiques, les résistances ne sont jamais rigoureusement appariées.

Ces dissymétries d'éléments se traduisent par une tension de sortie non nulle même si les entrées sont à la masse : on dit qu'il y a décalage de l'amplificateur différentiel.

Pour conserver les idées claires, on ne tient compte que d'un seul défaut à la fois.

I.4.1.1 Décalage en tension

En pratique, lorsqu'on relie les deux bornes d'entrées à la masse ($v^+ = v^- = 0$), il apparaît à la sortie une tension différente de zéro. On cherche la tension différentielle e_d qu'on doit appliquer à l'entrée et qui permet d'annuler cette tension de sortie : c'est la tension de décalage d'entrée ou tension d'offset (offset input voltage). La tension de décalage est définie comme la tension qui serait appliquée sur l'entrée non inverseuse d'un AO ne présentant pas ce défaut.

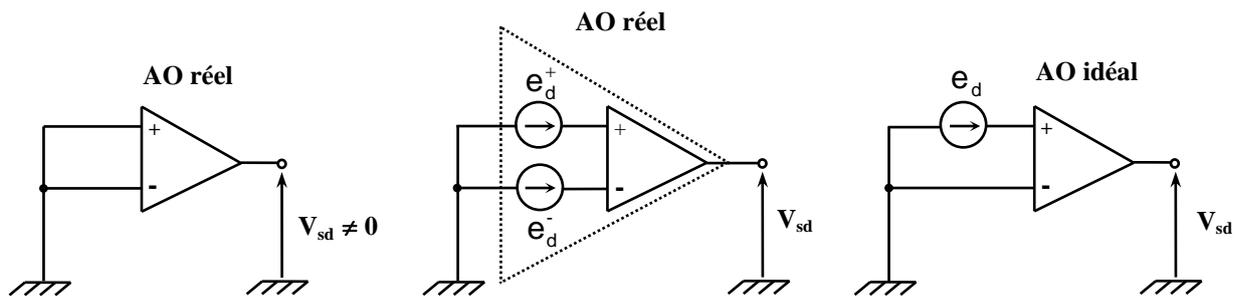


Figure I.8 : Tension de décalage

$v_{sd} = A_0(e_d^+ - e_d^-) = A_0 e_d$: c'est la tension de décalage à la sortie.

$e_d = e_d^+ - e_d^-$: c'est la tension de décalage à l'entrée ou tension d'offset.

I.4.1.2 Décalage en courant

Si on relie les deux bornes d'entrées d'un AO à la masse à travers deux résistances R_1 et R_2 , une tension de sortie continue apparaît et une chute de tension aux bornes des résistances est constatée.

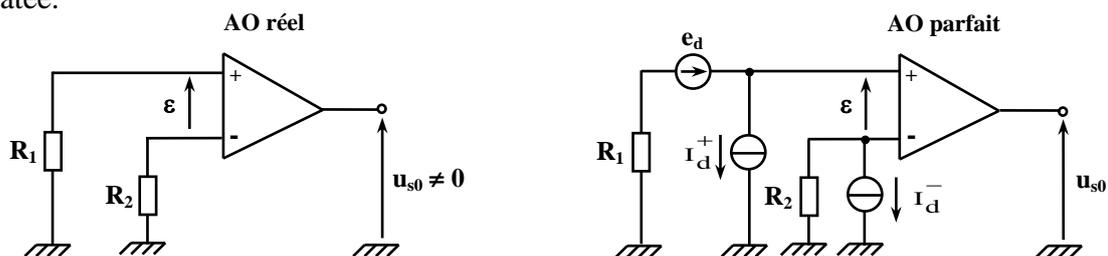


Figure I.9 : Courants de décalage

I.4.1.2.1 Courant de polarisation (Input Bias Current)

Les entrées exigent un certain courant pour être correctement polarisées ce qui fait que les courants d'entrées ne sont pas nuls.

Si on note I_d^+ et I_d^- ces courants, le courant de polarisation I_p s'exprime par : $I_p = \frac{I_d^+ - I_d^-}{2}$

I.4.1.2.2 Courant de décalage (Input Offset Current)

Les courants I_d^+ et I_d^- ne sont pas égaux ; le courant de décalage correspond à l'écart maximum entre ces deux courants : $I_d = I_d^+ - I_d^-$.

- $I_d = I_d^+ - I_d^-$ et $2I_p = I_d^+ + I_d^-$ d'où $I_d^+ = I_p + \frac{I_d}{2}$ et $I_d^- = I_p - \frac{I_d}{2}$
- $v_s = A_0 \varepsilon = A_0(e_d - R_1 I_d^+ + R_2 I_d^-)$

I.4.1.3 Valeurs typiques

	741	TL081	CA3140	LMC6035
I_p	80 nA	30 pA	10 pA	0,02 pA
I_d	20 nA	5 pA	0,5 pA	0,01 pA
V_d	1 mV	3 mV	8 mV	0,5 mV

I.4.2 Les imperfections dynamiques

Le modèle électrique équivalent d'un amplificateur opérationnel en régime variable est identique à celui d'un amplificateur différentiel.

- r_{ed} : résistance d'entrée différentielle.
- r_{ec}^+ et r_{ec}^- : résistances d'entrées du mode commun.
- r_s : résistance de sortie.
- A_d : amplification différentielle en tension en boucle ouverte (open loop voltage gain).

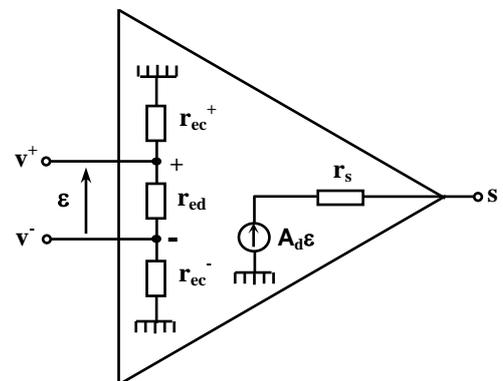


Figure I.10 : Modèle équivalent d'un AO

I.4.2.1 Résistances d'entrées et de sortie

I.4.2.1.1 Résistances d'entrées

On peut distinguer, la résistance d'entrée différentielle entre les deux entrées et les résistances d'entrées de mode commun entre chacune des entrées et la masse.

Les résistances d'entrées de mode commun sont beaucoup plus importantes que la résistance d'entrée différentielle et on peut souvent négliger leurs effets.

I.4.2.1.2 Résistance de sortie

Son ordre de grandeur est de 100 Ω . Cette valeur n'est pas nulle, mais, on verra que dans les montages à réaction négative, la résistance du montage sera toujours très faible.

Finalemnt, ce défaut n'a que peu de conséquence, ce qui importe plus, c'est que le courant de sortie est limité à une valeur maximale (quelques mA).

I.4.2.2 Amplification finie et taux de réjection du mode commun

I.4.2.2.1 Amplification

L'amplification est définie comme la pente de la caractéristique de transfert $v_s = f(\varepsilon)$ dans la zone " linéaire ".

En zone " linéaire ", ε n'est pas vraiment nul, autrement dit, l'amplification n'est pas infinie ; sa valeur n'est même pas forcément constante.

Cette amplification sera notée A_0 , elle correspond à l'amplification différentielle en très basses fréquences ($A_d = A_0$).

I.4.2.2.2 Taux de réjection du mode commun " TRMC "

La tension de sortie d'un AO est fonction à la fois de la tension différentielle d'entrée et de la tension commune d'entrée, elle peut s'exprimer par : $v_s = A_d (v_1 - v_2) + A_c (v_1 + v_2)/2$.

Le terme de mode commun ($A_c.v_c$) constitue un défaut. Pour mesurer ce défaut on introduit la notion du taux de réjection du mode commun " TRMC " qui est le rapport de l'amplification différentielle sur l'amplification de mode commun ; ce rapport est souvent donné en décibels.

$$k = TRMC_{dB} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

L'amplification différentielle est beaucoup plus faible que l'amplification de mode commun.

Dans les documents constructeurs, le taux de réjection du mode commun est noté " CMRR " soit "Common Mode Rejection Ratio".

I.4.2.2.3 Valeurs typiques

		741	TL081	CA3140	LMC6035
Amplification statique en mode différentiel	A_d	10^5	$2 \cdot 10^5$	10^5	126 dB
Taux de réjection du mode commun	TRMC	90 dB	86 dB		96 dB
Résistance d'entrée en mode différentiel.	r_{ed}	2 M Ω	10^6 M Ω	$1,5 \cdot 10^6$ M Ω	>10 T Ω
Résistance d'entrée en mode commun.	r_{ec}	100 M Ω			
Résistance de sortie.	r_s	75 Ω	100 Ω		

I.4.2.3 Régime de petits signaux " gain et bande passante "

I.4.2.3.1 Courbe de gain

La structure classique d'un amplificateur opérationnel est composée de la mise en cascade de trois étages, ce qui correspond à un filtre passe-bas du troisième ordre et qui donne, par conséquent un déphasage maximum de 270°. Un tel système peut devenir instable avec une contre-réaction, en particulier, un retour unitaire donnera un oscillateur pour une valeur de fréquence telle que la phase soit de 180°.

Pour éviter ce problème, la plupart des amplificateurs opérationnels sont compensés en fréquence ; c'est à dire qu'un condensateur interne donne une réponse globalement du premier ordre, le système est donc toujours stable même avec une réaction unitaire.

Le gain différentiel, en réalité est un nombre complexe de la forme d'un filtre passe-bas du premier ordre, de gain statique A_0 et de fréquence de coupure f_0 qui dépendent de l'amplificateur

opérationnel utilisé, soit :
$$\bar{A}_d = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

– Pour les faibles fréquences de la tension d'entrée, A_d est un nombre réel positif ($A_d = A_0$), la sortie v_s et en phase avec l'entrée différentielle ε ($v_s = A_0 \varepsilon$).

– Pour les fréquences élevées ou supérieures à f_0 de la tension d'entrée, A_d est un nombre complexe. v_s n'est plus en phase avec ε , elle diminue lorsque la fréquence croît. La bande passante va alors de 0 à f_0 .

On obtient une courbe de gain ayant l'allure donnée par la figure I.11 (la courbe de phase s'en déduirait aisément)

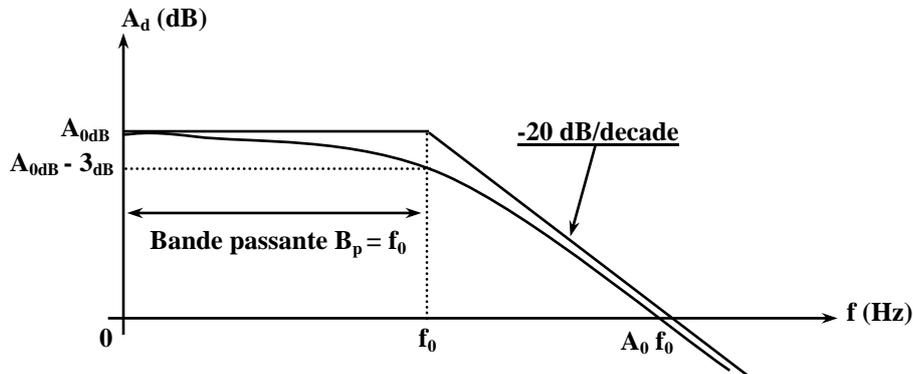


Figure I.11 : Courbe de gain $A_d(f)$

I.4.2.3.2 Facteur de mérite ou Gain-BandWidth Product

On peut remarquer que le gain est nul pour une valeur de la fréquence $f_s = A_0 f_0$. Cette valeur de la fréquence est appelée fréquence unité ou facteur de mérite ou produit gain-bande. Ce terme dérive de l'américain, et doit se comprendre par " produit de l'amplification en basses fréquences par la fréquence de coupure basse " $GBW = A_0 f_0$ dont l'ordre de grandeur pour des amplificateurs opérationnels courants est quelques MHz.

I.4.2.4 Régime de grands signaux " vitesse d'évolution des tensions ou slew-rate "

I.4.2.4.1 Origine

A cause du condensateur de compensation en fréquence, la tension de sortie ne peut pas varier avec une vitesse infinie, en effet, on rappelle que la charge d'un condensateur peut s'écrire $i = C \cdot \frac{dv}{dt}$ et comme le courant i a une valeur maximale I_{max} , la vitesse de variation de la tension aux bornes du condensateur et par conséquent de la tension de sortie est limitée à une valeur maximale.

I.4.2.4.2 Définition

Le slew-rate dit aussi vitesse maximale de balayage (ou slewing-rate) est défini comme la valeur maximale de la vitesse de variation de la tension de sortie. En effet la pente de la droite tangente

à l'origine au signal de sortie d'un montage à AO ne peut pas dépasser le " slew-rate " noté " σ " qui est une constante exprimée en (V/ μ s) et qui caractérise la rapidité de l'AO.

$$SR = \sigma = \left(\frac{dv_s}{dt} \right)_{\max} \Rightarrow \left| \frac{dv_s}{dt} \right|_{t=0} \leq \sigma$$

I.4.2.4.3 Limitation de la bande passante

Le slew-rate limite la bande passante en présence de signaux de grande amplitude. En effet, plaçons nous dans le cas du régime sinusoïdal où $v_s(t) = V_M \sin(\omega t)$, la vitesse de variation de v_s

peut s'écrire : $\frac{dv_s}{dt} = v'_s(t) = \omega \cdot V_M \cdot \cos \omega t$, dont la valeur maximale atteinte au passage par zéro

de v_s est : $\left(\frac{dv_s}{dt} \right)_{\max} = v'_s(0) = \omega \cdot V_M$; c'est la pente à l'origine ou vitesse de variation du signal

de sortie qui doit rester inférieure ou égale à la vitesse maximale possible, c'est à dire inférieure au slew-rate σ pour que le signal de sortie se reproduit sans déformation, soit : $\omega \cdot V_M < \sigma$ ou

$$f \cdot V_M < \frac{\sigma}{2\pi}$$

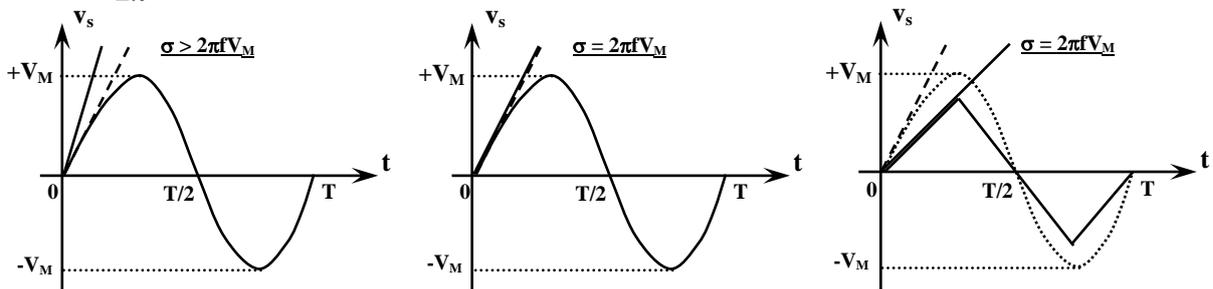


Figure I.12 : Vitesse limite de balayage (slew-rate)

On peut donc considérer que pour une amplitude maximale du signal de sortie, la fréquence doit

être limitée à $\frac{\sigma}{V_{SM} 2\pi}$, l'amplitude maximale du signal de sortie est limitée par la saturation, en

très basses fréquences évolue en $\frac{\sigma}{2\pi f}$ pour les fréquences supérieures à $\frac{\sigma}{2\pi V_{sat}}$.

Remarque : Certains amplificateurs opérationnels possèdent des slew-rate différents pour les fronts montants (SRP) et les fronts descendants (SRN).

I.4.2.4.4 Valeurs typiques

		741	TL081	CA3140	LMC6035
" Produit Gain-bande "	GBW	1 MHz	3 MHz		
Slew-Rate	SR	0,5 V/ms	13 V/ms		1,5 V/ms

I.4.3 Modèle complet d'un amplificateur opérationnel réel :

Compte tenu des différentes imperfections, le modèle complet ainsi que la caractéristique de transfert d'un AO réel sont donnés par la figure suivante :

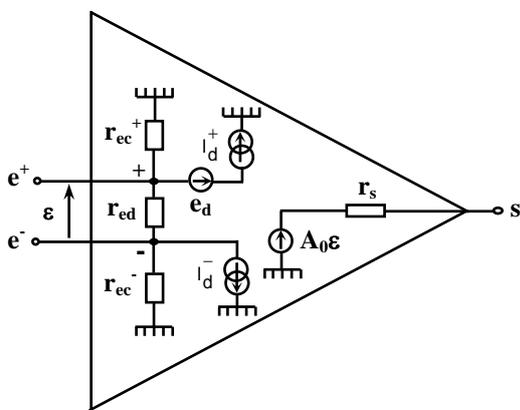


Figure I.13a : Modèle complet d'un AO

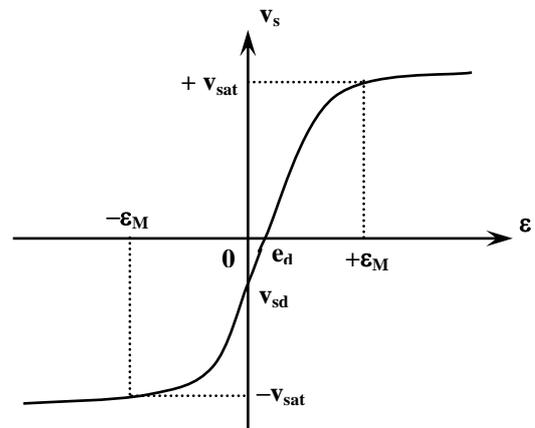


Figure I.13b : Caractéristique de transfert réelle

I.5 MODELE IDEALISE D'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Une analyse des valeurs numériques des paramètres fondamentaux d'un amplificateur opérationnel réel, permet de négliger avec une bonne approximation les différentes imperfections pour obtenir le modèle parfait d'un amplificateur opérationnel caractérisé par : (A_0 , r_{ed} , r_{ec} , σ , B_p , TRMC sont infinis) et (r_s , e_d , I_d , I_p sont nuls).

On peut considérer que l'amplificateur opérationnel idéal vérifie le schéma équivalent ainsi que la caractéristique de transfert de la figure I.14.

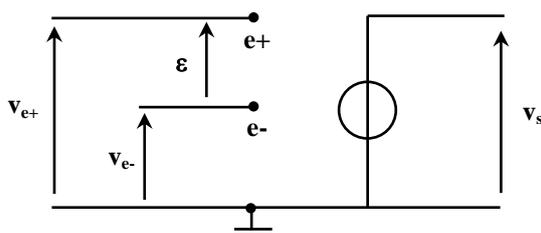


Figure I.14a : Modèle idéalisé d'un AO

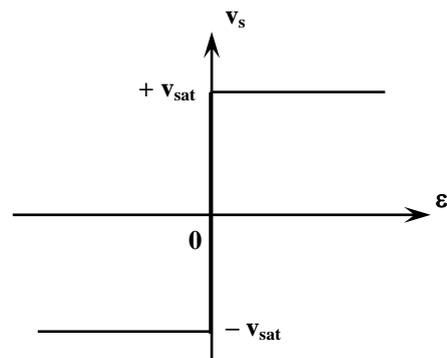


Figure I.14b : Caractéristique de transfert idéalisée

Caractéristique de transfert $v_s = f(\varepsilon)$:

v_s ne dépend que de l'écart ε entre v_e^+ et v_e^- et non de leurs valeurs propres. Pour un amplificateur opérationnel strictement idéal, les tensions de saturation sont égales aux tensions d'alimentation ; on a donc $V_{sat}^+ = V_{CC}$ et $V_{sat}^- = V_{EE}$.

En pratique, les tensions d'alimentation ne sont pas atteintes, on pourra avoir, par exemple, avec $V_{CC} = 15\text{ V}$ et $V_{EE} = -15\text{ V}$; $V_{sat}^+ = 13,5\text{ V}$ et $V_{sat}^- = -13,5\text{ V}$.

I.6 REGIMES DE FONCTIONNEMENT D'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

On considère la caractéristique de transfert linéarisée $v_s = f(\varepsilon)$ d'un amplificateur opérationnel réel pour lequel les défauts de décalages (e_d , I_d et I_p) ont été négligés. On distingue sur cette caractéristique deux zones différentes donnant deux régimes de fonctionnement : régime linéaire et régime non linéaire ou de saturation.

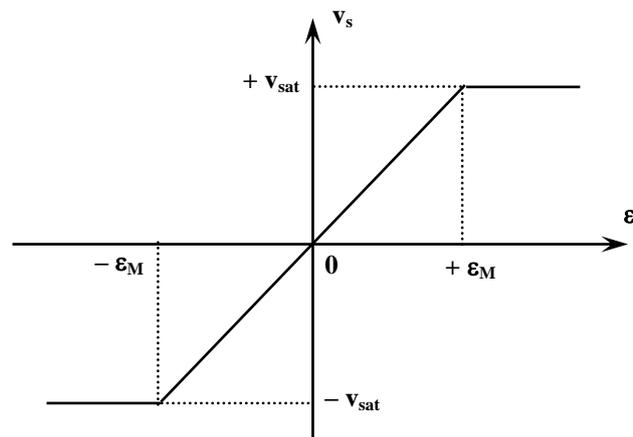


Figure I.15 : Caractéristique de transfert linéarisée

– **Régime linéaire** : pour $-\varepsilon_M < \varepsilon < +\varepsilon_M$, la tension de sortie est proportionnelle à la tension différentielle d'entrée ε : $v_s = A_0 \varepsilon$ et $A_0 = \frac{v_{sat}}{\varepsilon_M}$

– **Régime non linéaire ou de saturation** : lorsque la tension v_s n'est pas dans l'intervalle $[-\varepsilon_m, +\varepsilon_M]$, l'AO est en régime de saturation. La sortie v_s se trouve alors à $+V_{sat}$ si $\varepsilon > \varepsilon_M$ ou à $-V_{sat}$ si $\varepsilon < -\varepsilon_M$.

Comme la polarisation des éléments internes d'un AO n'est due qu'à la source de tension continue $\pm V_{CC}$ la sortie v_s est nécessairement comprise entre $-V_{CC} < v_s < +V_{CC}$. Tenant compte de chutes de tension internes, il y a un déchet ΔV de quelques mV. La sortie v_s est au plus égale à $V_{CC} - \Delta V$ ce qui correspond à la tension de saturation de l'AO.

$$-V_{sat} = -V_{CC} + \Delta V \leq v_s \leq V_{CC} - \Delta V = +V_{sat}$$

Lorsque l'AO est utilisé en boucle ouverte (sans contre réaction), le fonctionnement linéaire est pratiquement impossible, du faite de la valeur très élevée du gain en tension $A_0 \approx 10^4$, une légère tension différentielle ε fait tendre la sortie v_s à $+V_{sat}$ ou à $-V_{sat}$ selon que $\varepsilon > 0$ ou $\varepsilon < 0$.

Pour une utilisation plus rationnelle de l'AO et sous peine de sa destruction, il faut :

- alimenter le composant avant d'appliquer les signaux d'entrées et les supprimer avant d'éteindre celui-ci.
- ne pas soumettre l'AO à une tension d'alimentation trop forte.
- ne pas appliquer une tension sur la borne de sortie.
- éviter de dépasser la puissance maximale autorisée.
- ne pas exposer le circuit à des fortes températures.

I.7 LES DIFFERENTES TECHNOLOGIES

On distingue les amplificateurs opérationnels du type :

- Bipolaire : constitué uniquement de transistors bipolaires (ex. 741, LM324...etc).
- BiFET : l'étage d'entrée est constitué de transistors à effet de champ JFET (ex. TL071, TL072, TL074).
- BiMOS : l'étage d'entrée est constitué de transistors à effet de champ MOS (ex. CA3140).
- LinCMOS : constitués de transistors CMOS fonctionnant en zone linéaire (ex. TLV2432, LMC6035).