

## Amplificateur Opérationnel

### 1. Le modèle de l'amplificateur opérationnel idéal :

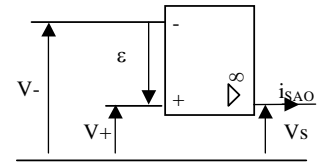
Un amplificateur différentiel répond par définition à la loi :

$$V_s(t) = \mu[V_+(t) - V_-(t)] = \mu \cdot \varepsilon$$

$\mu$  est un nombre positif, grand, nommé **amplification de différence** de l'ampli.

Cette loi entraîne que  $V_+$  a tendance à faire augmenter  $v_s$  et  $V_-$  a tendance à faire diminuer  $v_s$ .

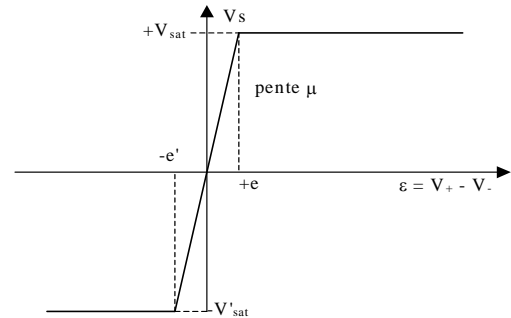
La borne d'entrée - est nommée entrée **inverseuse**, la borne d'entrée + étant l'entrée **non-inverseuse** de l'ampli op.



Un amplificateur opérationnel, en régime suffisamment lentement variable (jusqu'à 10.000 Hz couramment) admet la caractéristique de transfert suivante:

On distingue :

- un segment de droite de pente  $\mu$  très forte ; région dans laquelle l'ampli op. a un très grand gain,
- deux paliers horizontaux, correspondant à la **saturation** de l'A.O.



La valeur de l'ordonnée de ces paliers dépend de l'alimentation de l'A.O. En alimentant avec une tension + ou - 15 V, symétrique (comme c'est usuellement le cas),  $V_{sat} \approx V'_{sat} \approx 14$  V, légèrement inférieures à la tension d'alimentation.

e et -e' sont les valeurs de  $\varepsilon = V_+ - V_-$  marquant le début du palier de saturation.

$e = V_{sat} / \mu$  et  $e' = V'_{sat} / \mu$  ;  $\mu \approx 10^5$  en régime statique, e et e' sont de l'ordre du dixième de millivolt (0,1 mV).

L'ampli opérationnel apparaît donc comme un amplificateur différentiel, comportant des limitations en tension de sortie  $V_s$ , (ainsi qu'en intensité du courant de sortie  $i_{sAO}$ ), pour des raisons pratiques.

Pour  $\varepsilon < -e'$  :  $v_s = -V'_{sat}$ , c'est la **zone de saturation négative**,

Pour  $\varepsilon > e$  :  $v_s = V_{sat}$ , c'est la **zone de saturation positive**,

Si  $-e' < \varepsilon < e$  : **zone de fonctionnement linéaire**.

**Attention :** la quantité  $\varepsilon = V_+ - V_-$  n'est pas a priori faible. Elle ne le reste que dans le domaine de fonctionnement linéaire.

La moindre tension perturbatrice recueillie aux bornes d'entrée de l'ampli op. l'amènera à saturation s'il est utilisé en boucle ouverte. C'est pourquoi, sauf exception, l'ampli op. sera employé en montages **bouclés** dit **montages avec réaction**.

### L'amplificateur opérationnel idéal :

Un ampli op. est dit idéal ou parfait s'il est caractérisé par :

- une impédance d'entrée infinie, donc des courants d'entrées nuls :

$$i_+ = i_- = 0$$

- une impédance de sortie nulle. L'ampli opérationnel en

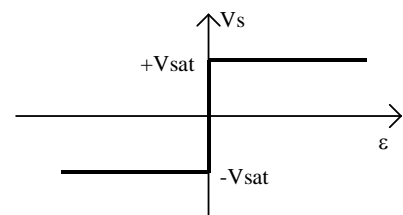
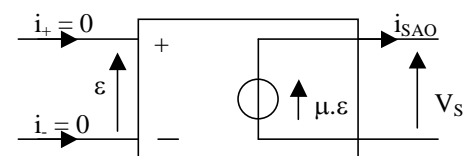
fonctionnement linéaire est alors équivalent, vu de la sortie, à une source de tension idéale  $V_s = \mu \cdot \varepsilon$ .

- un gain différentiel  $\mu$  infini, ce qui fait qu'en **régime linéaire** la différence de potentiel  $\varepsilon$  existant entre les entrées de l'ampli op. est nulle :

$$\varepsilon = V_+ - V_- = 0$$

- une tension de sortie  $v_s$  nulle en l'absence de signal d'entrée.

Ces considérations conduisent à la caractéristique suivante :



### Remarques :

On peut s'étonner du fait que l'on puisse avoir une tension de sortie  $V_s$  et un courant de sortie  $i_{sAO}$  non nuls, donc que l'ampli opérationnel débite une certaine puissance en sortie  $P_s = V_s \cdot i_s$ , alors qu'en entrée, en fonctionnement linéaire,  $\varepsilon = 0$  et pour tout type de fonctionnement  $i_+ = i_- = 0$ .

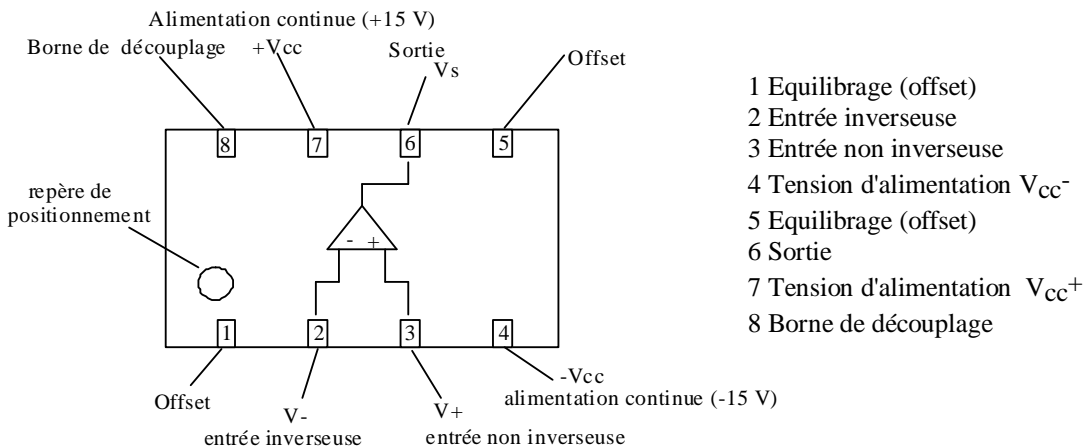
N'oublions pas que dans sa constitution interne l'ampli op. est extrêmement complexe, et qu'il comporte notamment de nombreux composants actifs (transistors...) alimentés par la source d'alimentation continue nécessaire au fonctionnement de l'ampli op. Celle-ci fournit la puissance électrique permettant d'avoir une puissance non nulle en sortie de l'ampli opérationnel.

L'A.O. ne peut débiter qu'une puissance très limitée en sortie. C'est un composant destiné à la génération et au traitement de signaux. Il ne peut être employé dans un circuit de puissance alimentant une utilisation (haut-parleur, moteur électrique...).

### Schéma de brochage de l'A.O. :

On donne ci-dessous le schéma de câblage de l'amplificateur opérationnel utilisé (type N 741).

Vous vous reporterez à ce schéma chaque fois que vous serez amené à utiliser un amplificateur opérationnel dans les différents TP de l'année.



On remarquera l'absence de borne de masse sur l'A.O.

La borne de découplage permettra, en la reliant à la masse du montage, d'éliminer les instabilités apparaissant sur les montages dans certaines circonstances.

La platine porte-AO comporte deux condensateurs de faibles capacités placés entre la borne de découplage et les bornes d'alimentation (+15V et -15V). Quand la borne de découplage est connectée à la masse de l'alimentation, on obtient ainsi le filtrage des signaux de fréquence élevée susceptibles d'apparaître intempestivement dans le montage.

### Recommandations importantes :

1°/ Toutes les masses, y compris celle du multimètre, seront reliées au point milieu de l'alimentation (l'A.O. ne possède pas par lui-même de borne de masse).

2°/ Les tensions d'alimentation  $\pm 15$  V seront appliquées à l'ampli op **AVANT** et elles seront coupées **APRES** le signal d'entrée, ceci sous peine de destruction de l'ampli op.

**L'ALIMENTATION DOIT ETRE MISE SOUS TENSION AVANT LES AUTRES GENERATEURS ET ELLE DOIT ETRE COUPEE APRES.**

Les recommandations habituelles pour le câblage restent évidemment valables : respect des couleurs, fils courts, etc.

## 2. Le montage Amplificateur non-inverseur :

### 2.1 Réalisation :

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  ;  $R_2 =$  boîte à décades ; Régler  $R_2$  à  $9 \text{ k}\Omega$

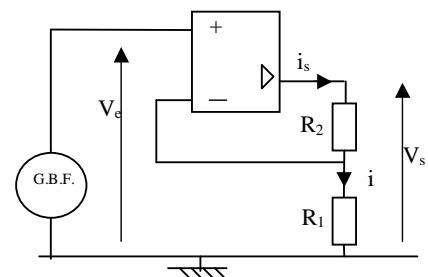
Appliquer une tension d'entrée  $V_e$  sinusoïdale, d'amplitude  $1 \text{ V}$ , de fréquence  $f = 1 \text{ kHz}$ .

Vérifier la valeur du gain théorique du montage :  $G = V_s / V_e = 1 + R_2/R_1$

Soit ici :  $V_s = 10 \cdot V_e$ .

Ajouter une composante continue à  $V_e(t)$  au moyen de l'offset du G.B.F.

$V_e(t) = V_{e0} + V_{e1} \cdot \cos(2\pi f \cdot t + \phi)$ . Observer et mesurer  $V_s(t)$ .



**2.2 Etude théorique :**

En considérant l'A.O. comme idéal,  $i_- = i_+ = 0$  donc  $V_s = (R_1 + R_2).i$ .  
 L'A.O. étant en rétroaction sur la borne inverseuse :  $V_+ = V_-$  donc  $V_e = R_1.i$  D'où  $V_s / V_e = G = 1 + R_2/R_1$ .  
 Par le théorème de superposition, ce gain théorique concerne tout terme de tension, variable ou non.

**3. Limites de comportement, écarts au modèle idéal :**

Différents défauts apparaissent, qui sont dus aux limitations structurelles des composants constituant l'A.O.

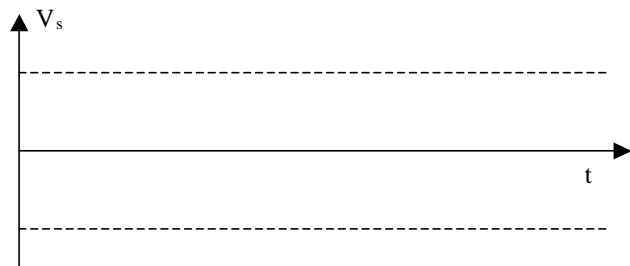
**3.1 Limitation en tension de sortie :**

Modifier la valeur de  $R_2$  en l'amenant à 99 kΩ.  
 Quelle est la valeur du gain théorique ?

Appliquer  $V_e$  continue :  $V_e = 0,1$  V, puis 0,2 V.  
 Que vaut  $V_s$  ?

Appliquer  $V_e$  sinusoïdal, d'amplitude 0,1 V puis 0,2 V. Relever  $V_s(t)$  obtenu dans ce dernier cas.

Une mesure des valeurs d'écartement conduit à :  
 $-V_{-sat} < V_s < +V_{+sat}$ .



graphe à compléter durant la séance

Conclusion : La réponse en tension de sortie de l'A.O. est limitée aux valeurs de saturation.

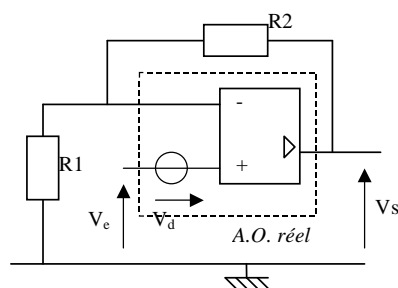
**3.2 Modèle du gain infini :**

On conserve la valeur  $R_2 = 99$  kΩ amenant  $G = 100$ .  
 En régime linéaire, la mesure de la tension différentielle d'entrée  $\epsilon = V_+ - V_-$  donne effectivement une valeur pratiquement nulle. La tension de sortie  $V_s$  répond alors à :  $V_s = \mu.\epsilon$  avec  $\mu \rightarrow \infty$ .  
 Attention à ne pas en conclure hâtivement que  $\epsilon$  est toujours faible :  $\epsilon$  peu prendre des valeurs notables, l'AO étant alors en régime saturé.

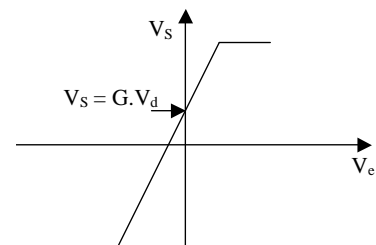
**3.3 Décalage en tension :**

On conserve la valeur  $R_2 = 99$  kΩ amenant  $G = 100$ .  
 Pour  $V_e = 0$ , on pourra observer  $V_s \neq 0$ .  $V_s = G.V_d$  avec  $V_d \approx 1$  mV. Les valeurs de tension à mesurer étant très faibles, l'observation est délicate. La valeur de  $V_d$  résultant d'un défaut de fabrication (et non de conception) de l'A.O., elle varie d'un A.O. à l'autre.

modélisation du décalage :

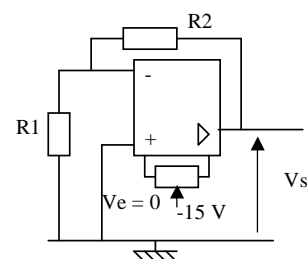


$V_+ = V_-$  avec :  $V_+ = V_e + V_d$   
 et  $V_- = R_1 V_s / (R_1 + R_2)$   
 on tire alors :  
 $V_s = G.(V_e + V_d)$   
 avec  $G = 1 + (R_2 / R_1)$



La compensation de la tension de décalage  $V_d$  (réglage de l'offset) peut se réaliser par le montage ci-contre, employant un potentiomètre de 10 kΩ. Le potentiomètre doit être réglé pour minimiser  $V_s$  lorsque  $V_e = 0$ .

Les effets de ce décalage de l'AO au sein d'un montage seront observés sur diverses situations ultérieures.  
 (voir notamment montage intégrateur dans le TP-cours suivant).



**3.4 Limitation en courant de sortie :**

Par construction, le courant de sortie  $i_s$  est limité à une valeur maximale afin d'éviter une détérioration du composant :

$$-I_{sat} < i_s < I_{sat}$$

La valeur annoncée par le constructeur, pour un A.O. N 741 est de 25 mA, soit une puissance maximale en sortie :

$$P_{smax} = U_{sat} \cdot I_{max} = 15 \times 0,025 = 375 \text{ mW}$$

Mesure de  $I_{sat}$  :

On fixe  $R_2$  à 9 kΩ, amenant ainsi  $G = 10$ .

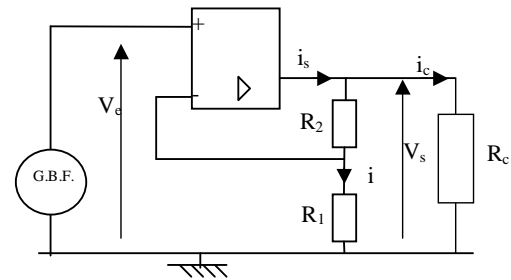
Appliquer une tension sinusoïdale  $V_e$  d'amplitude 1 V, de fréquence 1 kHz.

S'assurer au préalable que l'on n'ait pas de saturation en tension de sortie :  $V_s < V_{sat}$

Ajouter au montage précédent une résistance de charge  $R_c$ .

Une intensité  $i_c$  vient s'ajouter à l'intensité que doit débiter l'AO en sortie :  $i_s = i + i_c = \frac{V_s}{R_1 + R_2} + \frac{V_s}{R_c}$

Diminuer progressivement  $R_c$  à partir de 10 kΩ. Relever les valeurs  $V_{s0}$  et  $R_{c0}$  pour lesquels il apparaît une déformation du signal de sortie. En déduire la valeur de  $I_{+sat}$ .



**3.5 Limitation de la vitesse de balayage :**

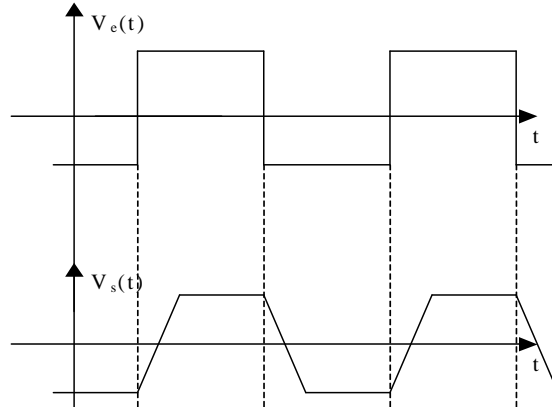
La vitesse de variation de la tension de sortie est limitée à des valeurs extrêmes :  $-\sigma_- < dV_s/dt < +\sigma_+$

Pour un A.O. N 741,  $\sigma \approx 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$  : il faut 40 μs pour que l'A.O. commute de -10 V à +10 V.

Ce défaut peut conduire à une déformation des signaux de sortie.

Si l'on observe en mode bicourbe  $V_e(t)$  et  $V_s(t)$  pour un montage amplificateur non-inverseur, où  $V_e(t)$  est une tension créneau :

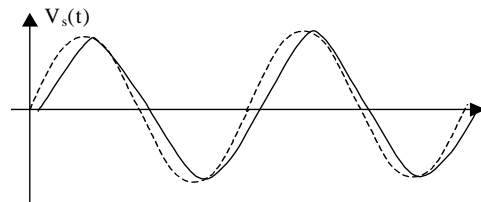
La pente des signaux obtenus en  $V_s(t)$  correspond à la vitesse de balayage.



On obtient une triangularisation du signal  $V_s(t)$ .

Pour une tension d'entrée sinusoïdale, on attendrait une tension de sortie sinusoïdale (courbe en trait pointillés).

La limitation en vitesse de balayage se manifeste comme indiqué ci-contre (courbe en traits pleins).



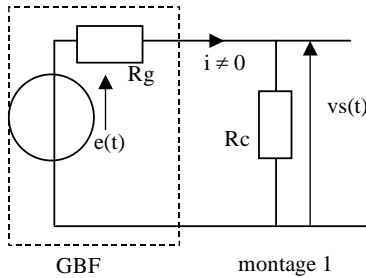
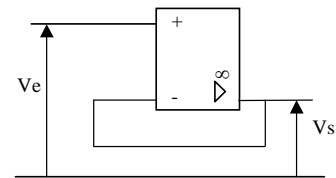
Pour  $V_s = G.E \sin(\omega t + \varphi)$ , la limitation en vitesse de balayage se manifestera s'il existe des valeurs de  $V_s(t)$  telles que :  $|dV_s(t)/dt| > \sigma$

soit dès que :  $G.E \omega > \sigma$ .

L'effet s'observe donc surtout à fréquences élevées.

**4. Montage suiveur :**

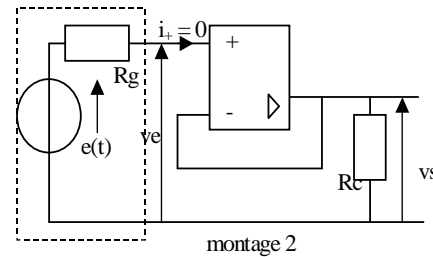
Ce montage est un cas particulier du montage amplificateur non-inverseur. L'A.O. est en réaction sur la borne (-) (rétroaction). Il fonctionne en régime linéaire :  $V_+ = V_-$  donc  $V_e(t) = V_s(t)$



Réaliser le montage 1, régler  $e(t)$  à une amplitude  $V_e \approx 1$  V et mesurer l'amplitude  $V_s$  pour  $R_C = 10$  k $\Omega$ , puis pour  $R_C = 100$   $\Omega$ .

(montage 2) ;

mesurer de même l'amplitude  $V_s$  pour  $R_C = 10$  k $\Omega$ , puis  $R_C = 100$   $\Omega$ . Expliquer le résultat obtenu pour  $R_C = 30$   $\Omega$ .



Insérer ensuite le suiveur dans le circuit ci contre

Le suiveur permet de séparer le générateur ( $e(t)$ ,  $R_g$ ), qui débite un courant théoriquement nul (en pratique très faible) de la charge  $R_C$  qui reçoit la puissance fournie par l'amplificateur opérationnel. On parle de "montage tampon".

Si l'on compare la tension de sortie qui serait obtenue en présence du montage suiveur (montage 2) et en son absence (montage 1), on aura :

- pour le montage 1 : la valeur de  $V_s$  dépendra du courant  $i$  débité par le générateur, et donc de la valeur de la

résistance de charge  $R_C$  : 
$$v_s(t) = e(t) - R_g \cdot i(t) = \frac{R_c}{R_g + R_c} e(t)$$

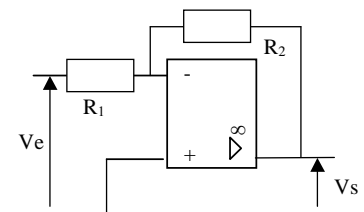
- dans le montage 2 :  $V_s = V_e$ , quelle que soit la valeur de  $R_C$  car aucun courant n'est débité dans l'entrée de l'AO.

A.N. : Pour  $R_g = 50$   $\Omega$ ,  $R_C = 100$   $\Omega$ , on a  $V_s = 0.67 \cdot V_e$  pour le montage (1) et  $V_s = V_e$  pour le montage (2).

**5. Montage amplificateur inverseur :**

Un étude théorique conduit à un gain du montage :  $G = V_s / V_e = -R_2 / R_1$

De même que pour le montage amplificateur inverseur, une étude expérimentale pourrait être conduite, amenant des résultats analogues en tous points.



**6. Etude de la réponse en fréquence. Diagramme de Bode :**

Le gain  $\mu$  de l'A.O. n'est pas constant lorsque la fréquence évolue. A des valeurs de fréquence suffisamment élevées, sa diminution sera telle qu'elle va affecter le fonctionnement du montage dans lequel il est inséré.

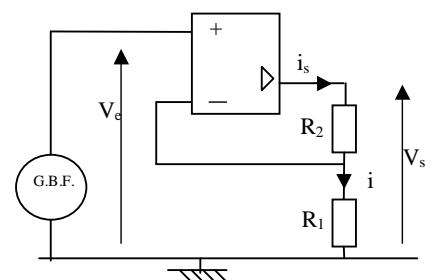
Le gain  $G = V_s / V_e$  du montage va alors s'affaïssir. Ce phénomène va s'accompagner d'un déphasage  $\phi$  de la tension de sortie  $V_s$  par rapport à la tension d'entrée  $V_e$ .

L'étude expérimentale sera conduite sur le cas du montage amplificateur non-inverseur.

On fixera :  $R_1 = 1$  k $\Omega$  ;  $R_2 = 49$  k $\Omega$  (amenant donc  $G = 50$  à basse fréquence).

Un document fourni en annexe donne l'évolution du gain d'un montage identique, pour  $R_1 = 1$  k $\Omega$  et  $R_2 = 19$  k $\Omega$  (soit pour  $G = 20$ ).

Les graphes donnés constituent le diagramme de Bode du montage : courbe de gain  $G_{dB}$  (log f) et courbe de phase  $\phi(\log f)$ .



La valeur  $G_{dB}$  est la valeur du gain en décibels :  $G_{dB} = 20 \log G$ .

### 6.1 Exploration rapide, détermination de la fréquence de coupure :

Reprendre le montage amplificateur non-inverseur étudié précédemment, avec  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 49 \text{ k}\Omega$ , et appliquer une tension d'entrée sinusoïdale de fréquence 100 Hz environ, d'amplitude suffisamment faible pour éviter la saturation en tension de sortie.

Faire varier manuellement la fréquence du signal d'entrée de 100 Hz à 1 MHz. Observer qualitativement l'évolution du gain et du déphasage.

Cette première exploration permet de mettre en évidence certains défauts introduits par l'A.O. :

- triangularisation à haute fréquence (limitation de vitesse de balayage),
- existence d'un décalage  $V_{sd} = G \cdot V_d$ . Pour des mesures précises de  $V_s$ , se placer en mode AC sur l'oscilloscope, afin d'éliminer cet effet.

Déterminer la fréquence de coupure à -3 dB du montage,  $f_c$ , définie par :

$$f = f_c \text{ pour } G = G_{\max} / \sqrt{2} ; \text{ soit en décibels : } G_{\text{dB}} = 20 \log G = G_{\text{dBmax}} - 3 \text{ dB.}$$

### 6.2 Etude précise. Diagramme de Bode :

Le diagramme de Bode met en jeu une échelle logarithmique des fréquences. L'emploi de papier semi-logarithmique pour son tracé sera expliqué en cours.

Pour des fréquences environ égales à 1,0 kHz ; 10 kHz ; 15 kHz ; 40 kHz et 200 kHz relever les valeurs du gain en dB et du déphasage  $\varphi$  du montage.

Construire la courbe de phase et la courbe de gain pour  $G = 50$  sur les documents annexes.

Déterminer graphiquement les fréquences de coupure à -3dB  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$  correspondant aux valeurs  $G_1 = 20$  et  $G_2 = 50$ . Vérifier la relation :  $G \cdot f_c = \text{cste}$  pour les deux valeurs de gain envisagées.

Conclusion : le **produit gain-bande**  $G \cdot f_c$  apparaît comme une **grandeur invariante**.

### 6.3 Etude théorique de la réponse fréquentielle. (Voir travail à faire en annexe).

## 7. Réponse indicielle du circuit :

### 7.1 Etude théorique. (voir travail à faire en annexe).

### 7.2 Observation expérimentale :

On conserve le montage amplificateur non-inverseur précédemment utilisé.

Régler les valeurs  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , donnant un gain statique  $G = 1 + R_1 / R_2 = 11$

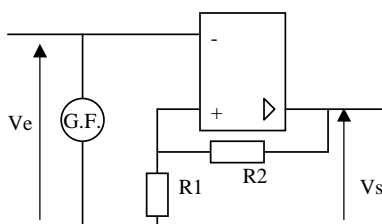
Appliquer au montage une tension crête-à-crête, d'amplitude 300 mV, de fréquence 100 Hz.

Relever les courbes  $V_e(t)$  et  $V_s(t)$  obtenues.

Qu'obtient-on si on prend une amplitude de 1 V ? Interpréter.

## 8. Montage non linéaire à AO : le comparateur à hystérésis ou Trigger de Schmitt .

### 8.1 Rôle de la réaction :



Le montage comparateur à hystérésis ressemble énormément au montage amplificateur non-inverseur, avec une différence fondamentale :

les rôles des bornes inverseuses et non inverseuses ont été échangés, la réaction se fait maintenant sur la borne (+).

Nous allons montrer que dans ces conditions, le montage n'est plus linéaire, et l'A.O. va fonctionner essentiellement en saturation.

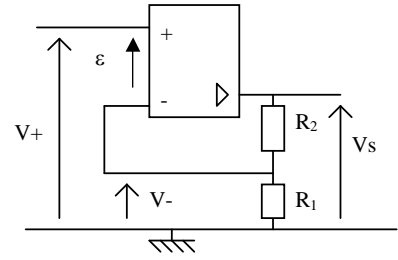
Comparons les deux situations :

• **Montages bouclés sur l'entrée inverseuse dits "avec contre-réaction" :**

Envisageons le montage amplificateur non-inverseur étudié plus haut, avec un A.O. de gain en boucle ouverte  $\mu$  très grand :

Le montage potentiométrique ( $R_1$ ,  $R_2$ ) permet d'écrire :  $V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$

soit en posant  $1/G = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  :  $V_- = V_s/G$



La tension différentielle d'entrée est :  $\varepsilon = V_+ - V_- = V_+ - V_s/G$

Ce montage comporte une boucle de rétroaction correspondant à l'ensemble ( $R_1$ ,  $R_2$ ) qui permet de renvoyer en entrée inverseuse une partie de la tension de sortie.

Le montage est dit bouclé par une chaîne de rétroaction (ou contre réaction).

La tension  $V_s$  répond, d'après l'équation de la caractéristique dans le domaine linéaire, à :

$$V_s = \mu \cdot \varepsilon = \mu \cdot (V_+ - V_-)$$

*L'explication qualitative qui suit doit être retenue ; elle est exigible lors d'interrogations orales ou écrites.*

Partons d'un état initial en régime linéaire :  $\varepsilon = V_+ - V_- \approx 0$ .

Toute augmentation de la tension différentielle d'entrée ( $V_+ - V_-$ ) entraînera une augmentation de la tension de sortie  $V_s$ , donc une augmentation du potentiel  $V_- = V_s/G$  qui va venir contrer l'augmentation initiale de ( $V_+ - V_-$ ). De même, toute diminution de la tension différentielle ( $V_+ - V_-$ ) (vers des valeurs négatives) entraînera une diminution de la tension de sortie  $V_s$ , donc une diminution du potentiel  $V_- = V_s/G$  (en valeur négative) qui va venir là encore contrer la diminution initiale de ( $V_+ - V_-$ ).

Par conséquent, il y aura **stabilisation de l'ampli op. dans la zone linéaire**. Il n'y aura donc pas de saturation et la relation  $V_s = \mu \cdot \varepsilon$  sera vérifiée à tout instant. C'est tout l'intérêt de la contre-réaction présente dans ce type de montages. La tension différentielle  $\varepsilon$  restera à des valeurs très faibles, que l'on pourra négliger.

Calculons maintenant le gain du montage "amplificateur non-inverseur" : en explicitant les relations précédentes, on tire

$$\varepsilon = V_s/\mu = V_+ - V_s/G, \text{ donc } V_s(1/G + 1/\mu) = V_+$$

Le gain du système bouclé, correspondant par définition au rapport  $V_s/V_e = V_s/V_+$  puisque  $V_+$  représente la tension d'entrée du montage. Ce gain vaudra donc  $1/(1/G + 1/\mu)$ .

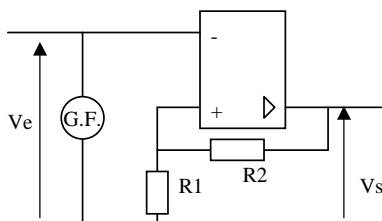
Or on sait que  $\mu$  est très grand ( $10^4$  à  $10^6$ ), donc  $1/\mu$  est très inférieur à  $1/G$ .

Il vient finalement en négligeant  $1/\mu$  devant  $1/G$  :  $V_s/V_e = G = (R_1 + R_2)/R_1 = 1 + R_2/R_1$

On a ainsi conçu un système **stable**, pour lequel il existe une relation  $V_s = G \cdot V_e$ , mais avec un gain  $G$  relativement faible devant  $\mu$ .

Remarquons enfin que la dispersion des valeurs de  $\mu$  (qui existe au sein d'une série d'ampli op. d'un même type du fait des aléas de fabrication) n'affecte pas le gain du montage, tant que  $1/\mu$  est très inférieur à  $1/G$ .

• **Montages bouclés sur l'entrée non-inverseuse dits "avec réaction positive" :**



A l'inverse du cas précédent, la boucle de réaction va ici accentuer la moindre augmentation de ( $V_+ - V_-$ ), ce qui fait que l'ampli opérationnel ne fonctionnera qu'en régime de **saturation**. En effet, toute augmentation de ( $V_+ - V_-$ ) entraînera une augmentation de la tension de sortie  $V_s$ , donc cette fois une augmentation du potentiel  $V_+ = V_s/G$  qui va venir accentuer l'augmentation initiale de ( $V_+ - V_-$ ).

De même, toute diminution de  $(V_+ - V_-)$  (vers des valeurs négatives) entraînera une diminution de la tension  $V_s$ , donc une diminution du potentiel  $V_+ = V_s/G$  (en valeur négative) qui va venir là encore accentuer la diminution initiale de  $(V_+ - V_-)$ .  $V_s = \mu(V_+ - V_-)$  tendrait donc vers l'infini, mais est limité par les tensions  $+V_{sat}$  et  $-V_{sat}$ .

### Conclusion :

Les résultats établis sont généraux. On retiendra qu'un montage avec **contre-réaction** (bouclé sur l'entrée inverseuse) fonctionne en **régime linéaire**, alors qu'un montage avec **réaction positive** (bouclé sur l'entrée non-inverseuse) fonctionne en **régime saturé**. L'étude générale des systèmes bouclés, et de la notion de réaction n'est pas au programme de la classe de Sup.

## 8.2 Etude théorique de la réponse indicielle d'un montage à réaction positive. (voir travail à faire en annexe).

### 8.3 Comportement du montage comparateur à hystérésis :

#### 8.31 Etude théorique :

L'A.O. est en réaction sur la borne non inverseuse : il fonctionne en régime saturé :  $V_s = +V_{sat}$  ou  $V_s = -V_{sat}$

L'A.O. est ici un composant **non-linéaire**. Comme pour toute étude comportant de tels composants, la méthode consiste à présumer un domaine de fonctionnement. Puis on écrit les équations du circuit sur la base de cette hypothèse.

On en tire alors les conditions de réalisation du fonctionnement présumé.

- Supposons que  $V_s = +V_{sat}$ . alors :  $V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

Or on aura  $V_s = +V_{sat}$  tant que  $V_+ > V_-$  avec  $V_- = V_e$ .

Le montage reste donc en saturation positive tant que  $V_e \leq V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = k.V_{sat}$

Si  $V_e$  atteint et dépasse la valeur limite  $\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$ , alors le comparateur commute :  $V_s$  prend la valeur  $-V_{sat}$ .

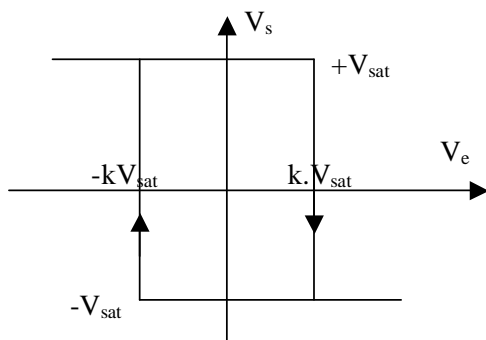
- Quand  $V_s = -V_{sat}$  alors :  $V_+ = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

Or on aura  $V_s = -V_{sat}$  tant que  $V_+ < V_-$  avec  $V_- = V_e$ .

Le montage reste donc en saturation négative tant que  $V_e \geq V_+ = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = -k.V_{sat}$

Si  $V_e$  atteint et dépasse la valeur limite  $\frac{-R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$ , alors le comparateur commute :  $V_s$  prend la valeur  $+V_{sat}$ .

On dresse ainsi la caractéristique du montage  $V_s = f(V_e)$ .



On notera le sens des commutations aux tensions de

$$\text{commutation } \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = \pm k.V_{sat}$$

#### 8.32 Manipulations :

Réaliser le montage comparateur à hystérésis avec :  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$ . (ainsi  $k.V_{sat} = V_{sat} / 5$ )

Appliquer une tension d'entrée  $V_e$  continue réglable (offset du GBF). Observer l'évolution de  $V_s$ .



Le montage réalise une fonction MEMOIRE : son état témoigne de la dernière commutation ayant eu lieu.

Appliquer  $V_e(t)$  sinusoïdale.

Observer  $V_s$  et  $V_e$  en mode XY, à faible fréquence (quelques Hertz). Le spot parcourt la caractéristique.

Passer en mode bi courbe et augmenter la fréquence.

Relever les courbes  $V_s(t)$  et  $V_e(t)$  obtenues à 100 Hz.

Que se passe-t-il à fréquence plus élevée ? A quoi est dû le phénomène de triangularisation observé ?

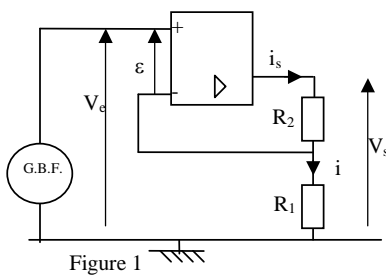
**ANNEXE : Travail théorique complémentaire.**

Les différents points abordés sont repérés par leur numérotation telle qu'elle figure dans la partie expérimentale. Il est évident qu'une mise en relation avec les observations réalisées au cours du TP-cours est attendue.

La démarche proposée est très guidée dans le questionnement. De nombreux éléments de réponse sont fournis, ce qui doit permettre à chacun de traiter l'ensemble du sujet.

**6.3 Etude théorique de la réponse fréquentielle d'un montage linéaire.**

Pour interpréter les phénomènes observés expérimentalement, on propose de modéliser l'A.O. en boucle ouverte par un transfert passe-bas du premier ordre. Il est alors doté d'un gain en boucle ouverte complexe, dépendant de la pulsation  $\omega$  du signal appliqué au montage :



$$\underline{\mu}(\omega) = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{cAO}}}$$

$\mu_0$  est la valeur du gain statique en boucle ouverte (pour  $\omega = 0$ ),  $\omega_{cAO}$  est la pulsation de coupure de l'AO en boucle ouverte.

Pour un A.O. usuel :  $\mu_0 \approx 10^5$  et  $f_{cAO} = \omega_{cAO} / 2\pi \approx 10$  Hz.

On note pour la suite :  $G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$  ;

La mise en équation du montage amplificateur- inverseur devant prendre en compte la non idéalité de l'A.O., il est exclu d'écrire  $V_+ = V_-$ . On utilisera :  $\underline{V}_s = \underline{\mu} \cdot \underline{\varepsilon}$  où  $\underline{\mu}$  est borné.

1. Etablir :  $\underline{V}_s = \underline{\mu} \cdot \left( \underline{V}_e - \frac{V_s}{G} \right)$

2. En utilisant l'expression de  $\underline{\mu}(\omega)$ , établir le transfert du montage :  $\underline{H}(j\omega) = \frac{G}{1 + \frac{G}{\mu_0} + j \frac{G\omega}{\mu_0 \omega_{cAO}}}$

soit puisque  $G \ll \mu_0$  :  $\underline{H}(j\omega) = \frac{G}{1 + j \frac{G\omega}{\mu_0 \omega_{cAO}}}$ .

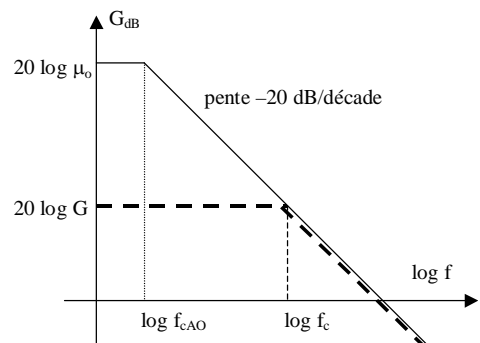
3. On obtient un transfert du premier ordre. Quelle est sa pulsation de coupure  $\omega_c$  ?

Montrer que cette relation, exprimée en fréquence conduit à :

$G \cdot f_c = \mu_0 \cdot f_{cAO}$  avec  $f_c = \omega_c / 2\pi$  et  $f_{cAO} = \omega_{cAO} / 2\pi$ . ( $f_{cAO} \approx 10$  Hz).

Conclusion : le produit gain-bande  $G \cdot f_c$  apparaît non seulement comme une constante, mais il dépend des caractéristiques de l'A.O. en boucle ouverte.

Les courbes de gain en diagramme de Bode donnent les tracés asymptotiques suivant :



**7.1 Réponse indicielle d'un circuit ampli non-inverseur :**

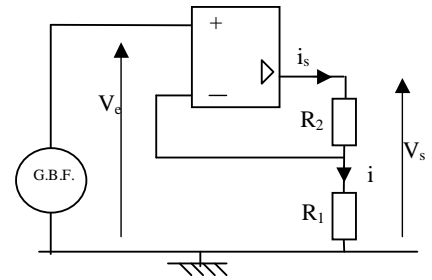
1. On considère le montage ci-contre.

La relation :  $V_s = \mu \cdot \varepsilon$  donne en notation complexe :

$$\underline{V_s} + j \frac{\omega}{\omega_{cAO}} \underline{V_s} = \mu_o \underline{\varepsilon} \text{ soit en notation temporelle :}$$

$$V_s(t) + \tau_{AO} \frac{dV_s}{dt} = \mu_o \varepsilon(t) \quad \text{en notant } \tau_{AO} = 1/\omega_{cAO}$$

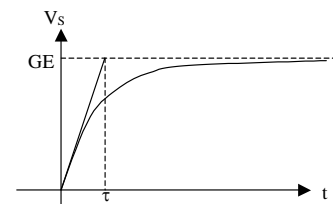
La relation entrée-sortie pour l'AO en boucle ouverte est une équation différentielle du premier ordre, de constante de temps  $\tau_{AO}$ .



Etablir de même, la relation entrée-sortie pour le montage amplificateur non-inverseur :  $V_s(t) + \tau \frac{dV_s}{dt} = G \cdot V_e(t)$

et identifier la constante de temps  $\tau$ .

2. Si la tension d'entrée  $V_e(t)$  correspond à un échelon de tension d'amplitude E, montrer que la réponse en sortie du montage  $V_s(t)$  sera une croissance exponentielle vers la valeur  $G \cdot V_e$ , avec la constante de temps  $\tau$  selon l'expression :  $V_s(t) = GE(1 - \exp(-t / \tau))$



**8.2 Etude théorique de la réponse indicielle d'un montage à réaction positive.**

On examine l'évolution du montage durant la phase transitoire (brève) où l'A.O. est en régime linéaire.

La relation  $\underline{V_s} = \underline{\mu} \cdot \underline{\varepsilon}$  avec :  $\underline{\varepsilon} = \underline{V_+} - \underline{V_-} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \underline{V_s} - \underline{V_e}$  est alors valide,

soit en notant :  $G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$  :  $\underline{V_s} = \underline{\mu} \left( \frac{\underline{V_s}}{G} - \underline{V_e} \right)$

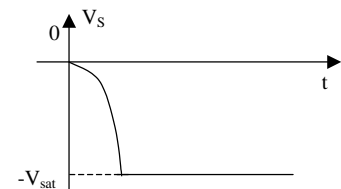
1. En introduisant l'expression de  $\underline{\mu}(\omega)$ , établir le transfert du montage :  $\underline{H}(j\omega) = \frac{+G}{1 - \frac{G}{\mu_o} - j \frac{G\omega}{\mu_o \omega_{cAO}}}$

2. En déduire la relation temporelle :  $V_s(t) - \frac{G}{\mu_o \omega_{cAO}} \frac{dV_s}{dt} = G \cdot V_e$

compte tenu de l'approximation  $G \ll \mu_o$ .

3. On impose une tension d'entrée  $V_e(t)$  correspondant à un échelon de tension d'amplitude E, et l'on suppose que  $V_s(t = 0) = 0$ .

Etablir la solution :  $V_s(t) = G \cdot V_e (1 - \exp(+t / \tau))$  avec  $\tau = G / (\mu_o \omega_{cAO})$  et montrer ainsi que  $V_s(t)$  décroît exponentiellement très rapidement jusqu'à saturation négative.



En quoi ce résultat justifie-t-il la méthode vue en TP-cours permettant l'étude du comportement du montage comparateur à hystérésis ?