

Amplificateurs Opérationnels.

1 Présentation.

1.1 Aspects historiques.

Les amplificateurs opérationnels servaient à réaliser 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.

1.2 Symboles.



ou

Le « triangle » signifie qu'il s'agit d'un composant unidirectionnel.

On peut voir que le composant possède :

- deux entrées
 - + : entrée non inverseuse
 - : entrée inverseuse

- une sortie.

Les bornes d'alimentation ne sont en général pas représentées.

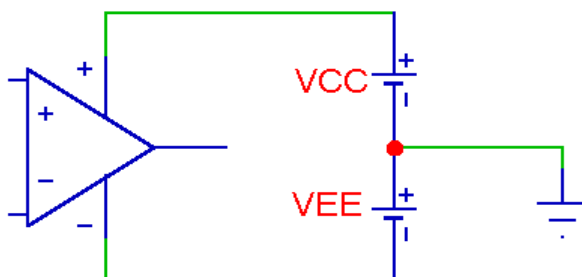
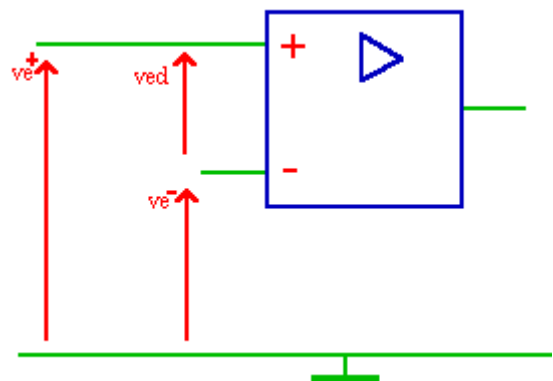
Dans ce document, les tensions d'entrée seront notées :

v_e^- pour l'entrée inverseuse,

v_e^+ pour l'entrée non inverseuse,

v_{ed} pour la tension d'entrée différentielle : $v_{ed} =$

$$v_e^+ - v_e^-$$



1.3 Alimentation.

Les amplificateurs opérationnels fonctionnent en général avec une alimentation double.

Le point commun des alimentations n'est pas connecté au circuit intégré, mais

constitue la référence des potentiels du montage.

V_{CC} et V_{EE} sont , en général identiques (ce n'est pas obligatoire) mais doivent rester dans des limites imposées (par exemple : 2,5 V à 18 V pour un 741 ou un TL 081).

Généralement, les alimentations ne sont pas représentées sur les schémas.

1.4 Les différentes 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. TL 071 , 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) particulièrement utilisés pour des systèmes fonctionnant sur batteries.

Actuellement, (1998) on utilise de préférence des BiFET ou de LinCMOS.

2 Amplificateur opérationnel idéal.

2.1 Définitions.

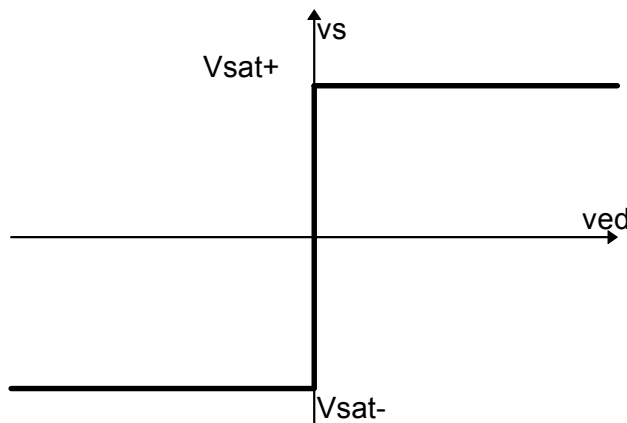
a) Les courants d'entrée sont nuls.

Ce qui entraîne que les impédances d'entrées sont infinies.

b) La sortie est équivalente à une source de tension.

On peut aussi dire que la résistance de sortie est nulle.

c) Caractéristique de transfert : $v_s = f(v_{ed})$.



V_s ne dépend que de l'écart v_{ed} 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 $V_{CC} = 15$ V et $V_{EE} = -15$ V : $V_{sat}^+ = 13,5$ V et $V_{sat}^- = -13,5$ V.

Remarque : certains amplificateurs opérationnels vérifient pratiquement (à moins de 0,2 V) la condition précédente, ils sont dits « rail to rail » ; associés à une technologie LinCMOS ces amplificateurs opérationnels sont particulièrement bien adaptés à des systèmes mobiles.

2.2 zones de fonctionnement.

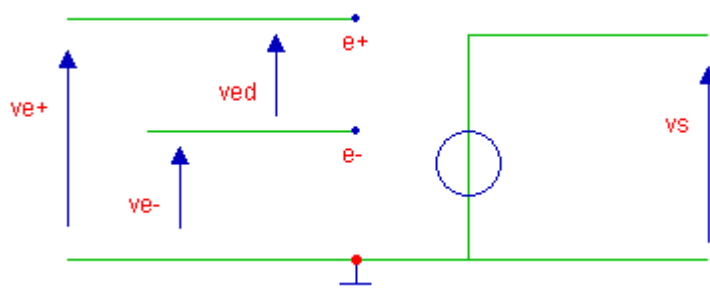
La zone linéaire : $v_{ed} = 0$ $V_{SAT}^- < v_s < V_{SAT}^+$

Les zones de saturation : $v_s = V_{SAT}^-$ ou $v_s = V_{SAT}^+$

La zone linéaire est bien entendu limitée par les zones de saturation.

2.3 Résumé.

On peut considérer que l'amplificateur opérationnel idéal vérifie le schéma équivalent suivant:



Ce schéma résume les courants d'entrée et la résistance de sortie, pour être complet, il faut ajouter la caractéristique de transfert.

3 Régimes de fonctionnement d'un amplificateur opérationnel.

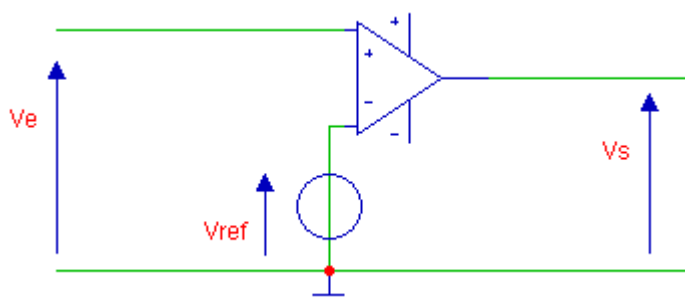
Il ne s'agit pas ici d'étudier tous les montages possibles, mais uniquement de voir les différents fonctionnements de l'amplificateur opérationnel en fonction du type de réaction.

3.1 Fonctionnement sans réaction.

La présence de la moindre réaction à l'entrée entraîne l'amplificateur opérationnel en saturation. Le fonctionnement n'est jamais linéaire, on obtient un comparateur.

Par exemple, si la tension d'entrée est appliquée sur l'entrée non inverseuse, il faut appliquer une tension dite de référence sur l'autre entrée, c'est à dire sur l'entrée inverseuse.

On obtient alors le montage suivant :



Le fonctionnement du montage est donc évident :

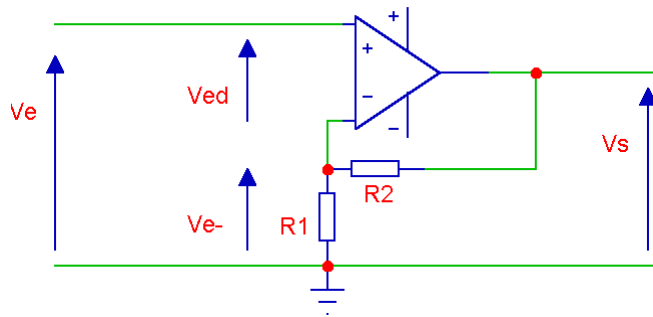
si $v_e > V_{ref}$ alors $v_{ed} > 0$ ce qui entraîne $v_s = V_{sat}^+$

sinon $v_e < V_{ref}$ alors $v_{ed} < 0$ ce qui entraîne $v_s = V_{sat}^-$

Ce type de montage ne fonctionne donc qu'en commutation.

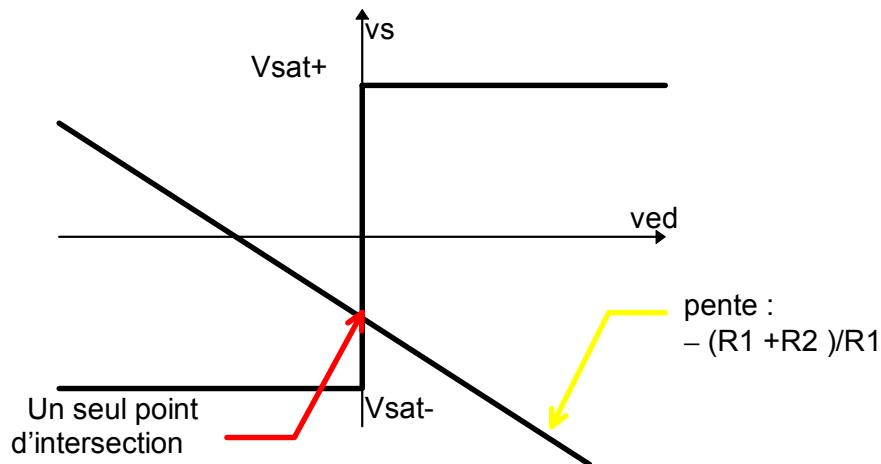
Pour pouvoir fonctionner en régime linéaire, il est nécessaire qu'il y ait une réaction de la sortie sur une des entrées.

3.2 Fonctionnement avec une réaction négative.



$$v_e = v_{ed} + v_e^- \quad \text{avec} \quad v_e^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_s$$

on en déduit : $v_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_e - \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_{ed}$ ce qui correspond à une équation de droite de pente négative : **Pente négative $\Leftrightarrow$ Réaction négative.**



On peut remarquer, qu'il n'y a qu'un seul point d'intersection avec la caractéristique de l'amplificateur opérationnel ; le point de fonctionnement est donc obligatoirement stable.

Le point de fonctionnement peut se trouver en zone linéaire à condition que la valeur absolue de v_e ne soit pas trop grande ; dans ce cas, les coordonnées du point de fonctionnement sont :

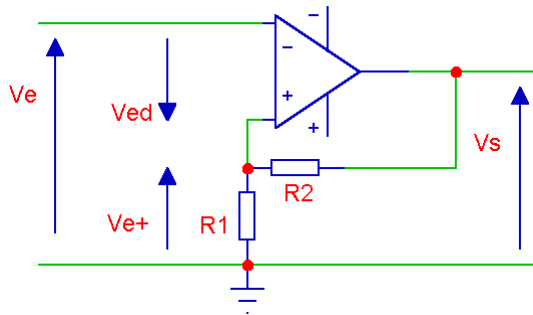
$$\left(v_{ed} = 0 \quad ; \quad v_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_e \right)$$

Conclusion :

Un montage à réaction négative peut fonctionner en zone linéaire, ce qui correspond, pour un amplificateur opérationnel idéal à $v_{ed} = 0$;
on l'étudie donc d'abord en zone linéaire,
on détermine ensuite les limites de la zone linéaire.

3.3 Fonctionnement avec une réaction positive.

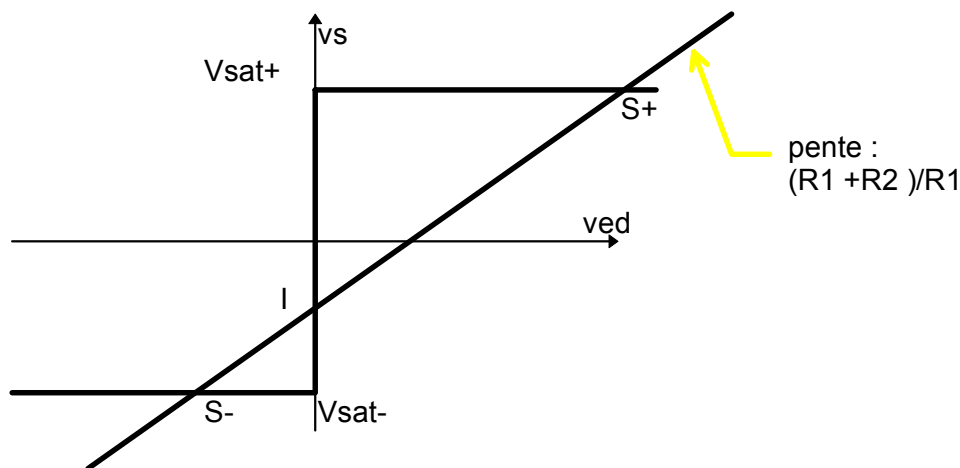
Il suffit d'inverser les bornes d'entrée du montage précédent.



$$v_e = -v_{ed} + v_e^+ \quad \text{avec} \quad v_e^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_s$$

on en déduit : $v_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_e + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_{ed}$ ce qui correspond à une équation de

droite de pente positive : **Pente positive $\Leftrightarrow$ Réaction positive.**



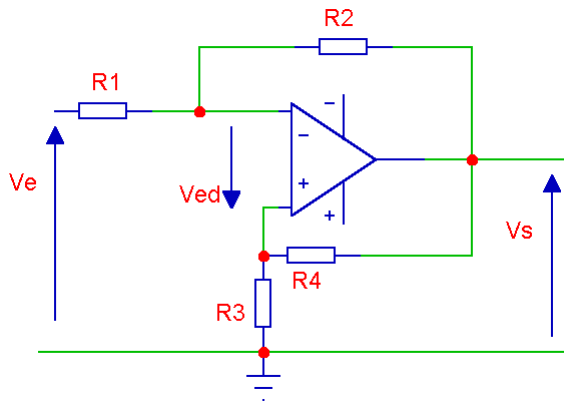
On constate qu'il y a maintenant trois points d'intersection : S-, I et S+.

Le point d'intersection I est un point de fonctionnement instable.

En effet, supposons que v_s varie très légèrement, par exemple augmente, les résistances R_1 et R_2 vont ramener sur l'entrée non inverseuse une tension légèrement supérieure, ce qui fait augmenter v_{ed} . Cette augmentation de v_{ed} va faire augmenter considérablement v_s . Donc, une petite augmentation de v_s entraîne une grande augmentation de v_s , le phénomène est cumulatif et la tension de sortie est rapidement entraînée vers la saturation.

Les deux seuls points de fonctionnement possibles sont donc S- et S+ : ce type de montage fonctionne obligatoirement en saturation, il s'agit d'un comparateur.

3.4 Fonctionnement avec les deux types de réaction.



$$v_{ed} = v_e^+ - v_e^- \quad \text{donc : } v_{ed} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot v_s - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_s - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_e$$

$$v_{ed} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_e = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot v_s$$

Donc, le type de réaction dépend du signe du terme entre parenthèses, et, si on note :

$$\alpha^+ = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad \text{coefficient de réaction positive} \quad \text{et}$$

$$\alpha^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{coefficient de réaction négative.}$$

On peut écrire que la réaction est négative si le coefficient de réaction négative est supérieur au coefficient de réaction positive.

4 Performances des amplificateurs opérationnels réels.

Remarque :

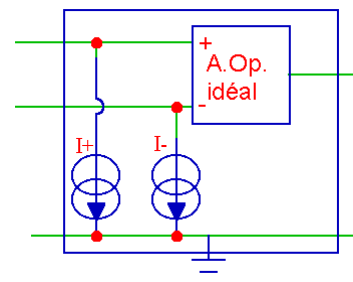
Par rapport à un modèle idéal d'amplificateur opérationnel, un amplificateur opérationnel réel possède un certain nombre de défauts, qui définissent, en fait les performances des amplificateurs opérationnels réels. Dans le but de conserver les idées claires, on ne tient compte que d'un seul défaut à la fois.

4.1 Défauts en continu.

4.1.1 Courant de polarisation et de décalage; tension de décalage.

a) Courant de polarisation (Input Bias Current).

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



Si on note I^+ et I^- ces courants, le courant de polarisation s'exprime par :

$$I_p = \frac{I^+ + I^-}{2} \text{ (en valeur absolue)}$$

Remarques :

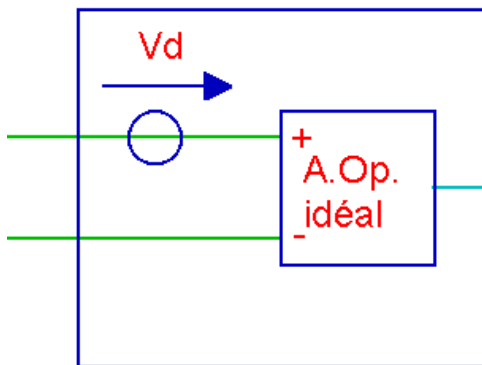
- Les courants I^+ et I^- sont assez peu différents l'un de l'autre.
- La donnée constructeur de I_p représente donc le maximum de ce que l'on peut trouver pour $(I^+ + I^-)/2$

b) Courant de décalage (Input Offset Current).

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

$$I_d = |I^+ - I^-|_{\max}$$

c) Tension de décalage (Input Offset Voltage).



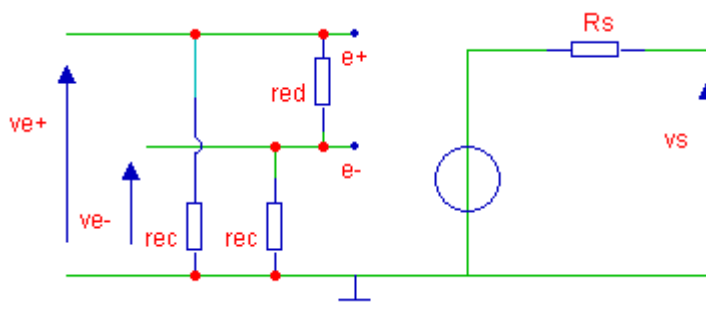
En pratique, la tension de sortie n'est pas exactement nulle même lorsque $v_e^- = v_e^+ = 0$.

La tension de décalage est définie comme la tension qui serait appliquée sur l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel ne présentant pas ce défaut.

Valeurs typiques :

	741	TL081	CA3140	LMC603
				5
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

4.1.2 Résistances d'entrées et de sortie.



a) Résistances d'entrée.

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

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

b) 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.

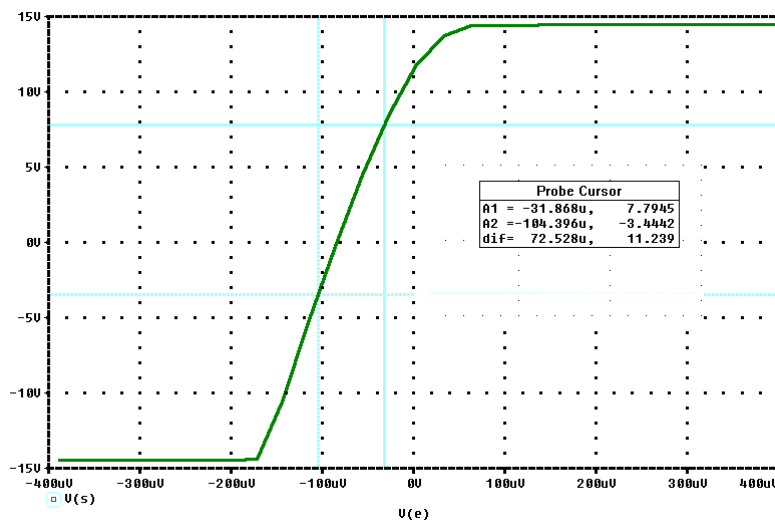
Finalement, ce défaut n'a que peu de conséquence, ce qui importe plus, c'est que le courant de sortie est limité à une valeur maximale (quelques mA)

4.1.3 Amplification finie et taux de réjection du mode commun.

a) Amplification.

L'amplification est définie comme la pente de la caractéristique $v_s = f(v_{ed})$ dans la zone »linéaire «.

En zone « linéaire », v_{ed} n'est pas vraiment nul, autrement dit, l'amplification n'est pas infinie ; sa valeur n'est même pas forcément constante.



Dans l'exemple tracé ci-dessus, (obtenu par simulation PSPICE) on a tracé qu'un seul « passage » de v_e ; car plusieurs « passages » ne coïncideraient pas exactement. On peut mesurer l'amplification à l'aide des curseurs fournis (environ 140 000).

Cette amplification, correspond à l'amplification différentielle en très basses fréquences, elle sera notée A_0 ou A_d .

b) Taux de réjection du mode commun.

La tension de sortie ne dépend pas que de v_{ed} mais aussi de la valeur moyenne entre v_e^+ et v_e^- ; on rappelle que l'on note tension de mode commun cette valeur moyenne.

$$v_{ec} = \frac{v_e^+ + v_e^-}{2}$$

L'amplification de mode commun correspond au rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée de mode commun lorsque la tension d'entrée différentielle est nulle.

$$A_c = \left(\frac{v_S}{v_{ec}} \right)_{v_{ed}=0}$$

Dans le cas général, il faut tenir compte, à la fois de v_{ed} et de v_{ec} . Dans ce cas, la tension de sortie peut s'exprimer par :

$$v_S = A_d \cdot v_{ed} + A_c \cdot v_{ec}$$

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

On appelle « Taux de Réjection du Mode Commun » le rapport de l'amplification différentielle sur l'amplification de mode commun ; ce rapport est souvent donné en décibels.

$$k = TRMC = 20 \cdot \log \left(\frac{A_d}{A_c} \right)$$

Dans les documents constructeur, le taux de réjection du mode commun est noté CMRR soit :
« Common Mode Rejection Ratio »

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 MΩ	10^6 MΩ	$1,5 \cdot 10^6$ MΩ	>10 TΩ
Résistance d'entrée en mode commun.	r_{ec}	100 MΩ			
Résistance de sortie.	r_S	75 Ω	100 Ω		

4.2 Comportement en fréquence.

4.2.1 Réponse en régime de petits signaux.

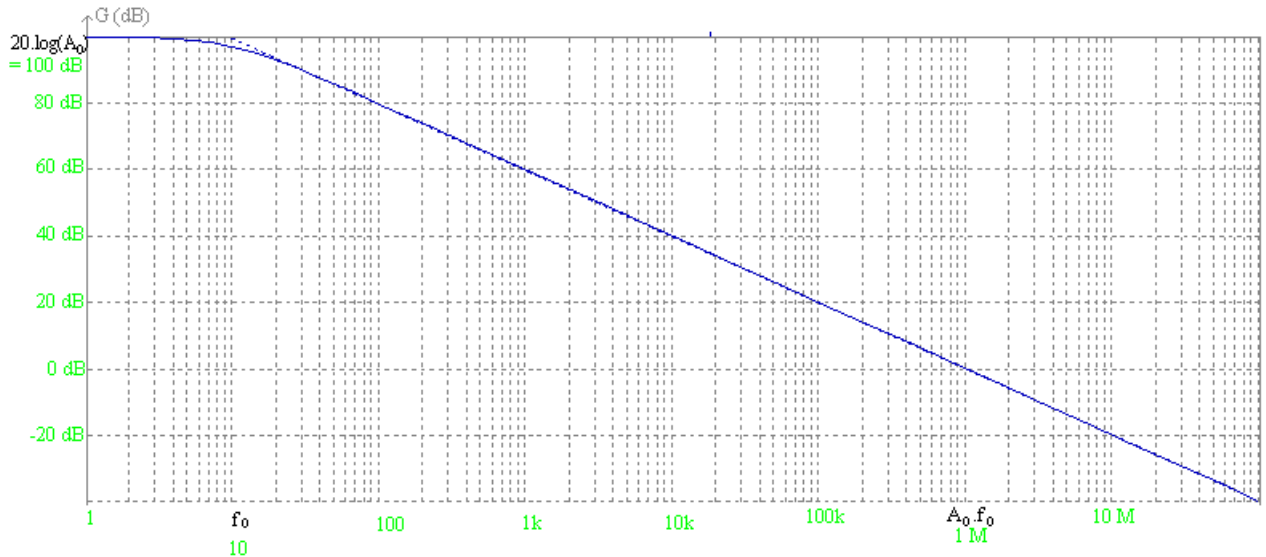
a) Courbe de gain.

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.

Expression de l'amplification :
$$\underline{A_d} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

On obtient une courbe de gain ayant l'allure suivante :
(la courbe de phase s'en déduirait aisément)



Dans cet exemple, on a pris $A_0 = 10^5$, ce qui donne un gain en basses fréquences :

$$G_0 = 20 \cdot \log(A_0) = 100 \text{ dB}$$

on a pris une fréquence de coupure basse $f_0 = 10 \text{ Hz}$.

b) Facteur de mérite : Gain-BandWidth Product.

On peut remarquer que le gain est nul (amplification = 1) pour une valeur de la fréquence :

$$f_u = A_0 \cdot f_0$$

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 ».

$$GBW = A_0 \cdot f_0$$

Ordre de grandeur pour des amplificateurs opérationnels courants : quelques MHz.

4.2.2 Vitesse maximale de variation de la tension de sortie : Slew-Rate.

a) 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 :

$$i = C \cdot \frac{dv}{dt}$$

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.

b) Définition.

Le slew-rate (ou slewing-rate) est défini comme la valeur maximale de la vitesse de variation de la tension de sortie :

$$S = \left(\frac{dv_s}{dt} \right)_{\max}$$

Sa valeur devrait être donnée en V/s , on obtiendrait alors un nombre très grand : des millions de volts par seconde ; ce qui est peu compatibles avec les ordres de grandeur des tensions et des temps rencontrés, on préfère plutôt utiliser, ce qui revient au même, les V/μs.

c) 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 : $v_s = V_{SM} \cdot \cos \omega \cdot t$, la vitesse de variation de v_s peut s'écrire : $\frac{dv_s}{dt} = -\omega \cdot V_{SM} \cdot \sin \omega \cdot t$, dont la valeur maximale, atteinte au passage par zéro de v_s est : $\left(\frac{dv_s}{dt} \right)_{\max} = \omega \cdot V_{SM}$

Pour que le signal de sortie ne soit pas modifié par le slew-rate, sa vitesse de variation doit rester inférieure à la vitesse maximale possible, c'est à dire inférieure au slew-rate, soit :

$$\omega \cdot V_{SM} < S \quad \text{ou} \quad f \cdot V_{SM} < \frac{S}{2\pi}$$

On peut donc considérer que :

pour une amplitude maximale du signal de sortie, la fréquence doit être limitée à $\frac{S}{V_{SM} 2\pi}$

l'amplitude maximale du signal de sortie est

limitée par la saturation en très basses fréquences

évolue en $\frac{S}{2\pi \cdot f}$ (loi en 1/f) pour les fréquences supérieures à $\frac{S}{2\pi \cdot V_{sat}}$

d) Cas d'un signal « carré ».

Dans le cas d'un signal d'entrée « carré » d'amplitude suffisante, le signal de sortie sera un « trapèze » dont les fronts auront des pentes égales (en valeur absolue) au slew-rate.

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

Valeurs typiques :

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