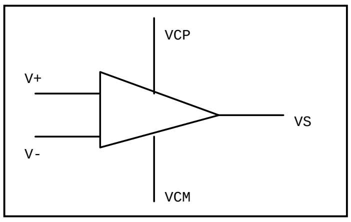
LES AMPLIFICATEURS INTEGRES

Les amplificateurs opérationnels à contre réaction de tension

Bien qu'ils soient constitués par l'assemblage de nombreux transistors et résistances les amplificateurs opérationnels classiques par leur forme et simplicité d'emploi sont actuellement considérés comme des composants.

Un amplificateur opérationnel idéal est un amplificateur continu différentiel de gain différentiel infini et gain de mode commun nul son impédance d'entrée est infinie et son impédance de sortie nulle. Enfin sa bande passante est infinie. De telles caractéristiques sont bien sûr impossibles à atteindre , surtout la dernière.



Le circuit est alimenté entre deux bornes portées respectivement aux potentiels VCP et VCM , il possède deux entrées appelées V+ et V- ,si ces deux entrées sont au même potentiel la tension de sortie est moitié de l'alimentation soit (VCP+VCM)/2 .

L'expression de la tension de sortie est dans le cas général :

$$Vs - \frac{(V_{CP} + V_{CM})}{2} = G_D(V_+ - V_-) + G_{MC}\left[\frac{(V_+ + V_-)}{2} - \frac{(V_{CP} + V_{CM})}{2}\right]$$

G_D est le gain différentiel très grand .

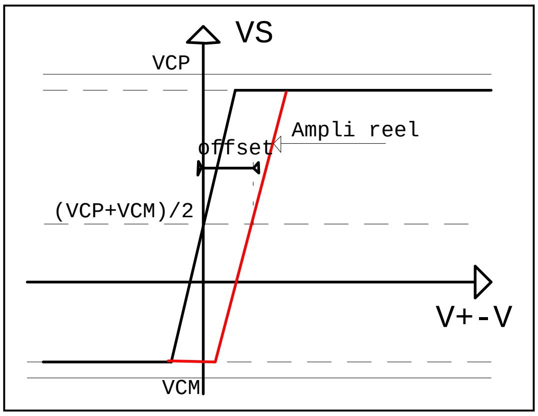
G_{MC} le gain de mode commun qui doit être aussi faible que possible. Le rapport G_{MC}/G_D exprimé le plus souvent en décibels 20 log(G_{MC}/G_D) est le taux de réjection du mode commun. .

Si comme c'est souvent le cas l'alimentation est symétrique , VCP=-VCM cette expression devient :

$$Vs = G_D(V_+ - V_-) + G_{MC}\left[\frac{(V_+ + V_-)}{2}\right]$$

et en négligeant G_{MC} devant G_D :

$$Vs = G_D(V_+ - V_-)$$

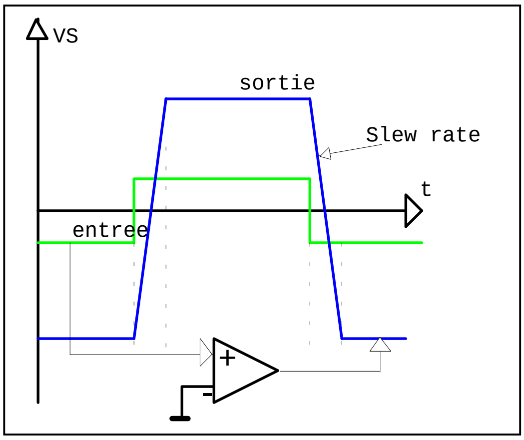


En réalité lorsque les deux entrées sont au même potentiel la tension de sortie n'est pas exactement au milieu de VCP/VCM .La tension de correction qu'il faut appliquer entre les entrées pour retrouver ce milieu est la tension d'offset d'entrée de l'ampli op . La figure ci contre illustre tout cela.

Dans la plupart des cas la tension de sortie ne peut pas atteindre les tensions d'alimentation :

VCM+Δ < VS < VCP-Δ

La tension de déchet Δ est de l'ordre de 1V. Cependant il existe des amplificateurs pour lesquels ce déchet est presque nul. Certains modèles ont une tension de sortie qui peut descendre jusqu'à VCM mais ne peut dépasser VCP-Δ. Le LM324 par exemple peut être alimenté entre 0 et 5V , sa tension de sortie peut descendre jusqu'à 0 mais ne dépasse pas 4V .Certains amplificateurs appelés **RAIL TO RAIL** autorisent une excursion de sortie égale à la tension d'alimentation. (Δ=0).



Lorsque la tension V+-V- varie rapidement la vitesse de variation de Vs est limitée à une valeur maximale appelée **SLEW-RATE**,il s'exprime en volts par micro seconde. Pour un signal sinusoïdal de sortie le dVs/dt ne peut pas dépasser le SL ,il en résulte une limitation en fréquence fonction de l'amplitude.

Si v=A.cosωt est le signal de sortie la condition est dv/dt<SL soit Aω<SL

d'ou une condition sur la fréquence f f< SL/(2πA)

Pour SL=1V/µS la fréquence limite pour laquelle l'ampli op est capable de délivrer une sinusoïde de ±10V est $f=10^6/(20\pi)$ =668 Hz . On notera la faiblesse de cette valeur ; un ampli op classique est un composant basse fréquence.

Le Slew rate est une caractéristique intrinsèque d'un amplificateur opérationnel , il est indépendant des composants extérieurs qui lui sont associés ce qui n'est pas le cas de la bande passante classique.

Limitations :

- Le gain différentiel ne peut pas être infini mais des valeurs de l'ordre de 100000 sont courantes. Sauf si l'on cherche à réaliser de très forts gains , la limitation de G_D , du moins en continu, n'est pas gênante.
- Les impédances d'entrées ne sont pas infinies mais avec des JFETs ou des MOS elles peuvent dépasser le GΩ ce qui peut être considéré comme infini..
- L'impédance de sortie n'est pas nulle , elle est même supérieure à 100Ω pour un petit ampli type 741, mais on verra que si le circuit est inclus dans une boucle de réaction l'impédance de sortie est divisée par le gain de boucle ,.
- La bande passante par contre est loin d'être infinie, elle est même extrêmement étroite et il faudra en tenir compte.

Les montages de base de l'ampli op parfait .

Une conséquence de l'équation $Vs = G_D\left(V_+ - V_-\right)$ est que , si le gain différentiel est infini , Vs ne peut être compris entre les limites

VCM+Δ < VS < VCP-Δ

que si $(V_+-V_-)=0$.

Pour calculer le comportement des montages à ampli op en régime linéaire on écrira donc que l'équilibre est obtenu pour $\boxed{V_+ = V_-}$ c'est la relation fondamentale.

Les deux montages de base sont reproduits ci dessous ,V_0,qui peut être nul , doit être compris , ainsi que les tensions d'entrée dans l'intervalle

VCM+Δ < < VCP-Δ

Le premier montage fournit un gain négatif qui peut être ou non inférieur à 1 , son impédance d'entrée est égale à R1 .

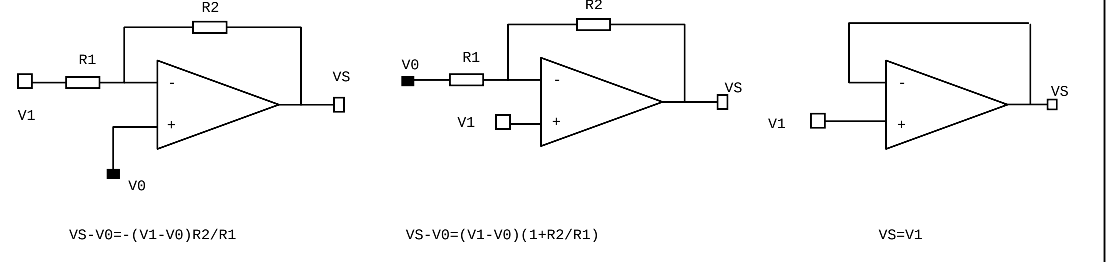
Le courant dans R1 vaut $(V_1-V_0)/R1$ car $V_+=V_-=V_0$

Ce courant ne peut circuler que dans R2 puisque l'impédance d'entrée est infinie donc :

$$(V_1-V_0)/R1=(V_0-V_S)/R2$$

D'ou la relation de la figure ci dessous.

Le second montage possède un gain positif toujours supérieur à 1 et une impédance d'entrée infinie. Le calcul du gain s'effectue de la même façon. Une configuration limite est atteinte lorsque R2 est nulle , c'est le montage suiveur de gain unité.



Les montages de base

L'amplificateur différentiel

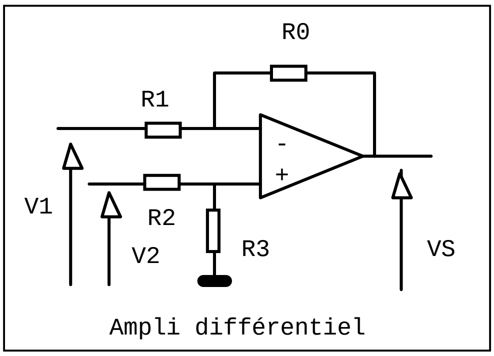
En écrivant que V+=V- c'est à dire :
(VsR1+V1R0)/(R0+R1)=V2.R3/(R2+R3) on obtient la relation :

$$V_S = -V_1 \frac{R_0}{R_1} + V_2 \cdot \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_0 + R_1}{R_2 + R_3}$$

qui si R0/R1=R3/R2 devient :

$$V_S = \frac{R_0}{R_1}(V_2 - V_1)$$

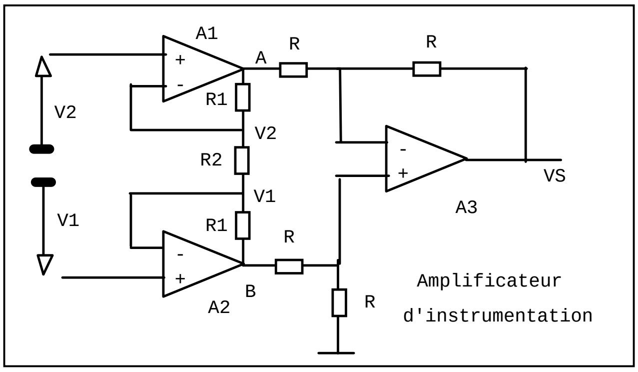
*Le montage est un amplificateur différentiel de gain R0/R1.**Attention** si l'impédance d'entrée coté entrée + vaut R2+R3 , elle ne peut pas être définie coté - car le courant dans R1 ne dépend pas seulement de V1 mais aussi de V2 .*



L'amplificateur d'instrumentation

C'est un ampli différentiel qui ne présente pas le défaut du montage précédent. Son impédance d'entrée est infinie sur les deux entrées. Il peut être construit avec 3 amplis op discrets mais existe également sous forme de circuit intégré complet . (Analog Devices AD526 / AD620AN - Burr Brown INA103KP etc…)

Son schéma est représenté ci contre .



Le courant circulant de A à B vaut :

$$IAB = \frac{V_A - V_B}{2R_1 + R_2}$$

Les tensions d'entrées V1 et V2 se retrouvent aux bornes de la résistance R2 Soit :

$$V_2 = V_A - R_1 \frac{V_A - V_B}{2R_1 + R_2}$$

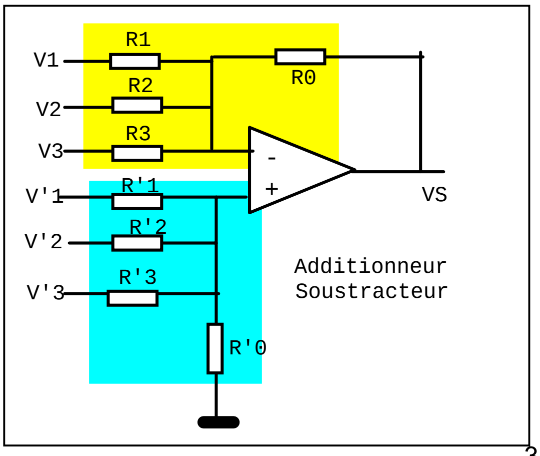
$$V_1 = V_B + R_1 \frac{V_A - V_B}{2R_1 + R_2}$$

d'ou par soustraction et puisque l'amplificateur A3 est monté en soustracteur de gain unité :

$$V_S = (V_1 - V_2) \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

L'additionneur soustracteur généralisé

L'amplificateur différentiel précédent peut être généralisé en entrant sur les deux bornes d'entrée plusieurs signaux. Dans ce cas (figure suivante) le signal de sortie est une combinaison linéaire des signaux d'entrée, les signaux appliqués sur l'entrée - étant affectés d'un coefficient négatif, les autres d'un coefficient positif.



En écrivant l'égalité des potentiels V+ et V- on peut montrer que la tension de sortie prend la forme suivante :

$$V_S = -\sum_n A_n V_n + \sum_k B_K V_k^{'}$$

avec $A_n = \dfrac{R_0}{R_n}$ coefficients appliqués aux signaux entrant sur V-

et $B_K = \dfrac{R_0}{R_K^{'}} \cdot \dfrac{R_T^+}{R_T^-}$ ou $R_T^- = \dfrac{1}{\sum_n \dfrac{1}{R_n}}$ pour toutes valeurs de n y compris 0, c'est la résistance totale de l'ensemble des résistances connectées à l'entrée - (En jaune sur la figure)

De même pour l'entrée + :

$$R_T^+ = \frac{1}{\sum_k \dfrac{1}{R_k^{'}}}$$

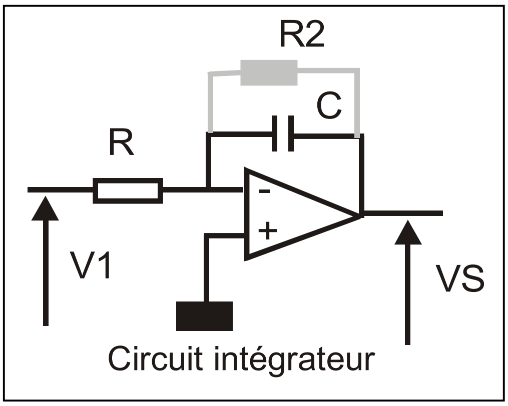
Il n'est pas possible de choisir arbitrairement les coefficients A et B en effet le coefficient B peut se mettre sous la forme : $B_K = \dfrac{1+\dfrac{R_0}{R_1}+\dfrac{R_0}{R_2}+\cdots}{1+\dfrac{R_K}{R_0^{'}}+\dfrac{R_K}{R_4}+\cdots} = \dfrac{1+\sum A_i}{1+terme>0}$

Soit $B_K < 1 + \sum A_i$

(Coefficient B d'une entrée +) < 1+ (Somme de tous les A des entrées -)

Si l'on veut introduire un terme B plus grand que le ∑A il suffit d'ajouter du coté - une entrée supplémentaire avec la résistance convenable, entrée que l'on met à la masse .

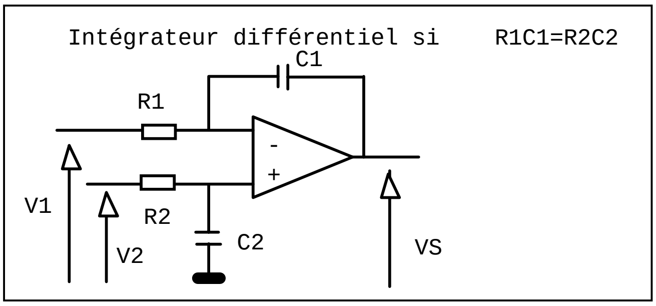
Montages intégrateurs



Un montage intégrateur est obtenu en remplaçant l'une des résistances d'un montage précédent par un condensateur .Le schéma de base est l'intégrateur de gain négatif représenté ci contre.

$$V_S(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t V_1(t)dt$$

Ce montage est dans cet état presque inutilisable car la moindre tension continue d'entrée est intégrée et provoque une dérive de la sortie jusqu'au blocage à + ou – Vcc .On peut y remédier en plaçant une grande résistance en parallèle sur le condensateur. (en gris sur la figure) .Dans ce cas le montage est un amplificateur de gain –R2/R pour la composante continue et les fréquences basses et un intégrateur obéissant à l'équation ci dessus pour les fréquences supérieures à $1/(2\pi R_2 C)$.

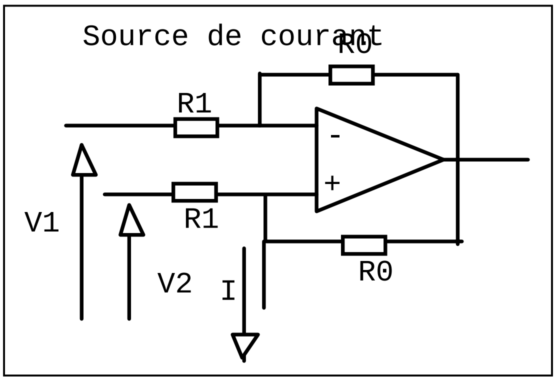


Il est plus difficile de réaliser un intégrateur de gain positif, c'est le cas du montage ci contre , mais à la condition que les deux résistances et les deux condensateurs soient égaux ou du moins que $R_1C_1=R_2C_2$.

Autres montages

Les montages mettant en œuvre des amplis op sont innombrables ,nous en rencontrerons beaucoup par la suite .Nous citerons seulement la source de courant constant bipolaire :

Ce montage est particulier car il comporte un double bouclage entre la sortie et les entrées + et - .Un ampli op bouclé sur l'entrée + est en général instable ou présente des caractéristiques atypiques , impédance d'entrée négative par exemple. Ce montage bien connu est cependant stable .Le courant fourni sur la connexion reliée à l'entrée + a pour valeur :

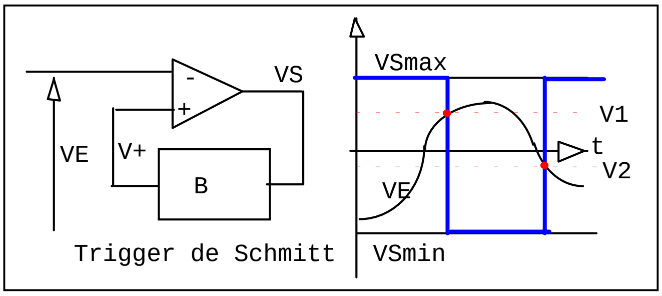


$$I = \frac{(V_2 - V_1)}{R_1}$$

Curieusement R_2 ne figure pas dans l'expression ,mais cette résistance intervient dans la détermination du courant maximal disponible car la tension de sortie de l'ampli op ne peut dépasser sa tension d'alimentation.

A titre d'exercice on pourra calculer l'impédance d'entrée du montage coté V_2 en supposant V_1=0 en fonction de l'impédance Z connectée à la sortie courant. On observera alors les anomalies dues au bouclage sur l'entrée +, cette impédance d'entrée peut être infinie et négative même si Z est une résistance.

Montages de l'ampli op en commutation.



L'ampli op en boucle ouverte se comporte comme un comparateur dont les performances sont limitées par le slew-rate. Avec un bouclage entre la sortie et l'entrée + il n'a plus de point d'équilibre stable et sa tension de sortie n'a que deux états possibles ±Vsmax.

Le montage le plus connu est le trigger de Schmitt ci contre

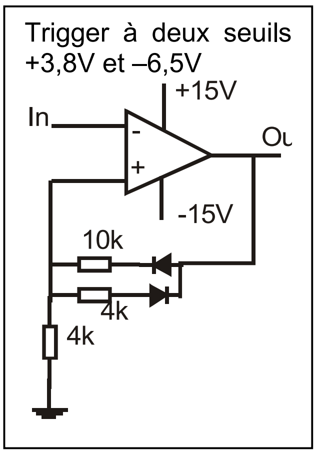
B est un circuit de bouclage non réactif (ni C ni L) tel que :

Si Vs=+Vsmax V_+=V1

Et si

Vs=Vsmin V_+=V2 avec V2<V1

Il est souvent constitué de résistances seules ou associées à des diodes On pourra vérifier que les seuils du montage ci contre sont approximativement +3,8 et –6,5V si l'excursion sur la sortie de l'ampli op est ±15V . Le bouclage d'un tel trigger par un condensateur constitue un oscillateur de relaxation que nous décrirons plus loin.



Comportement en fréquence de l'amplificateur opérationnel

Si le gain à la fréquence nulle d'un ampli op est très grande, elle chute très vite lorsque la fréquence augmente. La fréquence de coupure à -3dB est typiquement de 10 Hz Pour un circuit bien conçu le gain en fonction de la fréquence s'exprime de la façon suivante :

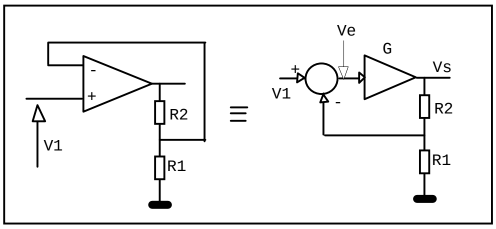
$$G = \frac{G_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\cdot\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)\cdot\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_3}\right)\cdot}$$

ou ω_1 , ω_2 , ω_3, … sont des pulsations caractéristiques du circuit. La première ω_1 est de l'ordre de 100 ou moins .La position des

suivantes détermine la stabilité de l'amplificateur en boucle fermée. Considérons en effet le montage de gain positif:
Il peut être considéré comme constitué d'un amplificateur de gain G associé à un atténuateur R1 R2 et un circuit additionneur soustracteur d'entrée .Alors

$$V_S = G(V_1 - \beta \cdot V_S)$$

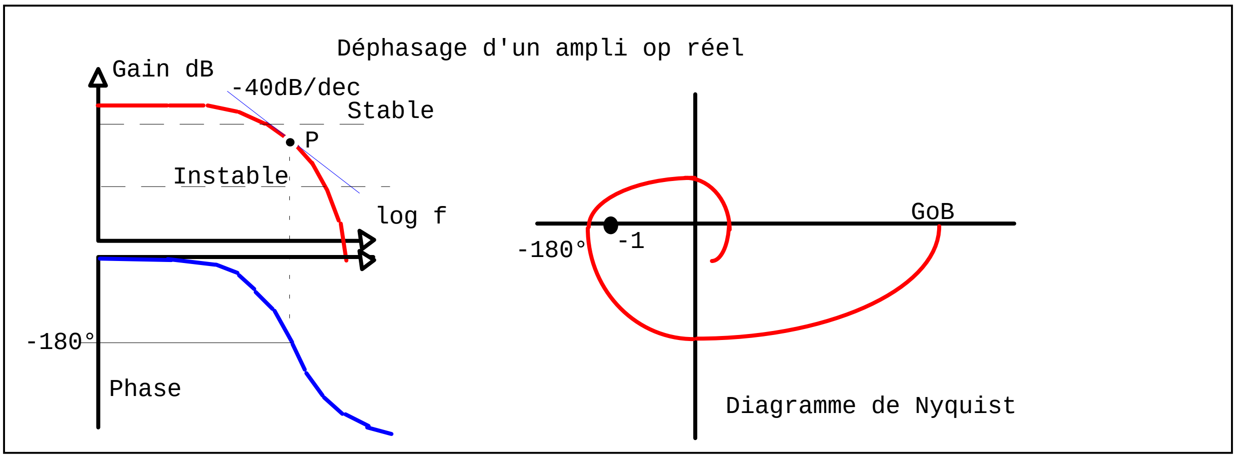
$$avec \longrightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



D'ou l'expression classique du gain d'un amplificateur bouclé:

$$V_S = \frac{G}{1+\beta G} V_1$$

Ce circuit est stable si dans le plan complexe la courbe du gain en boucle ouverte βG (diagramme de Nyquist) n'entoure pas le point -1.C'est à dire qu'à la fréquence pour laquelle le déphasage est de 180° le gain en boucle ouverte est inférieur à l'unité.



Or le déphasage atteint 180° lorsque la courbe de gain à en module une pente de -40dB par décade. Soit P le point correspondant .

Le gain à fréquence 0 est 1+R2/R1=1/β , traçons une parallèle à l'axe des fréquences ayant pour abscisse 1/β.Si elle se situe au dessus du point P on peut écrire pour cette fréquence : 1/β>G donc Gβ<1 le montage est stable, au contraire si la droite est en dessous de P 1/β<G et Gβ>1 le montage est instable. Ainsi , et c'est à priori surprenant , **un ampli op bouclé est plus stable pour un gain élevé que pour un gain faible.**

Pour que la stabilité soit assurée dans tous les cas il faut que le déphasage de 180° ne soit atteint pour aucune fréquence pour laquelle le gain de l'ampli est supérieur à 1 . C'est ce qui est réalisé avec le modèle 741 qui est inconditionnellement stable mais a des performances en fréquences médiocres. L'ancien 709 avait un comportement en fréquence bien meilleur mais était beaucoup plus difficile à stabiliser en boucle fermée.

Produit gain bande :

Reprenons le montage de gain positif et introduisons l'expression du gain dans laquelle pour simplifier nous ne faisons intervenir que la première fréquence de transition.(Pour un 741 $\omega_1 \cong 100$ alors que $\omega_2 \cong 10^7$)

La tension de sortie devient :

$$V_S = \frac{G}{1+\beta \cdot G} \cdot V_1 \quad \text{avec} \quad G = \frac{G_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}}$$

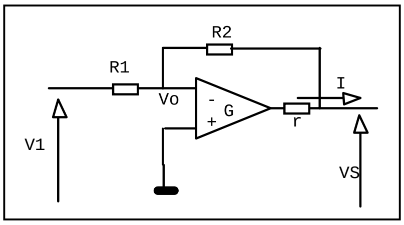
soit

$$V_S = \frac{G_0}{1+\beta \cdot G_0} \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1(1+\beta \cdot G_0)}} \cdot V_1$$

Le gain en continu est : $G_{CC} = \dfrac{G_0}{1+\beta \cdot G_0}$

Et la pulsation de coupure : $\omega_C = \omega_1 (1+\beta \cdot G_0)$ mais $1+\beta \cdot G_0 = \dfrac{G_0}{G_{CC}}$

Donc $\omega_C . G_{CC} = \omega_1 \cdot G_0$ **le produit gain bande est une constante** .



Influence de l'impédance de sortie non nulle :

Si dans le montage ci contre on admet pour simplifier que le courant circulant dans le pont de réaction R1 R2 est négligeable devant le courant de sortie I

$$V_S = -GV_0 - rI$$

avec

$$V_0 = \frac{V_1 R_2 + V_S R_1}{R_1 + R_2}$$

alors Vs se met sous la forme $V_S = KV_1 - RI$ avec $R = r \cdot \dfrac{1+G_A}{1+G_A+G}$ impédance de sortie du montage , $G_A = (1+R2/R1)$ étant le gain sans charge. Si ce gain est grand devant l'unité cette expression se simplifie en $R = r\dfrac{G_A}{G}$

Or G est de l'ordre de 100000 en continu. Ainsi avec un ampli op de résistance interne 100Ω bouclé en gain de 1000 (ce qui est beaucoup) l'impédance de sortie du montage n'est que de 1Ω . *Ce qui ne veut pas dire que ce montage puisse sur 1Ω délivrer une tension élevée ; par exemple si le courant maximum est de 10mA la tension sur cette charge ne peut pas dépasser 10mV .*

Mais lorsque la fréquence augmente la situation est bien moins favorable .