

AMPLIFICATEURS

OPERATIONNELS



7, Cité Joly / 75011 PARIS /

☎ (1) 805.42.76



AMPLIFICATEURS

OPERATIONNELS



7, Cité Joly / 75011 PARIS /

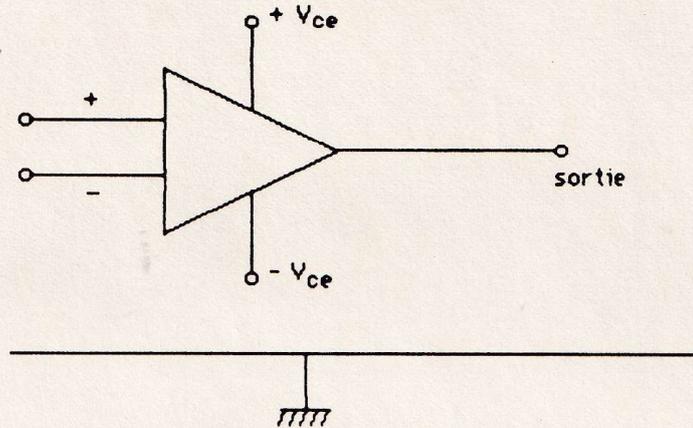
☎ (1) 805.42.76

CHAPITRE I

GENERALITES

I) GENERALITES :

L'ampli Ops dont le symbole est le suivant :



est un amplificateur différentiel à courant continu.

Nous donnerons donc un rapport sur les amplificateur à courant continu, les amplis différentiels **avant** d'attaquer les amplis OPS.

A) L'amplificateur à courant continu :

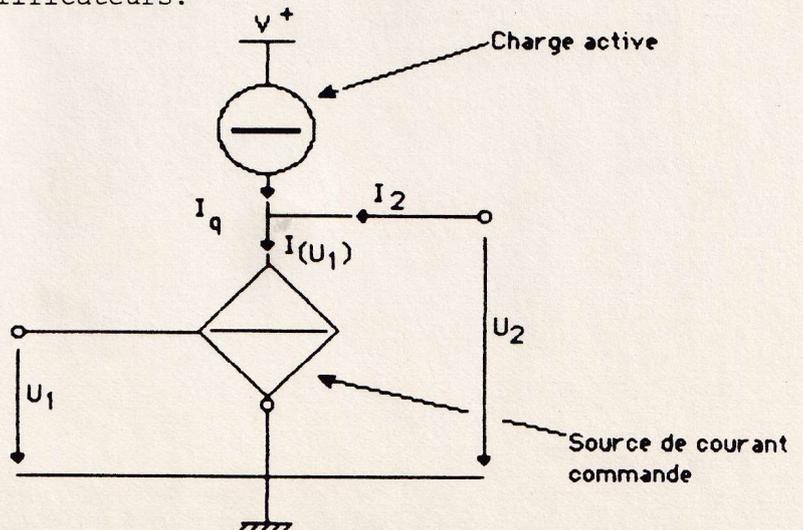
Le fait de vouloir réaliser un ampli à courant continu exclu l'utilisation de capacité de liaison et de capacité de découpage. On utilise les propriétés des sources de courant pour réaliser des couplages directs entre les différents étages et conserver leurs propriétés indépendamment des points de repos.

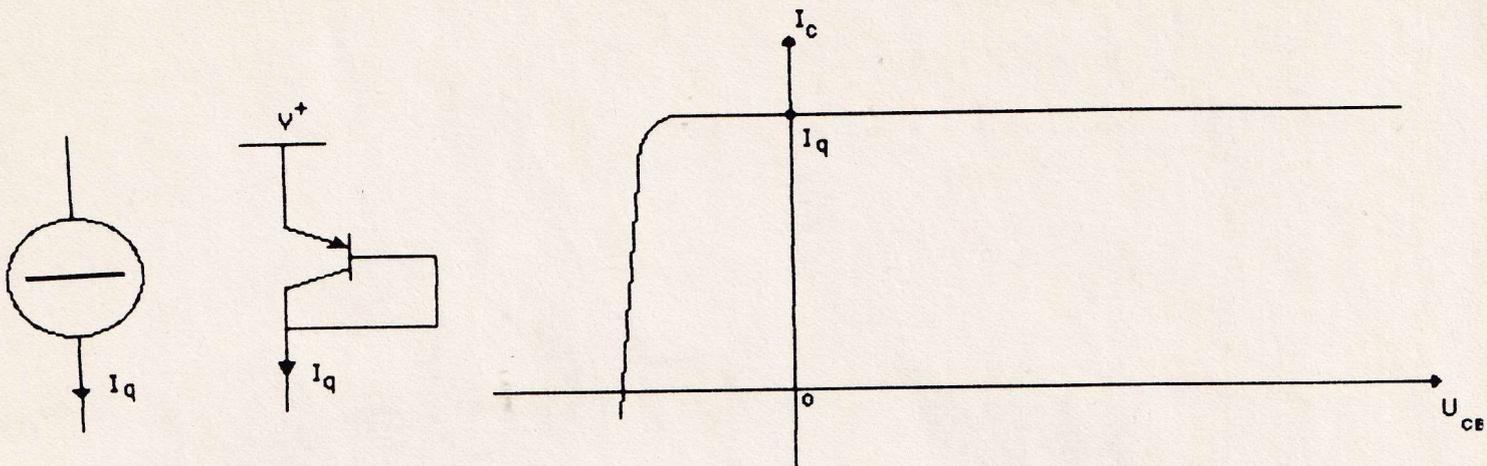
Ces amplificateurs lorsqu'ils sont destinés à être intégrés doivent utiliser le moins possible de résistance (très encombrantes dans les puces) et avoir une consommation restreinte. Contrairement aux amplificateurs à éléments directs ils n'auront pas de gains définis.  $P$  sera simplement le plus élevé possible; les circuits extérieurs de réaction ou de contre réaction permettant de l'ajuster à la valeur donnée.

Nous décrirons ces circuits à transistor bipolaires en sachant que ces principes peuvent être translatés en technologie.

a) Charge active :

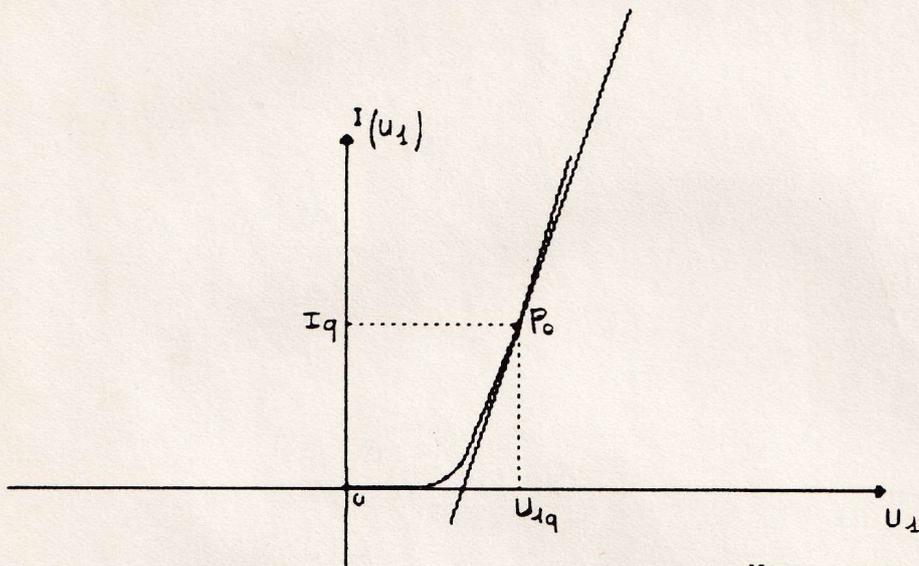
On appelle charge active une source de courant réelle qui remplace la résistance de charge dans les amplificateurs.





Cette charge active va créer un courant constant  $I_q$  qui entrera dans l'amplificateur en dessous représenté par le schéma du tripôle actif idéal le représentant.

La caractéristique  $I(U_1)$  le représentant est représenté ci-dessous. (Il s'agit en fait de la caractéristique  $I_c = f(U_{BE})$ ).



Au repos  $U_1 = 0$   
 $I_2 = 0$   
 donc  $I(U_1) = I_q$

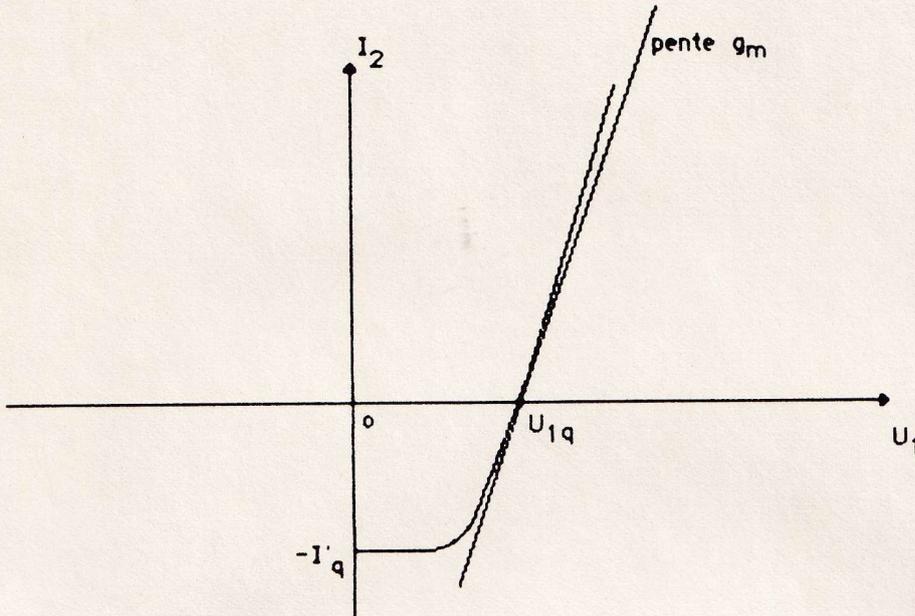
Nous avons défini le point de repos

$$P_0 (I_q, U_{1q})$$

En fonctionnement actif :

$$I_2 = I(U_1) - I_q$$

Nous avons donc la fonction de transfert :



$I_2$  correspond à l'accroissement de courant :  $\Delta I$

Pour de petites variations

$$\Delta I = g_m \Delta U_1$$

$g_m$  représente la pente de la caractéristique de transfert autour du point  $U_{1q}$ . En appelant  $G_o$  conductance de sortie de la source de courant réelle et celle du tripôle actif réel.

Nous pouvons écrire la valeur du gain (sans charge extérieure)

$$A_{u_o} = \left. \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \right|_{I_2=0} = \frac{-g_m \Delta U_1}{G_o + g_{\delta\alpha}} \quad (\text{dipôle équivalent de Norton})$$

Application :

$$I_q = 1 \text{ mA}$$

$$G_o = G_{ce2} = g_{\delta\alpha} = G_{ce1} = \frac{1}{50 \text{ k}\Omega}$$

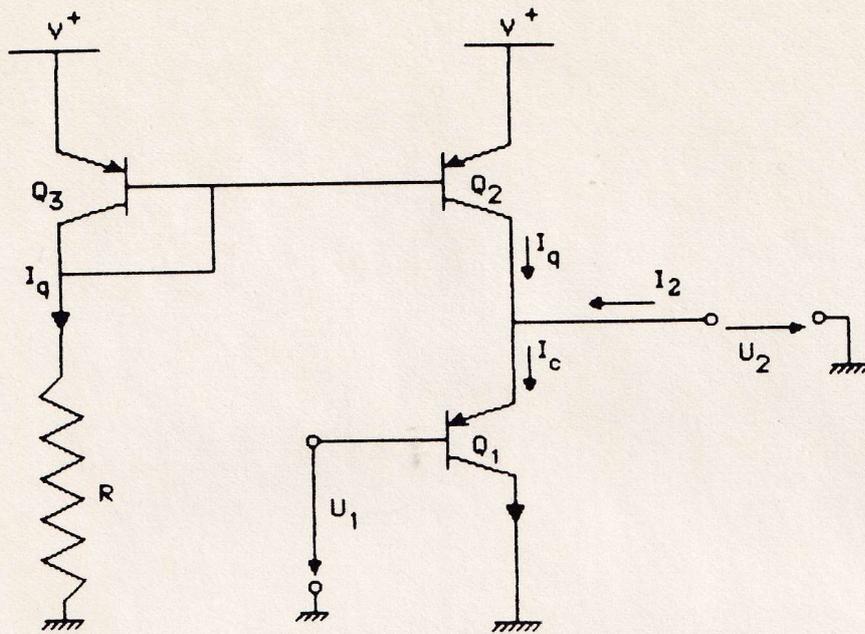
$$A_{u_o} = -1000$$

Le calcul d'un ampli à éléments discrets aurait donné  $R_c = 50 \text{ k}\Omega$  d'où  $V_c = 50 \text{ V}$

Une résistance de  $50 \text{ k}\Omega$  est très difficile à réaliser en circuit intégré et tient surtout beaucoup plus de place sur la pièce.

b) Réalisation d'un amplificateur à charge active :

Dans le schéma de principe nous avons considéré que  $I_q$  était indifférent à  $V_{c0}$ . Ce n'est pas tout à fait le cas. Dans un schéma réel  $I_q$  sera définie par une chaîne indépendante.

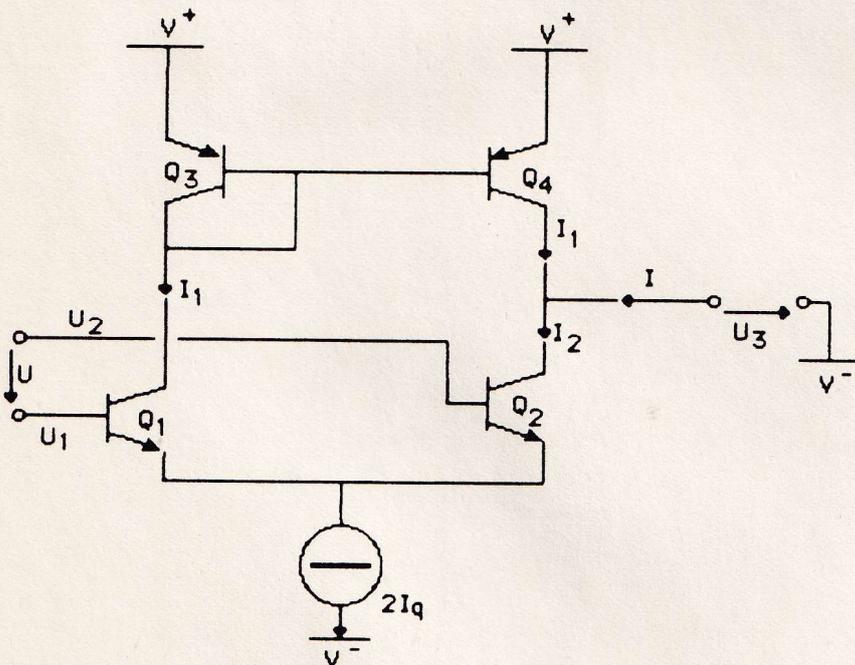


$Q_3$  et  $R$  définissent  $I_q$   
 $I_q$  dans  $Q_2$  sera le même  
 car  $V_{BE2} = V_{BE3}$

A priori, cet ampli acceptera une tension continue pour  $U_1$ . (sous réserve qu'elle reste dans les limites.)

Tel quel, cet ampli ne présente pas d'autre avantage que celui de ne comporter qu'une résistance.

B) Les amplificateurs différentiels :



$V_{B1}$  définit le potentiel bas.

En effet le générateur de courant  $I_{2Q}$  admet une tension quelconque à ses bornes.

Supposons que  $U = 0$  ; c'est à dire  $V_{B1} = V_{B2}$ .

Le système étant symétrique nous aurons  $I_1 = I_2$ . La tension aux bornes de la source de courant sera telle que  $U_{BE1} + V_{source} = V_{u1}$ .

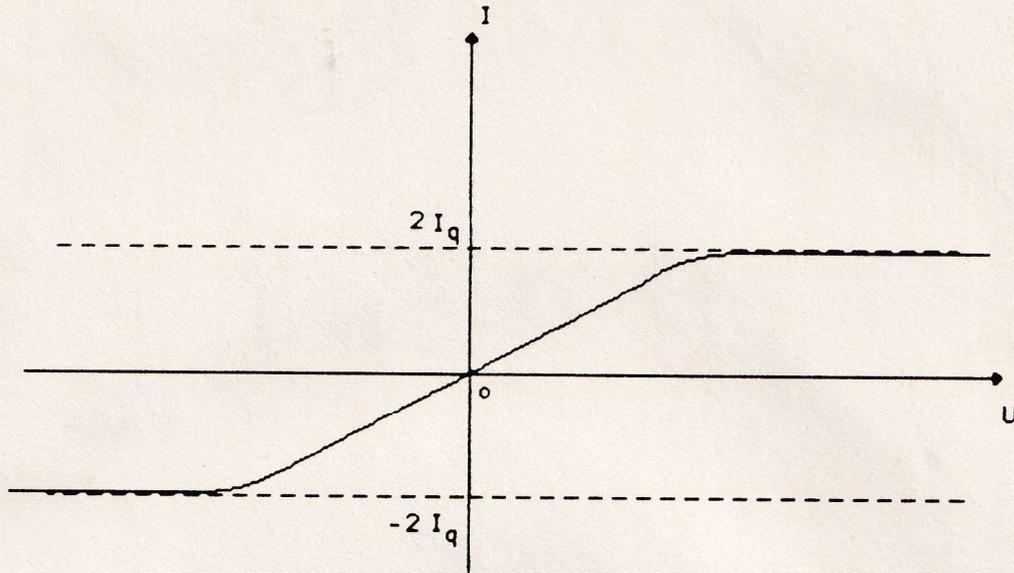
Supposons que  $U_2 = U_1 + \epsilon$

$I_2$  doit augmenter. Or  $I_1 + I_2 = 2 I_q$  donc  $I_1$  va diminuer.

d'où  $I = I_2 - I_1 = 2 (I_q - I_1)$

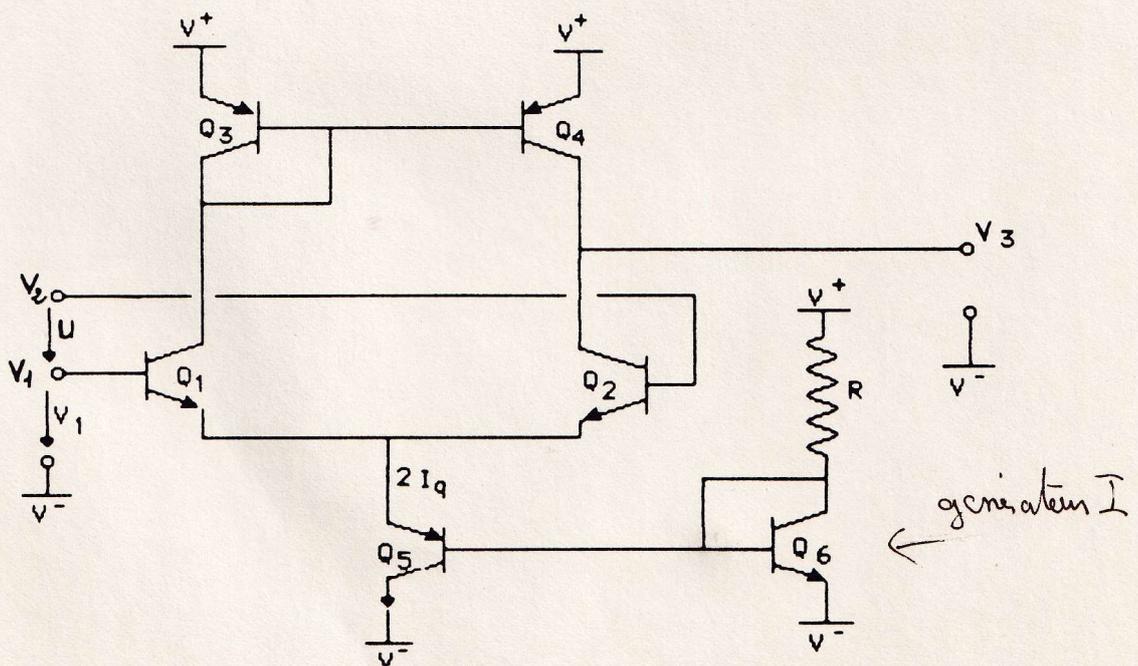
Le courant de sortie est donc proportionnel à la différence  $U_2 - U_1$  (puisque nous supposons les caractéristiques des transistors comme linéaires)

b) Caractéristique de sortie :



c) Réalisation de la source  $2 I_q$

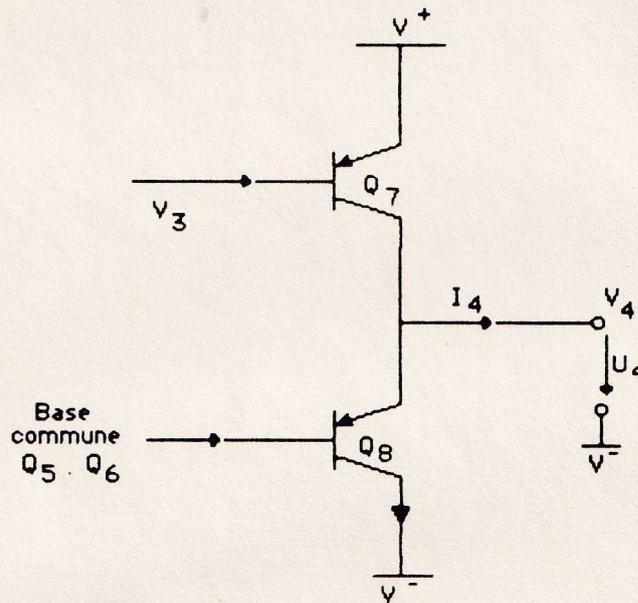
Elle est réalisée par deux transistors montés comme  $Q_3$   $Q_4$



$Q_6$  définit la tension  $V_{EB5}$  nécessaire à l'obtention d'un courant égal à  $2I_q$  à l'aide de R.

La sortie  $V_3$  sera comprise entre  $V^- + 2U_j$  ( $V^-$  ou  $\frac{1}{\infty}$ ) (avec  $U_3$  tension d'une fonction en direct) et  $V^+ - U_j$ ; sans que le fonctionnement soit perturbé ; c'est à dire avec les transistors fonctionnant en "normal direct".

La sortie sera faite à travers un transistor (PNP) monté en émetteur commun et chargé par une source de courant pilotée comme  $Q_5$  par  $Q_6$ . Le point de repos pourra alors être défini par des résistances extérieures.



C) Présentation de l'amplificateur opérationnel :

L'ampli OPS est un amplificateur différentiel à courant continu à gain élevé et à sortie contre terre.

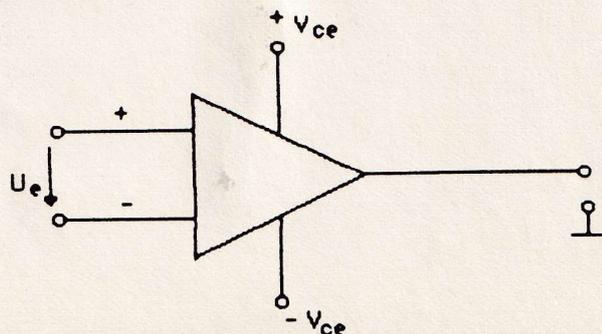
Le gain en tension à vide est de l'ordre de 100 dB .

Les entrées sont nommées.

+ pour celle pour laquelle une augmentation de la tension d'entrée entraîne une augmentation de la tension de sortie.

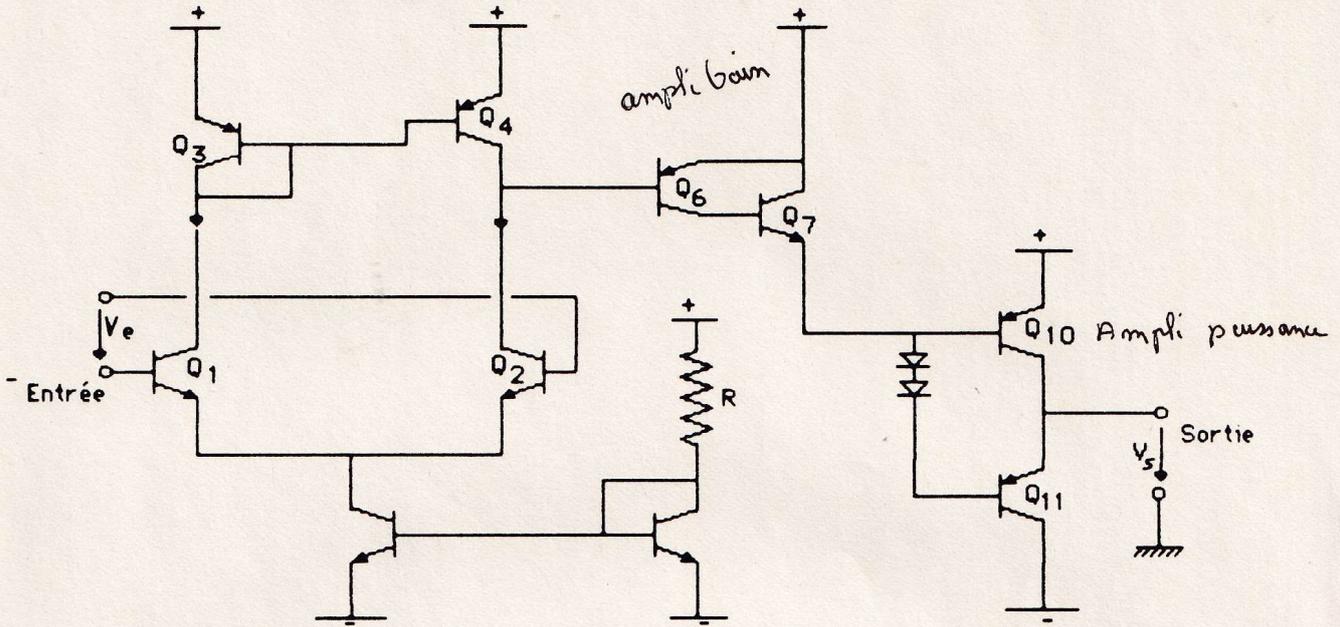
- pour celle donnant les résultats inverses.

Le symbole de l'ampli OPS est le suivant:



Son schéma théorique est donné ci dessous.

Le schéma suivant est celui de l'A O 471



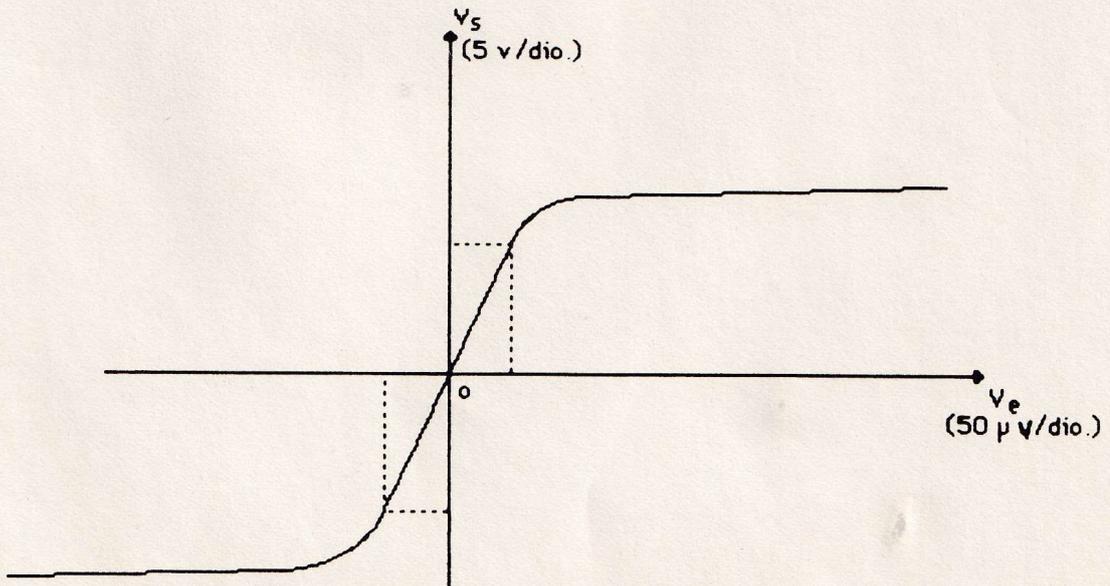
$Q_{10}$  et  $Q_{11}$  forment un PUSH PULL. les deux diodes servent de polarisation.

On obtient un système ayant une indépendance de sortie faible puisqu'elle vaut à peu près la résistance de sortie de l'émetteur commun divisée par le gain de courant des transistors du push pull.

Le circuit du AO 741 reprend les principes énoncés ci dessus, y sont rajoutés des résistances, une capacité destinée à piloter la réponse en fréquence et des éléments destinés à protéger le circuit contre les fausses manoeuvres.



La courbe de réponse de l'AO 741 est semblable à la courbe ci dessous.



## CHAPITRE II

### GENERALITES SUR L'UTILISATION DES AMPLIS OPERATIONNELS

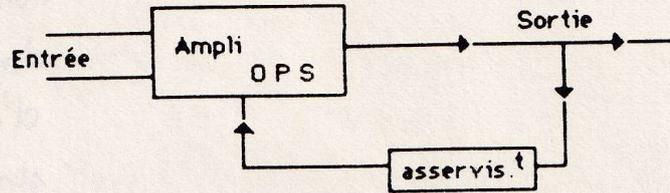
#### AMPLIS IDEAL

#### DIFFERENCES AVEC LE MODELE

## I - GENERALITES

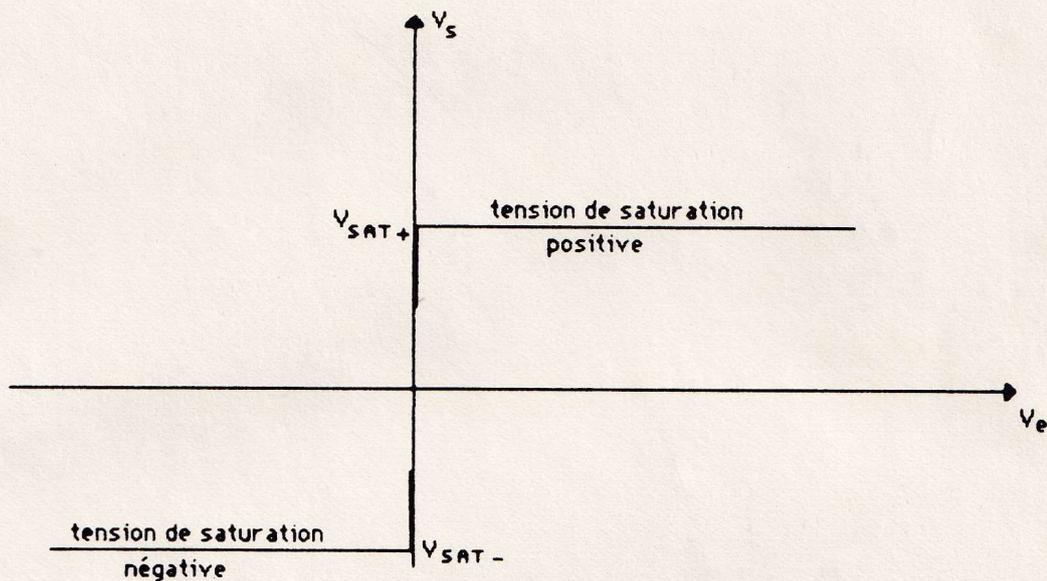
Un amplificateur opérationnel est un amplificateur à courant continu, à fort gain, différentiel et à entrées / sorties contre terre .

Un tel ampli ne peut être utilisé tel quel . Il doit être un maillon d'un système asservi .



Comme pour tout système asservi, il faudra étudier les problèmes de stabilité . Ces problèmes seront dans la majorité des cas traités de façon simple .

## II - COURBE DE TRANSFERT IDEALE



Nous considérons un amplificateur à gain infini .

Les zones de saturation sont hors du domaine de fonctionnement normal . Elles doivent cependant être acceptées .

Dans la plage de fonctionnement nous avons :

$$\frac{V_s}{V_e} \longrightarrow \infty \quad \text{donc} \quad V_e \longrightarrow 0$$

En utilisant normale d'un modèle idéal nous considérons que la tension d'entrée différentielle est nulle .

## III - UTILISATION D'UN AMPLI OPERATIONNEL IDEAL

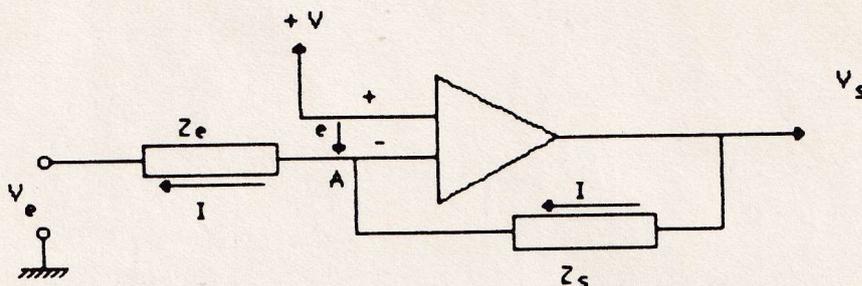
### A) Circuit de réaction

La tension différentielle d'entrée devant être nulle, le circuit de réaction ramènera la tension de sortie sur l'entrée en respectant le principe de nullité de la tension différentielle d'entrée .

L'ampli OPS disposant de 2 entrées + et - les combinaisons de branchement sortie / entrée sont multiples .

B) Réaction sortie / entrée -

a)



si  $e = 0$  nous devons avoir  $V_A = V$   
 courant d'entrée = 0  
 les courants dans  $Z_e$  et  $Z_s$  seront donc égaux .

$$V_e - V = Z_e I$$

$$V - V_s = Z_s I$$

d'où 
$$\frac{V_e - V}{V - V_s} = \frac{Z_e}{Z_s}$$

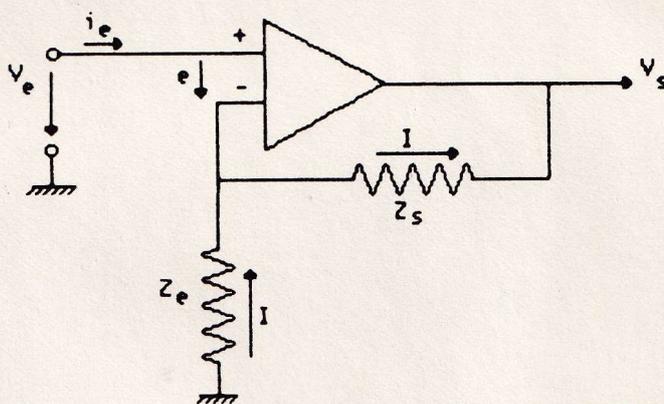
En appelant  $v_e = V_e - V$

$$-v_s = V - V_s$$

$$\frac{v_s}{v_e} = \text{Gain de tension} = \frac{-Z_s}{Z_e}$$

Nous avons un amplificateur à gain négatif .

b)



$i_e$  et  $e$  sont nuls

$$V_e = Z_e I$$

$$V_s - V_e = Z_s I$$

d'où 
$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{Z_s}{Z_e}$$

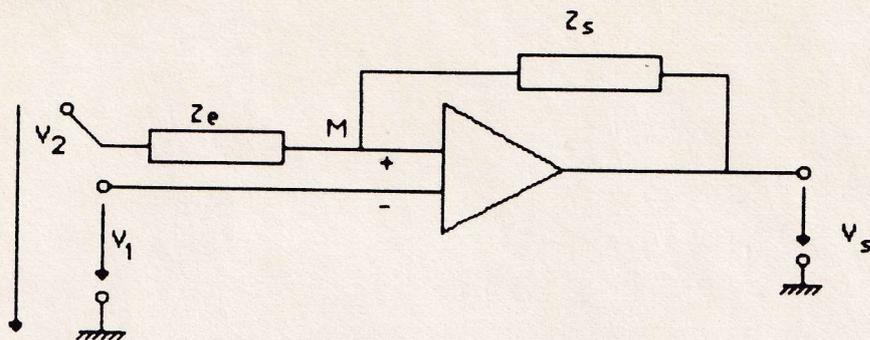
Nous avons réalisé un amplificateur à gain positif .

c) Stabilité .

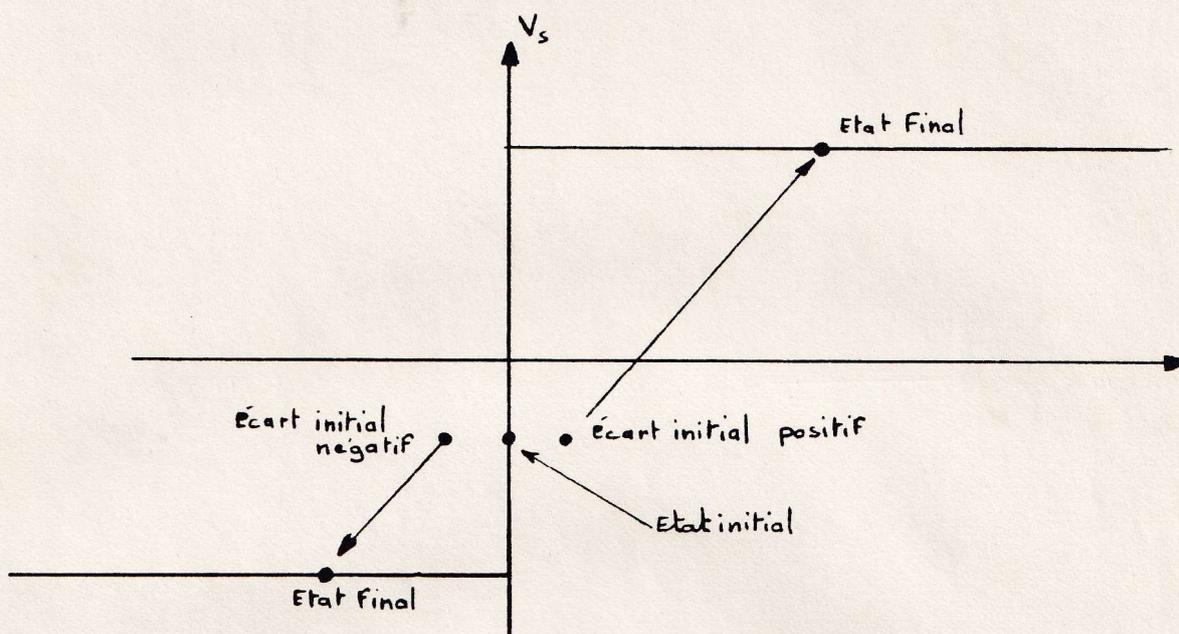
Si une perturbation entraîne le point de fonctionnement vers le haut, à sa disparition le dispositif de réaction ramène sur l'entrée une tension négative dont l'effet est de rétablir le point de fonctionnement dans son état initial .

Nous aurons donc un montage à priori stable .

C) Réaction sortie / entrée +



Il apparait évident que ce montage est instable et ne pourra être utilisé que dans des cas très particuliers.

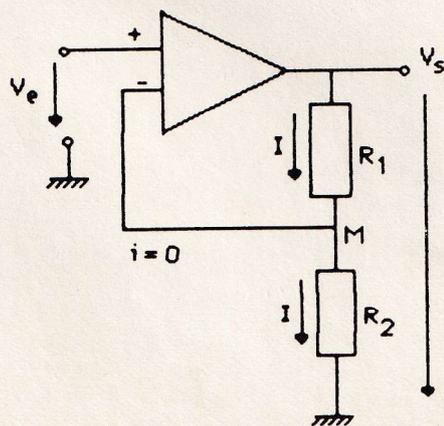


Un écart initial + sur  $V_e$  entraîne une augmentation de  $V_M$  qui entraîne une augmentation de  $V_S$  qui entraîne une augmentation de  $V_S$  jusqu'à  $V_S = V_{saturation}$ .  
 Ce montage dispose donc de deux états stables  $-V_{saturation}$  et  $V_{saturation}$ .

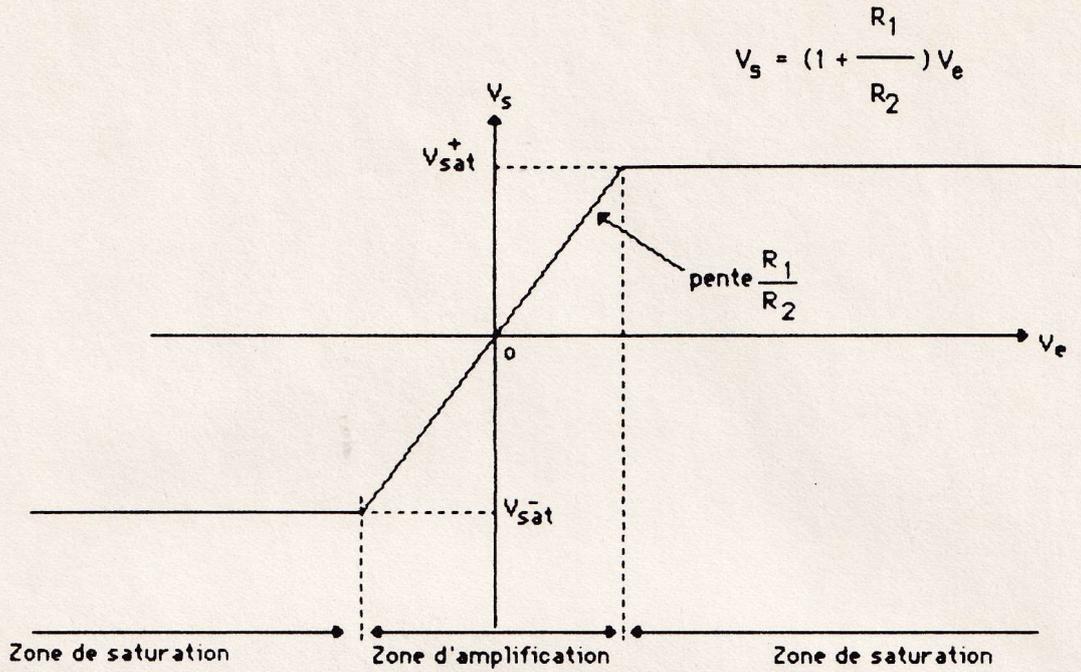
D) Amplificateur à résistances .

Ce type d'amplificateur a servi de modèle pour les principes de réaction .

a) Amplificateur à gain positif .

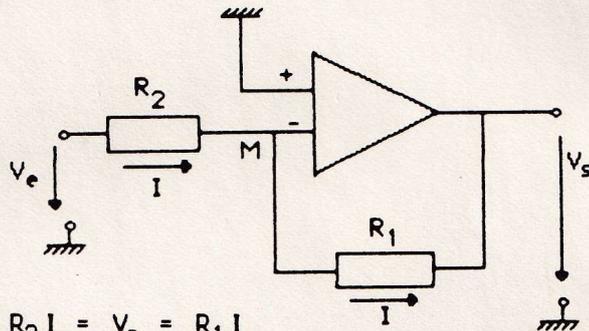


$$\begin{aligned}
 V_M &= V_e \\
 V_S - V_e &= R_1 I \\
 V_e &= R_2 I \\
 V_S &= I(R_2 + R_1) = V_e + R_1 I \\
 \text{or } I &= \frac{V_e}{R_2}
 \end{aligned}$$



Particularités : De part son courant d'entrée nul, ce circuit ne change pas le circuit précédent .  
L'impédance de sortie est très faible ( contre. réaction de tension ).

b) Amplificateur à gain négatif



$$V_M = V_e - R_2 I = V_s = R_1 I$$

$$V_s = V_e - (R_1 + R_2) I$$

Or  $V_M = V^+ = 0$

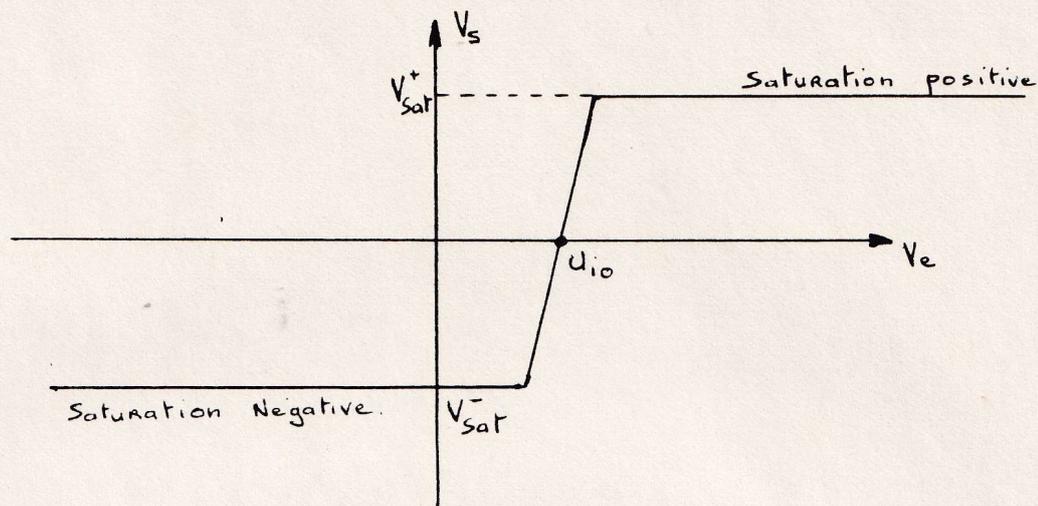
$$V_e = R_2 I \qquad I = \frac{V_e}{R_2}$$

$$V_s = V_e - V_e \frac{R_1}{R_2} = -V_e \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_1}{R_2}$$

#### IV - DIFFERENCES DU MODELE REEL AVEC LE MODELE IDEAL

En première approximation la caractéristique de transfert statique de l'AO a l'allure suivante :



Dans la zone d'amplification :  $V_s = A_0 (U_e - U_{i0})$

$A_0$  s'appelle le gain en continu ou le gain en boucle ouverte. Dans le modèle idéal, nous avons supposé :

$$A_0 \simeq \infty \quad (\text{pour un AO 741, } A_0 \simeq 200\,000)$$

Les dissymétries dans la paire différentielle d'entrée font que la caractéristique de transfert ne passe pas par l'origine mais par un point correspondant à la tension  $U_{i0}$ . On appelle tension de décalage la valeur absolue de  $U_{i0}$ . Pour un AO 741 cette valeur est de l'ordre de 1 mV.

Cette tension de décalage varie en fonction des valeurs de la tension d'alimentation. D'où une sensibilité à la tension d'alimentation qui est de l'ordre de  $30 \mu\text{V} / \text{V}$ .

La tension de décalage dépend également :

- de la température, d'où une dérive en température exprimée en  $\mu\text{V} / ^\circ\text{C}$
- du temps, d'où une dérive temporelle exprimée en  $\mu\text{V} / \text{mois}$ .

De plus, les bornes d'entrées + et - correspondant aux bases de transistors, il existe un courant d'entrée. On appelle courant de polarisation moyen la moyenne arithmétique  $I_b$  des courants  $I_+$  et  $I_-$  pénétrant dans l'AO lorsque son potentiel de sortie est nul.

$$I_b = \frac{I_+ + I_-}{2} \Big|_{V_s = 0}$$

On appelle courant de décalage  $I_{i0}$  la valeur absolue de la différence des courants  $I_+$  et  $I_-$  lorsque le potentiel de sortie est nul.

$$I_{i0} = \left| I_+ - I_- \right|_{V_s = 0}$$

Pour un AO 741  $I_b \simeq 80 \text{ nA}$

$I_{i0} \simeq 20 \text{ nA}$

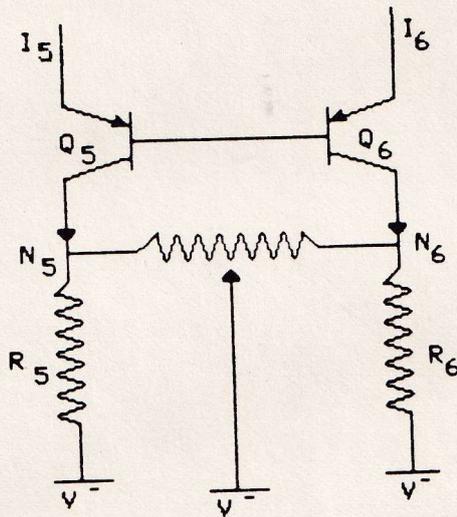
On définit également une résistance d'entrée et une résistance de sortie :

- $r_e \simeq 1 \text{ M}\Omega$
- $r_s \simeq 75 \Omega$

### Compensation de $U_{i0}$

Lorsque l'utilisateur en éprouve le besoin, il peut en général annuler ou modifier la tension de décalage .

En général, les fabricants donnent accès aux points notés  $N_5$  et  $N_6$  ci-dessous correspondant à la sortie des miroirs de courants des 2 branches différentielles .



Une branche du potentiomètre vient en parallèle sur  $R_5$  l'autre sur  $R_6$  .

Cette compensation peut être parfaite mais n'est que momentanée .

Cette correction peut ne pas être optimale

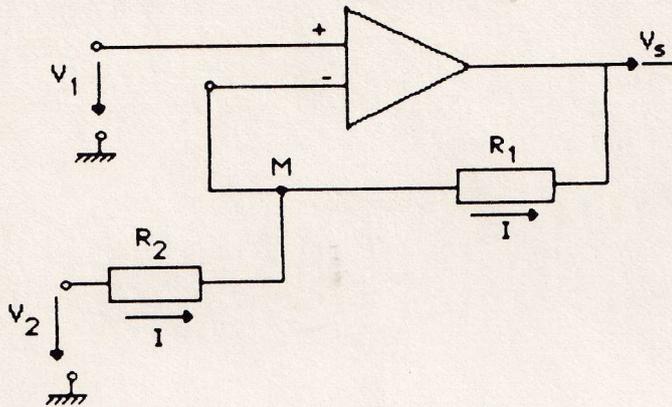
CHAPITRE III

MONTAGES LINEAIRES

---

I - MONTAGE LINEAIRES A GAIN CONSTANT EN FONCTION DE LA FREQUENCE.

Le montage de base est l'ampli à résistances présenté au chapitre précédent . Le schéma général en est le suivant :



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

A) Amplificateur de différence

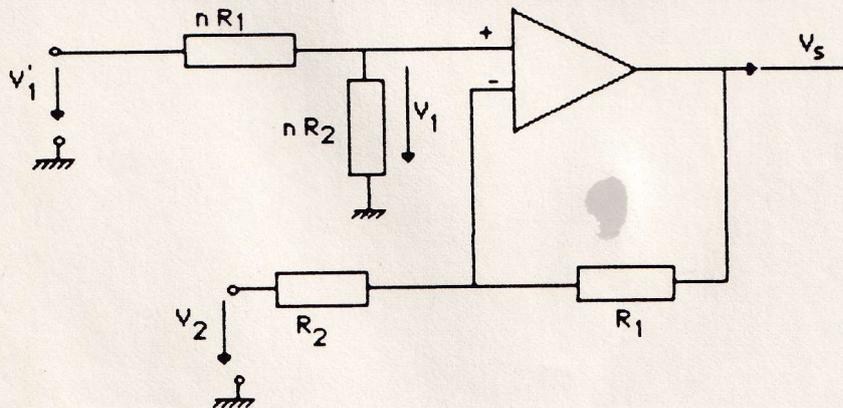
$$V_s = V_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - \frac{R_1}{R_2} V_2$$

supposons que nous puissions écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = \alpha V_1 \\ V_s = \frac{R_1}{R_2} (V_1 - V_2) \end{array} \right.$$

ce qui donne :  $\alpha \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{R_1}{R_2}$       d'où  $\alpha = \frac{n R_1}{n R_1 + n R_2}$

Nous obtenons  $V_1$  en appliquant  $V_1$  à un pont diviseur

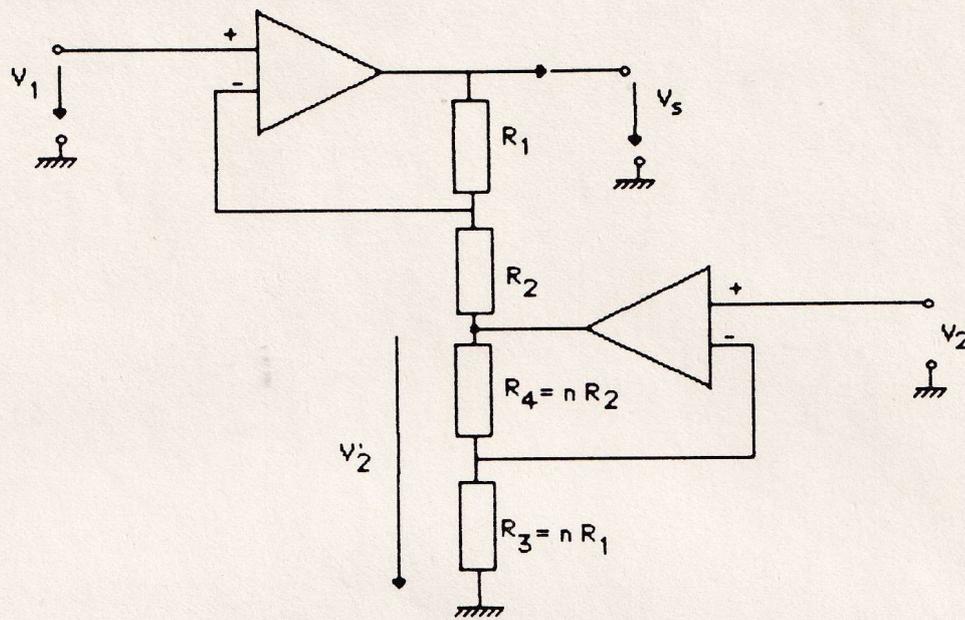


$$V_s = \frac{R_1}{R_2} (V_1 - V_2)$$

Nota : Si  $V_2$  dépendait linéairement de  $V_2$  tel que  $V_2 = \beta V_2$  et  $\beta = \frac{n R_1 + n R_2}{n R_1}$

nous aurions  $V_s = \left(1 + \frac{R}{R_2}\right) (V_1 - V_2)$

- Amplificateur de différence à gain positif



$$V_2 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_2$$

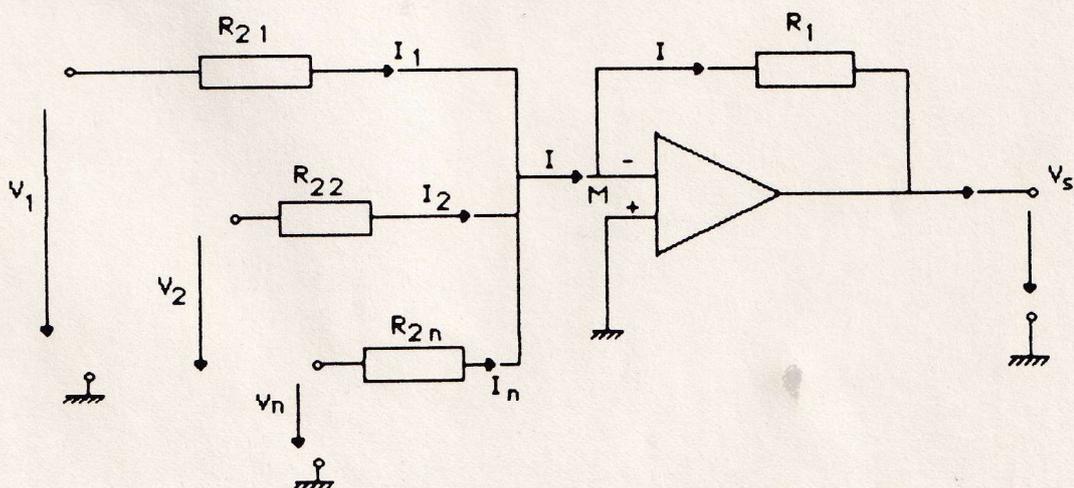
$$V_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_1 - \frac{R_1}{R_2} V_2$$

$$V_s = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_1 - \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_2 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_1 - \frac{R_1}{R_2} V_2 - \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3} V_2$$

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

Ce montage a l'avantage sur le précédent que les sources  $V_1$  et  $V_2$  arrivent sur des entrées d'AO à fortes impédances. De plus il n'y a pas d'interactions entre  $V_1$  et  $V_2$ .

B) Sommeur de tensions



La somme des tensions est effectuée dans un circuit extérieur .

Si  $R_{21} = R_{22} = \dots R_{2n} = R_2$

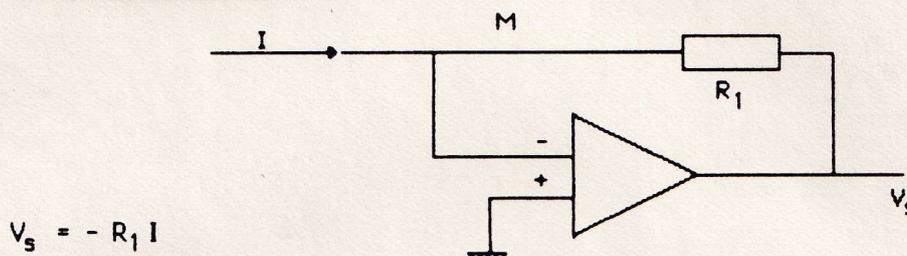
On trouve 
$$V_s = - \frac{R_1}{R_2} (V_1 + V_2 + V_3 \dots + V_n)$$

Si les résistances du sommateur sont différentes, on trouve :

$$\frac{-V_s}{R_1} = \frac{V_1}{R_{n1}} + \frac{V_2}{R_{n2}} + \dots + \frac{V_n}{R_{nn}}$$

$$V_s = - R_1 \left( \frac{V_1}{R_{n1}} + \frac{V_2}{R_{n2}} + \dots + \frac{V_n}{R_{nn}} \right)$$

C) Convertisseur courant-tension



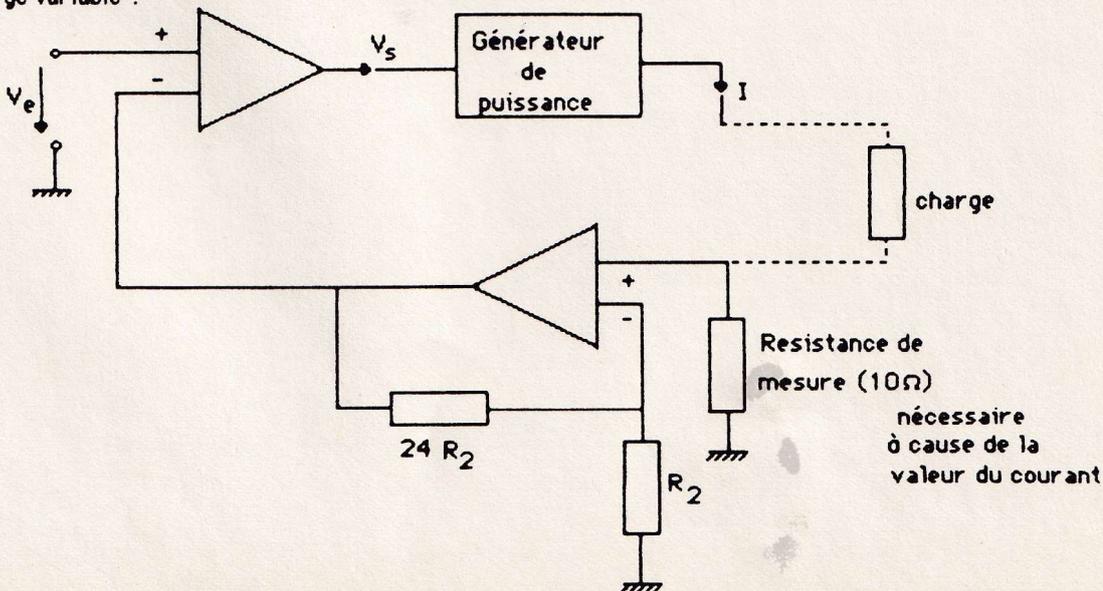
Nota : Le point M est une terre virtuelle .

Cette méthode permet une mesure d'un courant contre-terre sans chute de tension .

D) Générateur de courant

On utilisera un système asservi dans laquelle un AO fournit la tension nécessaire à la création du courant dans une charge inconnue ; un AO assure l'asservissement courant-tension d'entrée suivant la loi choisie .

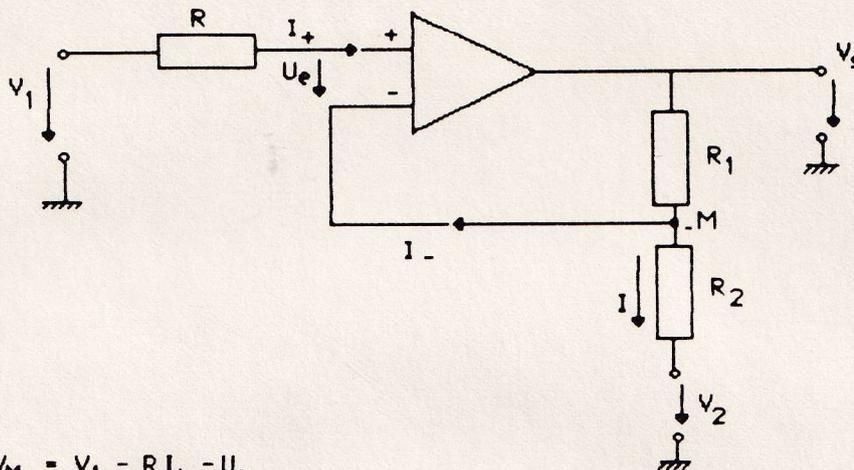
Le schéma suivant représente le générateur ayant pour loi  $1 V \rightarrow 4 mA$  dans une charge variable .



E) Effets des imperfections de l'AO sur les montages à résistances et compensation

On suppose toujours que la résistance d'entrée  $R_i$  est infinie et que la résistance de sortie  $r_o$  est nulle.

Il existe un courant  $I^+$  entrant par l'entrée + et un courant  $I^-$  pour l'entrée -. On tient compte également d'une résistance  $R$  avec la source  $V_1$ .



$$\left\{ \begin{array}{l} V_M = V_1 - R I_+ - U_e \\ \frac{V_2 - V_M}{R_2} + \frac{V_s - V_M}{R_1} - I_- = 0 \end{array} \right.$$

$$\begin{array}{l} V_s - V_M = R_1 (I_+ + I_-) \\ V_M - V_2 = R_2 I_- \end{array}$$

Or  $V_s = A_0 (U_e - U_{i0})$  et si  $R_p$  résistance équivalente à  $R_1$  et  $R_2$  en parallèle

$$V_s = \left[ \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_1 - \frac{R_1}{R_2} V_2 - \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{i0} - R_1 \left(\frac{R}{R_p} I_+ - I_-\right) \right] \left[ 1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \right]^{-1}$$

On remarque que si on annule toutes les imperfections :

$$U_{i0} = 0 \quad I_+ = I_- = 0 \quad \text{et} \quad A_0 = \infty$$

On retrouve la formule générale .

$$\text{On peut sans risque affirmer que } A_0 \gg 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Le dénominateur peut donc être considéré comme égal à 1 . L'erreur absolue est donc :

$$V_E = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{i0} + R_1 \left(\frac{R}{R_p} I_+ - I_-\right)$$

La solution est :

- soit de compenser en jouant sur  $R_1$  pour que  $V_E$  soit nulle pour  $V_s = 0$  si  $V_1 = V_2 = 0$
- soit de compenser  $U_{i0}$  tel que vu dans le chapitre GENERALITES et d'imposer une résistance  $R = R_p$

de telle sorte que  $V_E = R_1 (I_+ - I_-) = R_1 I_{i0}$

On minimisera alors  $V_E$  en faisant  $R_1$  faible . Attention le courant doit rester dans les limites acceptables .

Il faut noter que l'anection  $A_0 = \infty$  est justifiée aux basses fréquences .

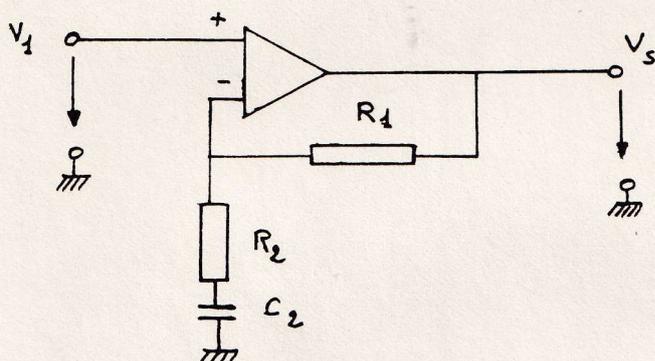
Il faudra vérifier qu'en substituant le gain réel  $A$  , l'erreur reste dans les limites requises .

II - MONTAGES LINEAIRES A GAIN VARIANT AVEC LA FREQUENCE .

Les équations des paragraphes précédents restent valables en remplaçant les Résistances par des impédances

$$V_s = \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) V_1 - \frac{Z_1}{Z_2} V_2$$

A) Circuit d'entrée composé d'une Résistance et d'une Capacité en série



$$Z_1 = R_1$$

$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{jC_2 \omega} = \frac{jR_2 C_2 \omega + 1}{jC_2 \omega}$$

d'où 
$$V_s = \left(1 + \frac{jR_1 C_2 \omega}{1 + jR_2 C_2 \omega}\right) V_1$$

si on appelle fonction de réponse 
$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_1}$$

$$H(j\omega) = \frac{1 + jC_2 \omega (R_1 + R_2)}{1 + jR_2 C_2 \omega}$$

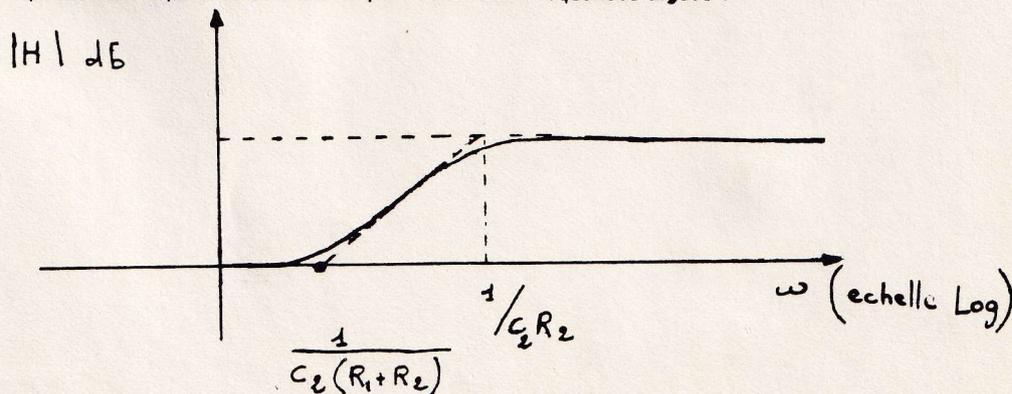
si  $\omega = 0$

$$H(j\omega) = 0$$

$\omega \rightarrow \infty$

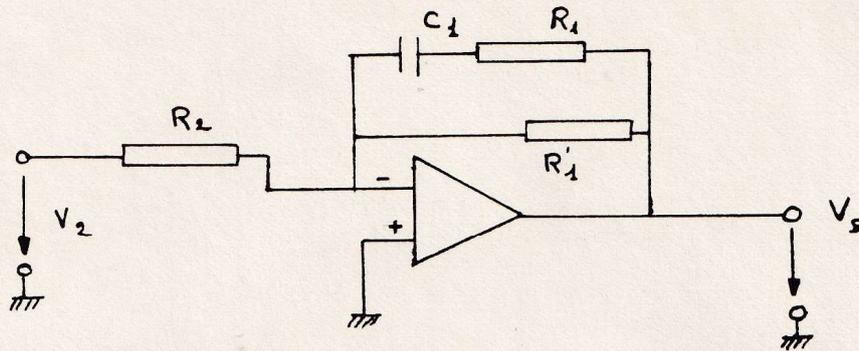
$$H(j\omega) \rightarrow \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

La fonction de réponse correspond donc à une amplification des fréquences aigües .



Ce montage peut-être utilisé pour composer un amplificateur à large bande vers les fréquences hautes.

B) Circuit de réaction comportant un ensemble Résistance - Capacité (exemple)



$$Z_2 = R_2$$

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{jC_1\omega}} = \frac{1}{R'_1} + \frac{jC_1\omega}{1 + jR_1C_1\omega}$$

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R'_1} + \frac{jC_1\omega}{1 + jR_1C_1\omega}} = \frac{R'_1(1 + jR_1C_1\omega)}{1 + jR_1C_1\omega + jR'_1C_1\omega}$$

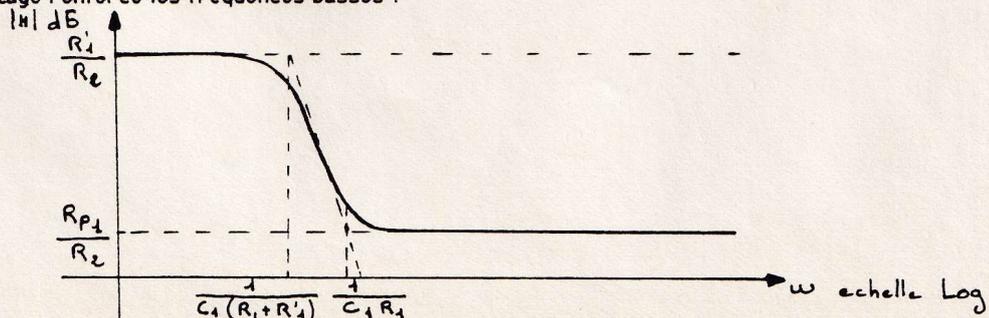
$$Z_1 = \frac{R'_1(1 + jR_1C_1\omega)}{1 + jC_1\omega(R_1 + R'_1)}$$

$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_2} = -\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{R'_1}{R_2} \frac{1 + jR_1C_1\omega}{1 + jC_1\omega(R_1 + R'_1)}$$

si  $\omega \rightarrow 0$   $|H| = \frac{R'_1}{R_2}$

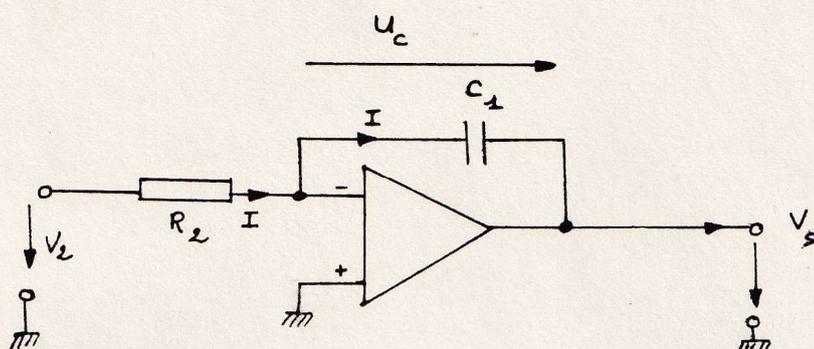
$\omega \rightarrow \infty$   $|H| = \frac{R'_1}{R_2} \times \frac{R_1}{R'_1 + R_1} = \frac{1}{R_2} \frac{R'_1 \cdot R_1}{\underbrace{R'_1 + R_1}_{R_{p1}}}$   
 $R_{p1}$  : résistance équivalente à  $R_1$  et  $R'_1$  en //

Ce montage renforce les fréquences basses .



La combinaison de ce montage et du précédent permettra une compensation .

C) Montage Intégrateur



$$I = \frac{V_2}{R_2}$$

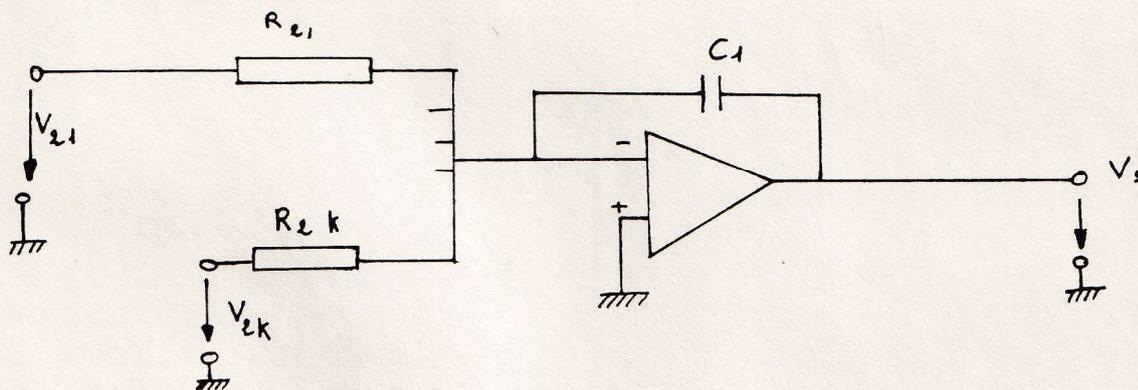
$$U_c = -V_s = \frac{1}{C} \int_0^t I dt$$

d'où 
$$V_s = \frac{-1}{R_2 C} \int_0^t V_2 dt + Cte$$

$$V_{s0} = \frac{-1}{R_2 C} \int_0^0 V_2 dt + Cte \quad \text{représente une condition initiale}$$

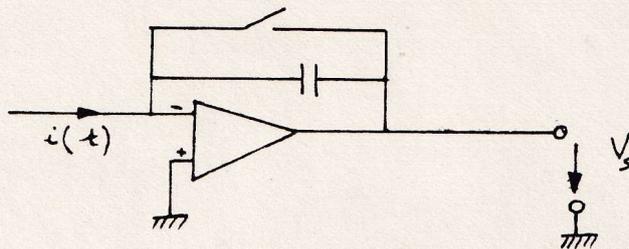
D) Montage Intégrateur Sommateur

C'est un montage Intégrateur dont le circuit d'entrée est Sommateur .



$$V_s(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t \left( \sum_{k=1}^n \frac{V_{2k}}{R_{2k}} \right) dt + V_{s(0)}$$

E) Mesure d'une charge

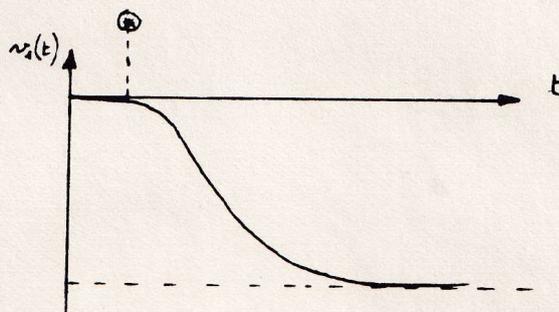
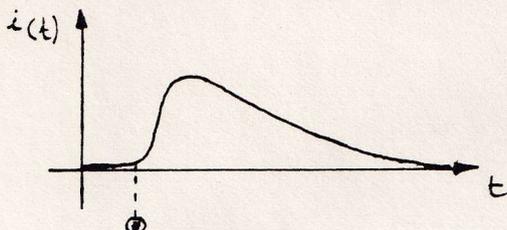


$$q(t) = \int_0^t i(\tau) d\tau$$

$$v_s(t) = -\left(\frac{1}{C_1}\right) q(t)$$

(avec  $v_1(0) = 0$ )

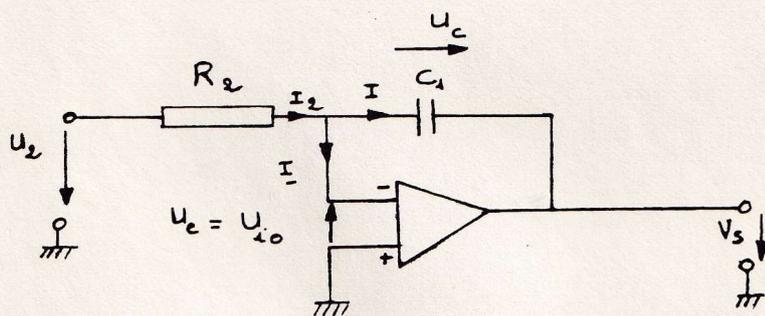
Exemple : la source de courant est une photo - diode .



F) Imperfections dans les montages intégrateurs

Les imperfections telles que les courants de polarisation et les tensions de décalage sont peu gênantes dans les circuits intégrateurs .

En supposant  $A_0 = \infty$ , tension et courants de polarisation constants, on peut écrire :



$$i = -C_1 \frac{dv_1}{dt}$$

$$i = \frac{v_2 + U_{i0}}{R_2} - I_-$$

d'où 
$$v(t) = -\frac{1}{R_2 C_1} \int_0^t v_2(\tau) d\tau + v_s(0) + \frac{1}{C_1} \left( I_- - \frac{U_{i0}}{R_2} \right) t$$

L'erreur absolue sur la tension de sortie :

$$v_e(t) = \frac{1}{C_1} \left( I_- - \frac{U_{i0}}{R_2} \right) t \quad \text{varie en fonction du temps}$$

elle croît ou elle décroît en fonction de  $U_{i0}$

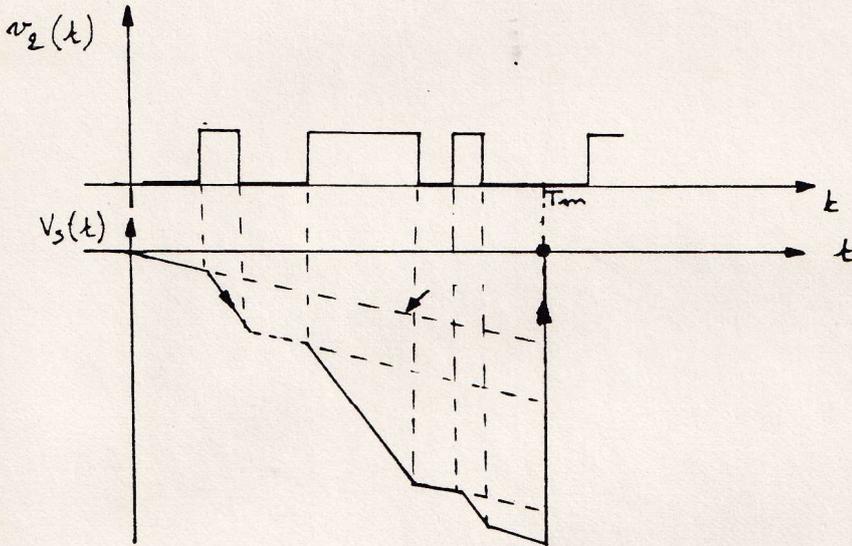
Le potentiel de sortie, même en l'absence de signal d'entrée, évolue vers une zone de saturation.

6) Compensations dans les montages amplificateurs

Deux cas doivent être considérés :

- l'intégration est faite pendant un temps limité  $T_m$  et , à issue de chaque période ,  $V_1$  est remis à 0 .
- l'intégration a une durée indéterminée .

Dans le premier cas, il suffit qu'en fin de période d'intégration l'erreur reste dans les limites acceptables .  
Sinon on pourra toujours jouer sur  $U_{i0}$  ou sur  $R_2$  pour la ramener dans des limites acceptables .



Les intégrateurs à durée indéterminée sont le plus souvent utilisés dans des systèmes analogiques comme des filtres actifs, de calculatrice, etc... .

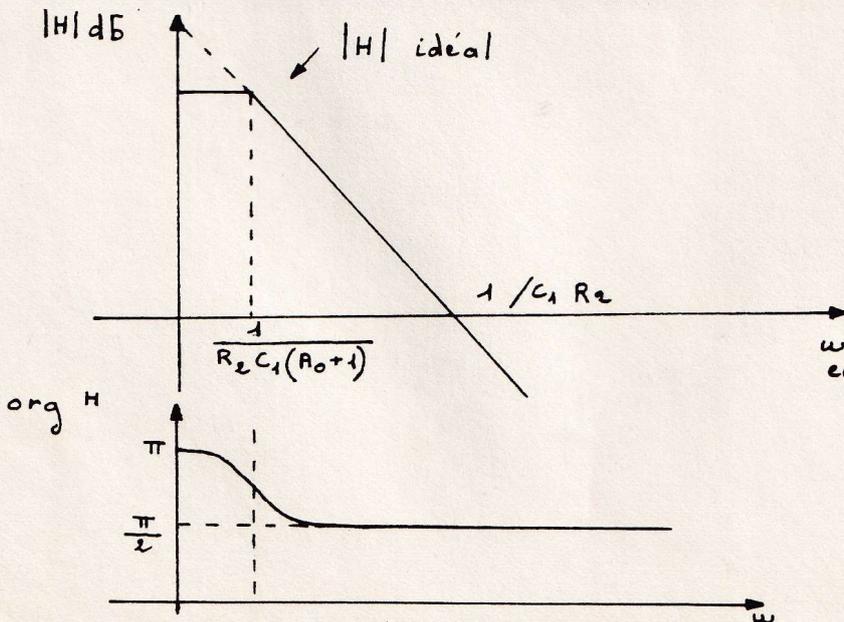
Dans ces systèmes la tension d'entrée est souvent de la forme :  $v_2 = U_2 + k v_1$  (avec k positif)

On trouve alors : 
$$v_E = \frac{1}{k} (-U_{i0} + R_2 I_-)$$

On peut compenser en faisant  $U_{i0} = R_2 I_-$  . Ne pas oublier que  $U_{i0}$  et  $I_-$  dérivent dans le temps .

La période de  $k > 1$  minimise l'erreur qui restera souvent comprise dans les tolérances permises .

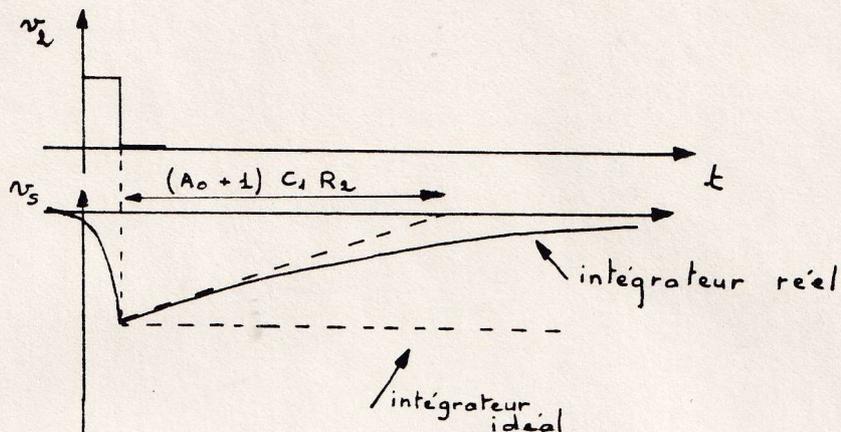
Le fait que le gain de l'ampli OPS soit fini et non infini se traduit ainsi :



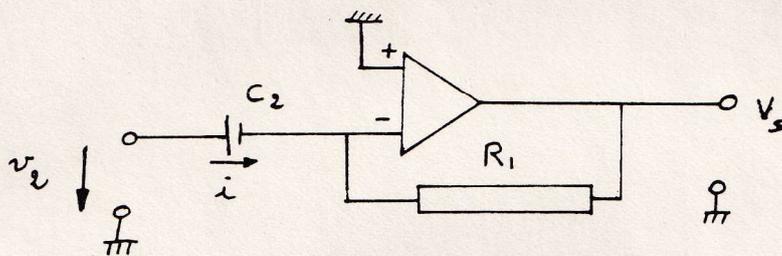
Le concepteur choisira les composants pour avoir :

$$\omega \gg \frac{1}{R_2 C_1 (A_0 + 1)}$$

d'où sur un signal :



H) Circuit différenciateur



$$v_2 - \frac{1}{C_2} \int_0^t i \, dt = -R_1 i = v_s$$

$$i = C_2 \frac{dv_2}{dt}$$

$$v_s = -R_1 C_2 \frac{dv_2}{dt}$$

en courant alternatif :

$$v_2 = \frac{1}{j C_2 \omega} i = -R_1 i = v_s$$

$$v_s = -j R_1 C_2 \omega v_e$$

## CHAPITRE IV

### MONTAGES NON LINEAIRES

Ces montages servent à réaliser des fonctions de transfert quelconques .

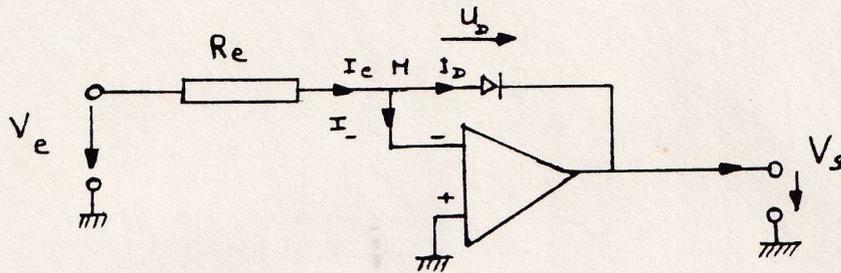
Elles peuvent être obtenues :

- soit par la combinaison de composants
- soit en découpant la courbe désirée en segments linéaires .

I - CONVERTISSEURS LOGARITHMIQUES ET EXPONENTIELS

On utilise une diode, ou mieux, un transistor en mode F ( $U_{BC} = 0$ ).

Montage de base à diode :



Pour un AO idéal  $U_e = 0$   $I_- = 0$   $I_D = I_e = \frac{V_e}{R_e}$

La tension aux bornes d'une diode :

$$U_D = n U_T \text{Log} \frac{I_D}{I_S - I_D} \approx n U_T \text{Log} \frac{I_D}{I_S}$$

d'où  $V_s \approx -n U_T \text{Log} \frac{V_e}{R_e I_S}$  (approximation valable si  $I_D \gg I_S$ )

Or nous savons que  $I_S$  (courant invers de saturation de la diode) dépend de la température; c'est à

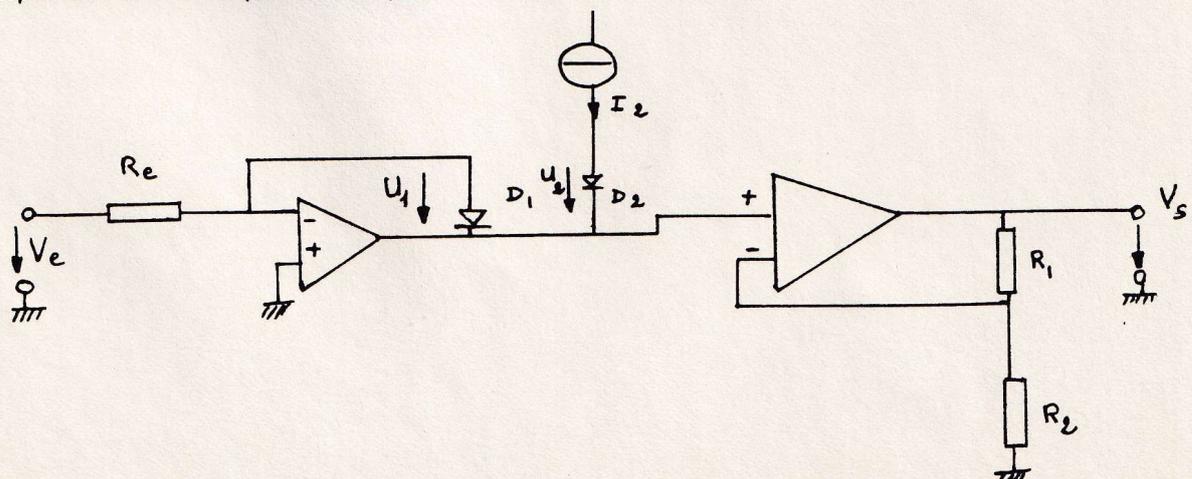
dire que le coefficient de température  $\gamma_\theta$  est très différent de 0 :  $\gamma_\theta = \left. \frac{du}{d\theta} \right|_{I = \text{cte}} = -2 \text{mV}/^\circ\text{C}$

La dépendance à la température peut-être diminuée en utilisant 2 diodes. La 1<sup>ère</sup> serait parcourue par le courant  $I_e$ . La 2<sup>ème</sup> par un courant  $I_2$  provenant d'une source de référence (montée de façon à ce que les variations dues à la température s'opposent).

Le montage de principe serait le suivant :

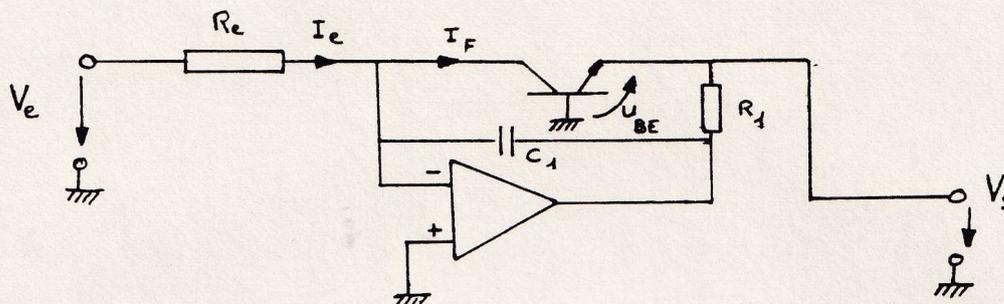
Nous obtiendrions :  $V_s \approx -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) n U_T \text{Log} \frac{V_e}{R_e I_2}$

On pourra encore améliorer le système en choisissant pour  $R_1$  ou  $R_2$  des résistances ayant une loi de dépendance avec la température adéquate.



Si on désire travailler avec une grande plage d'amplitude de  $V_e$ , on utilise un transistor (montage base commune).

Ce transistor ayant tendance à amplifier, on doit rajouter une résistance  $R_1$  et une capacité  $C_1$  pour diminuer le gain en boucle ouverte et compenser les effets de déphasage.

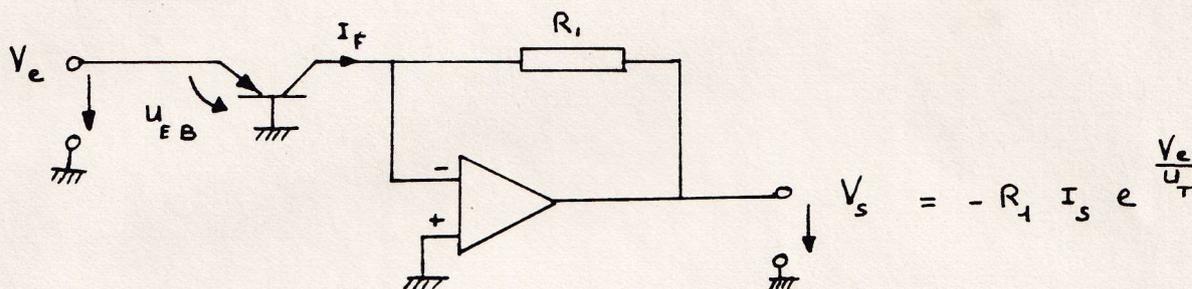


$$V_s = -U_{BE} \approx -U_T \log(I_F / I_S) = -U_T \log(V_e / R_e I_S)$$

valable pour  $I_F \gg I_S$

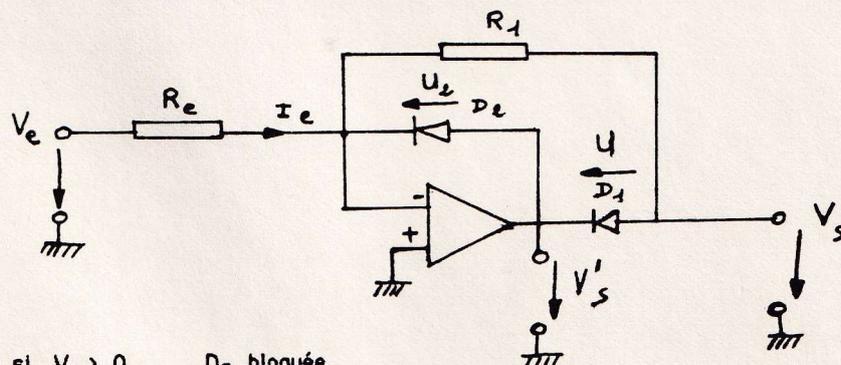
Ce montage dépend aussi de la température et devra compenser d'une manière similaire à celle utilisée pour le montage à diodes.

On réalisera une fonction à transfert exceptionnel en mettant la diode ou le transistor sur le circuit d'entrée.



## II - REDRESSEUR QUASI-LINEAIRE

Il s'agit d'un circuit fonctionnant comme un amplificateur linéaire à gain négatif pour l'une des polarités d'entrée et présente un potentiel nul pour la polarité inverse.



si  $V_e > 0$

$D_2$  bloquée

Le courant passe par  $D_1$  et  $R_1$

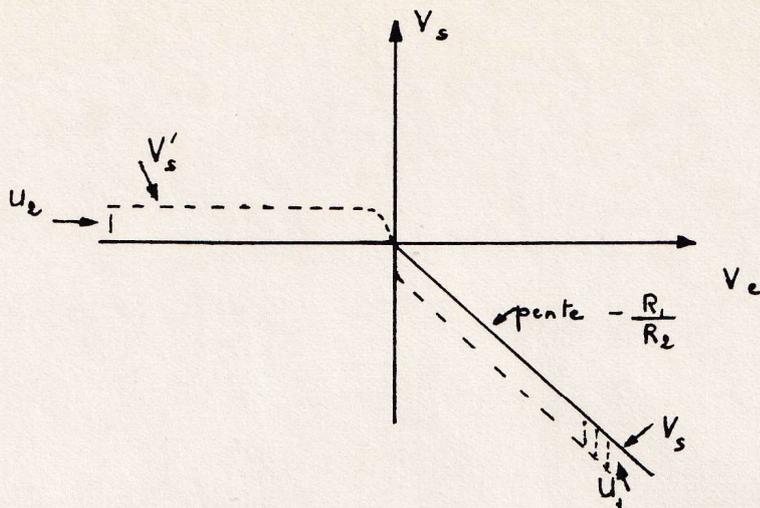
$$\text{On a alors } V_s = -\frac{R_1}{R_2} V_e$$

si  $V_e < 0$

$D_2$  conduit

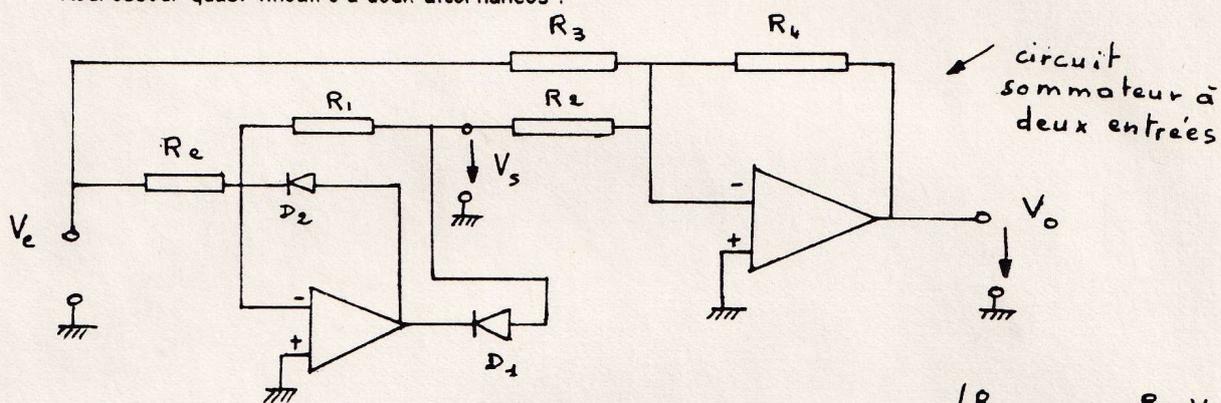
$D_1$  bloquée

$$U_2 \approx 0 \longrightarrow V_s \approx 0$$



En inversant la polarité des diodes, on change l'alternance amplifiée.

Redresseur quasi-linéaire à deux alternances.

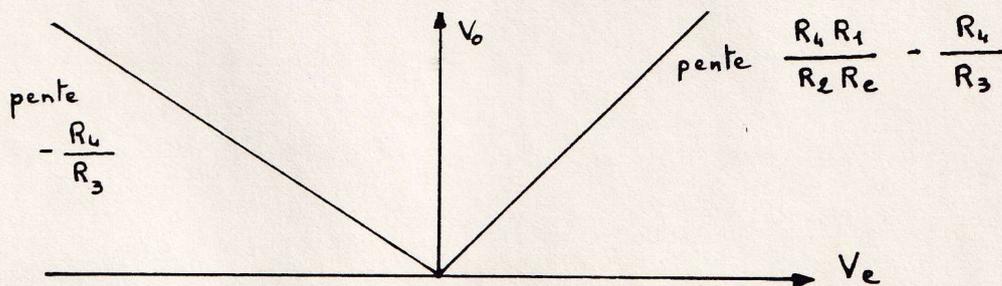


$$V_o = - \left( \frac{R_4}{R_2} V_s + \frac{R_4}{R_3} V_e \right)$$

$V_s$  dépend de  $V_e$  comme indiqué ci-dessus.

D'où :

$$V_o = \begin{cases} -\frac{R_4}{R_3} V_e & \text{pour } V_e \leq 0 \\ \left( \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{R_1}{R_e} - \frac{R_4}{R_3} \right) V_e & \text{pour } V_e \geq 0 \end{cases}$$



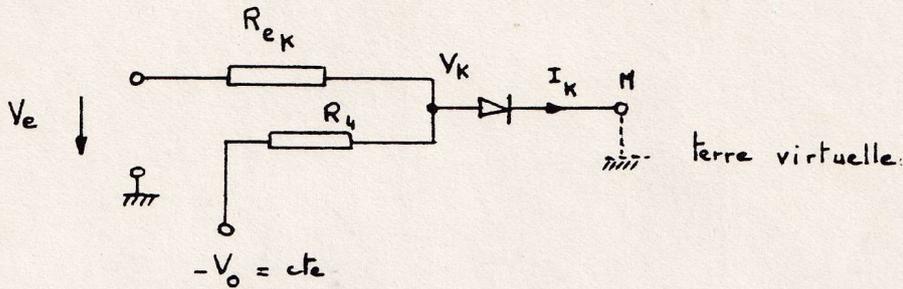
Pour que ce redresseur soit symétrique :

$$V_o = \frac{R_4}{R_3} |V_e|$$

Il faut :  $\frac{R_3}{R_2} = 2 \frac{R_e}{R_1}$

III - CARACTERISTIQUES NON LINEAIRES APPROCHEES PAR DES SEGMENTS DE DROITES.

Principe : Courant nul jusqu'à  $V_{ek}$  puis linéaire en fonction de  $V_e$



$$V_k = \frac{R_k}{R_{ek} + R_k} V_e + \frac{R_{ek}}{R_{ek} + R_k} (-V_0)$$

Le courant  $I_k$  est nul temps que  $V_k < U_j$

Nous aurons alors 
$$V_k = \frac{R_k}{R_{ek} + R_k} V_e - \frac{R_{ek}}{R_{ek} + R_k} V_0 = U_j$$

La tension d'entrée  $V_{ek}$  correspondante est :

$$V_{ek} = \frac{R_{ek}}{R_k} V_0 + \frac{R_{ek} + R_k}{R_k} U_j$$

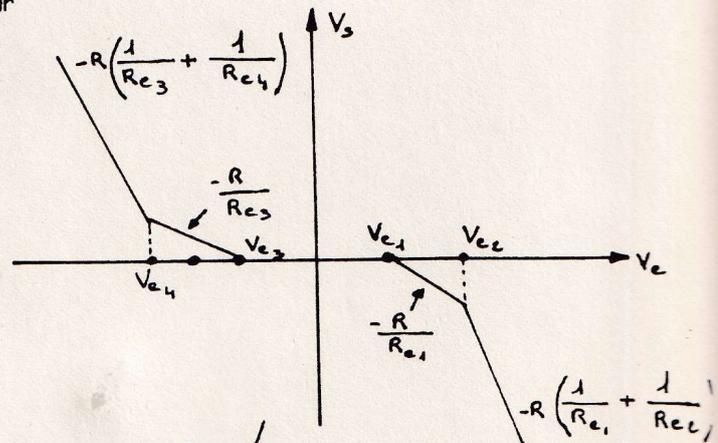
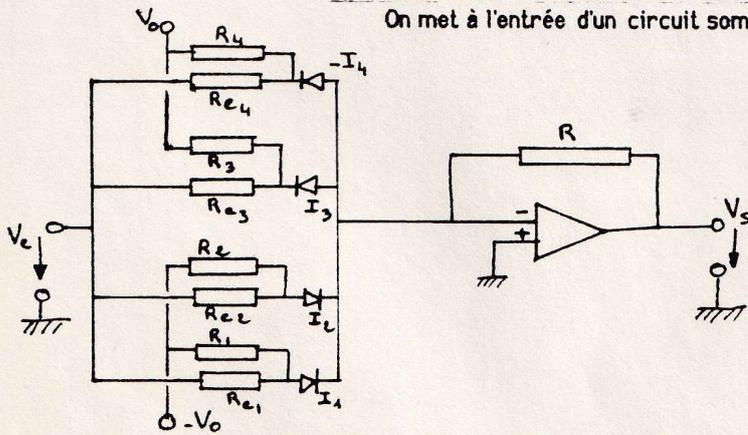
Pour  $V_e > V_{ek}$  
$$I_k = \frac{V_e - V_{ek}}{R_{ek}}$$

On pourrait obtenir un courant qui l'annule pour  $V_e$  supérieur à un seuil, en inversant la diode .

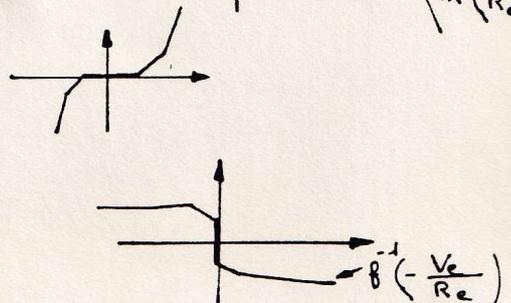
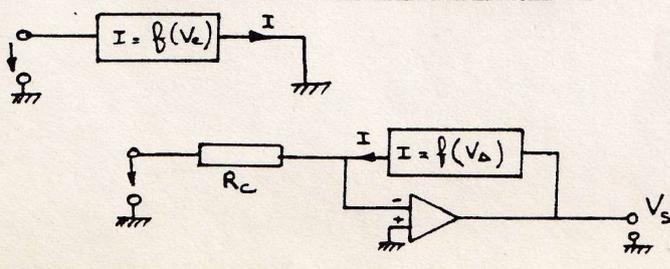
Le circuit ci-dessus sert de circuit d'entrée à un AO .

- Realisation d'une fonction de transfert multi - segments .

On met à l'entrée d'un circuit sommateur



- Réseau mis dans la boucle de réaction



CHAPITRE V

EFFETS DYNAMIQUES ET COMPENSATIONS

---

## I - DEFINITION

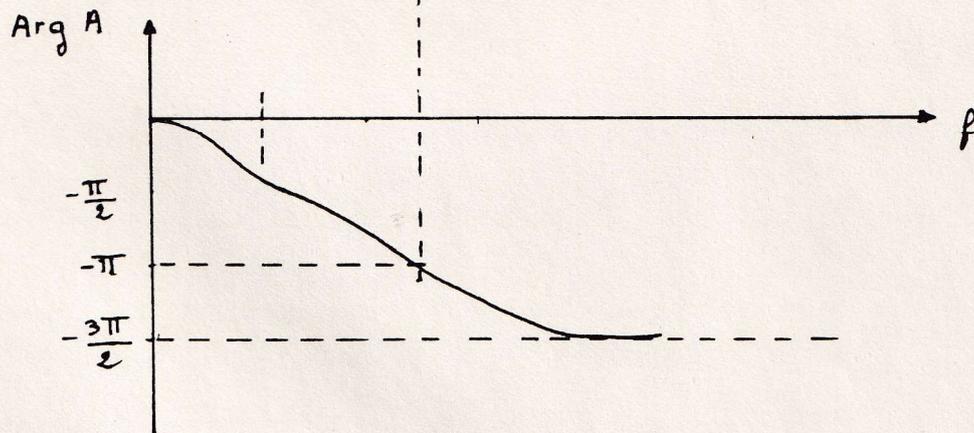
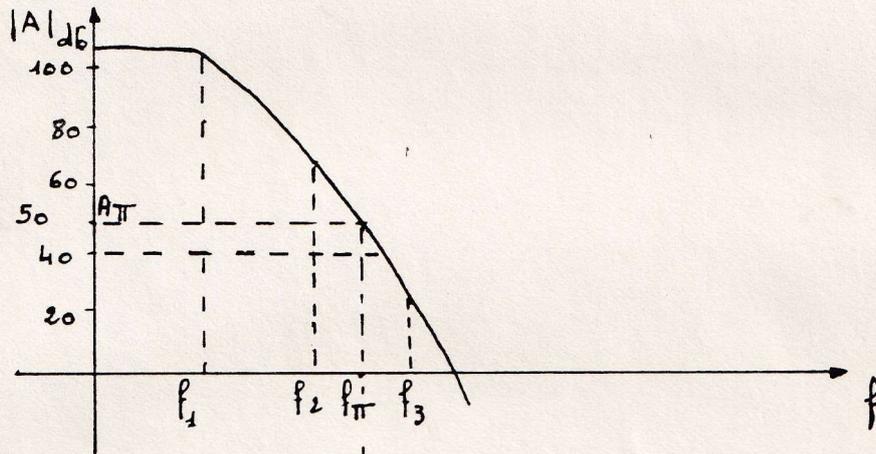
La fonction de réponse d'un amplificateur met en évidence des fréquences limites ; en général une par étage .

Pour un AO à trois étages , nous aurons :

$$A(p) = \frac{A_0}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)(1 + p\tau_3)}$$

avec  $\tau_i = 1/\omega_i = 1/2\pi f_i$   
 $\tau_1$  est la fréquence limite du 1<sup>er</sup> étage  
 $\tau_2$  celle du 2<sup>eme</sup>  
 $\tau_3$  celle du 3<sup>eme</sup>

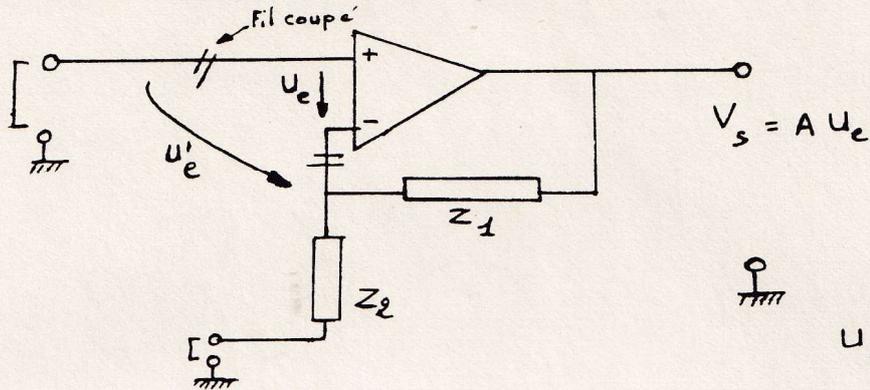
On appelle fréquence à gain unité la fréquence  $f_u$  pour laquelle  $|A| = 1$



Utilisé en contre-réaction doit osciller . En effet à  $f_\pi$  le signal réinjecté à l'entrée est en opposition de phase avec la sortie .

II - CONDITION DE STABILITE

Considérons le système en boucle ouverte .



La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par

$$H_{BO} = \frac{U_e}{U'_e} = -A \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{tout écrire en transformées de Laplace})$$

$$H_{BO} = -A\beta$$

Ce système est susceptible d'osciller si le module de  $H_{BO}$  est  $> 1$  lorsque son Arg. est égal à 0. Au cas où  $Z_1$  et  $Z_2$  sont réels, on exprime la même condition de façon simplifiée .

Le système est stable si  $A\pi < 1/\beta$   
avec  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

Exemple :

Nous avons  $A\pi = 50 \text{ dB}$

La condition devient :

L'ampli sera stable si :  $\frac{R_1 + R_2}{R_2} > 50 \text{ dB} = 316$

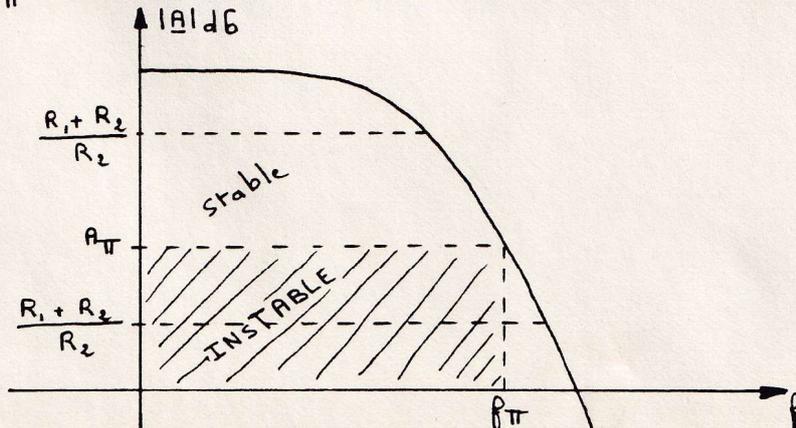
a) Ampli à gain positif

$G > 316$

b) Ampli à gain négatif

$|G| > 315$

Comme on veut, en général, réaliser des amplis à gain inférieur, il faudra le compenser . On essaiera d'obtenir  $A\pi = -\text{qqs dizaines de dB}$  ; afin que le montage soit stable dans la majorité des cas .

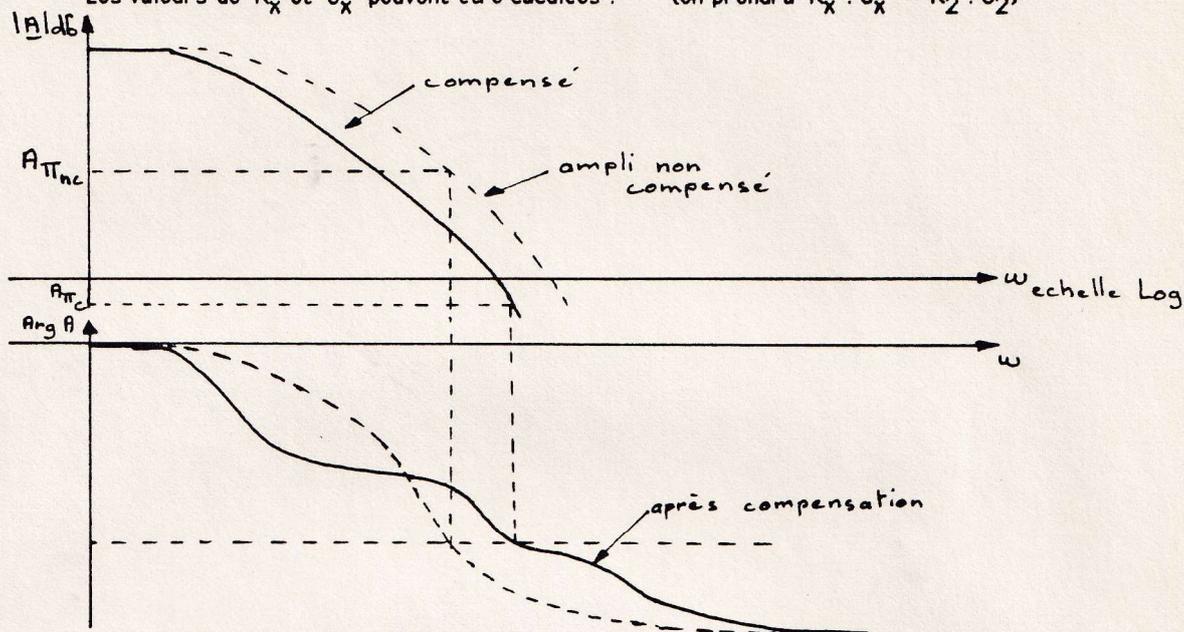


III - COMPENSATION

L'instabilité est due au 1<sup>er</sup> étage. On cherche d'abaisser au maximum sa fréquence limite. La compensation peut-être effectuée soit par l'utilisateur, soit par le fabricant de circuit. Dans le premier cas, il s'agit d'une compensation externe, dans le deuxième, d'une compensation interne.

A) Compensation externe

Elle est obtenue en chargeant le 1<sup>er</sup> étage par une résistance  $R_x$  et une capacité  $C_x$  en série. Les valeurs de  $R_x$  et  $C_x$  peuvent être calculées. (on prendra  $R_x \cdot C_x = R_2 \cdot C_2$ )

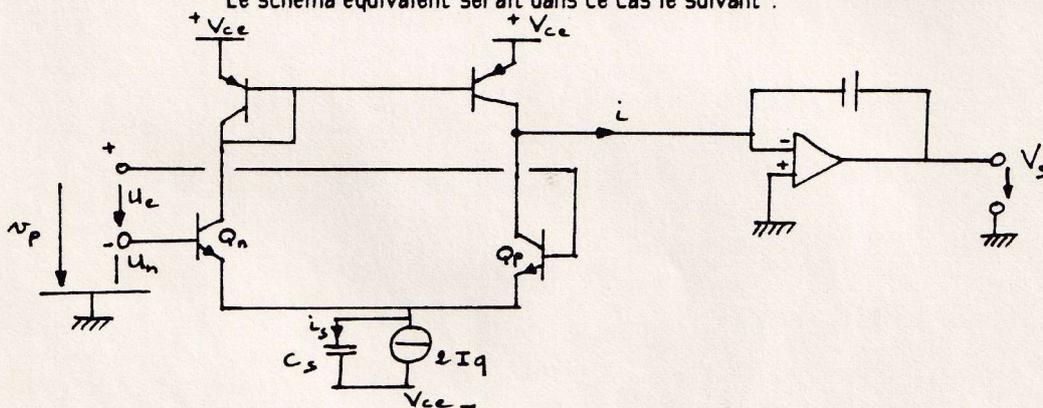


B) Compensation interne

Elle est réalisée par une capacité  $C$  montée entre la sortie du 1<sup>er</sup> étage et l'entrée du second. La courbe de réponse est sensiblement la même.

IV - REPONSE D'UN A.O. EN CAS DE FORTES VARIATIONS DE LA TENSION D'ENTREE

Dans la plus part des cas de réponses indicielles, l'AO sort de la zone de fonctionnement linéaire de telle sorte que la paire différentielle d'entrée se comporte comme un aiguillage de courant. Le schéma équivalent serait dans ce cas le suivant :



Lorsqu'un saut de la tension  $U_e$  fait conduire le transistor  $Q_p$  et bloque  $Q_n$  :

$$i = -(2I_q + i_s) = -(2I_q + C_s \frac{dv_p}{dt})$$

et ceci jusqu'à ce que  $U_e$  aie diminué. ( au cas où ce serait  $Q_n$  qui conduise :  $i = 2I_q + C_s \frac{dv_n}{dt}$  )

La compensation interne réalisée fait que le 2<sup>eme</sup> étage se comporte comme un intégrateur.

## V - DEFINITION DE PARAMETRE CARACTERISTIQUES

Vitesse limite  $S_r$  (slew. rate) : valeur absolue de la vitesse de variation maximale des potentiel de sortie en régime de fort signaux, lorsqu'après un saut unité de la tension d'entrée, le potentiel de base du transistor en conduction est supposé constant.

Pour le modèle ci-dessus :

$$S_r = \frac{|du_s|}{dt} = \frac{|i|}{c} \qquad S_r = \frac{2I_q}{c}$$

La vitesse de variation du potentiel  $v$  de sortie est :

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{\max} = \omega U$$

d'où la fréquence maximale transmissible sans

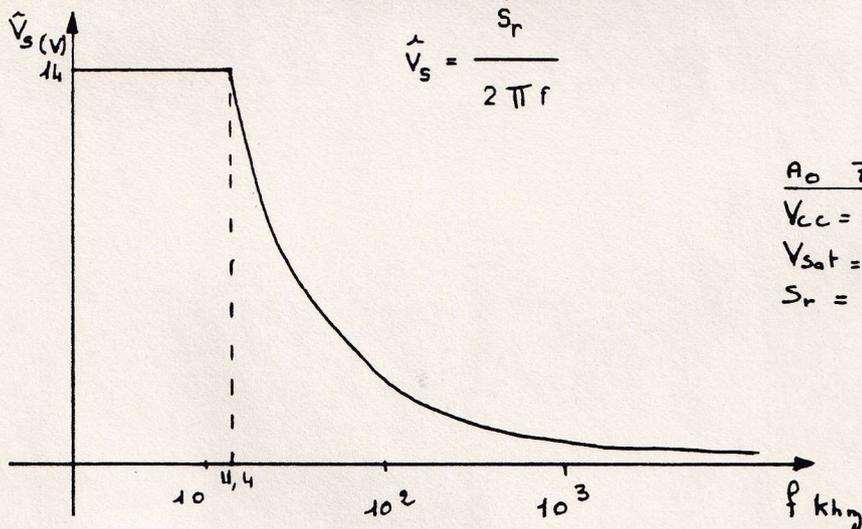
distortion :  $f_{\max} = \frac{\left. \frac{du_s}{dt} \right|_{\max}}{2\pi V_{\text{sat}}}$

Largeur de bande pour amplitude maximale (power bandwidth) :

fréquence limite  $f_{\text{dB}}$  que l'on peut atteindre lorsque  $\left. \frac{du_s}{dt} \right|_{\max} = S_r$

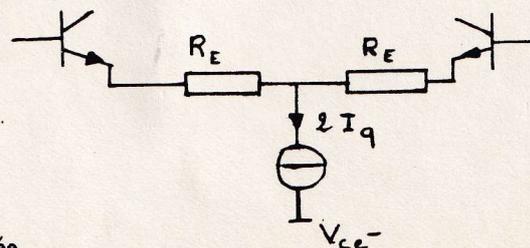
$$f_{\text{dB}} = \frac{S_r}{2\pi V_{\text{sat}}}$$

On peut représenter la valeur crête maximale du potentiel de sortie en fonction de la fréquence :



## VI - AMELIORATION DE LA SLEW RATE

-insertion de résistances dans les emetteurs



-Utilisation de FET dans la paire d'entrée

LES COMPARETEURS

I - GENERALITES

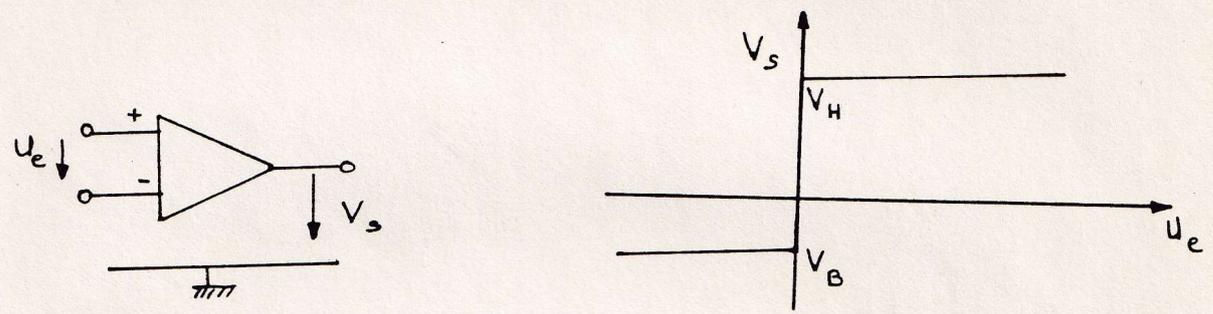
Les comparateurs sont réalisés à partir d'AO conçus pour travailler dans les 2 zones de saturation . Ils ne doivent en aucun cas pouvoir rester dans la zone d'amplification .

Ils seront donc montés en couplage positif ( zone instable ) , et réalisés sans compensation pour augmenter leur instabilité .

Ayant deux états de sortie, obtenus par comparaison d'un signal à une polarisation, Ils seront utilisés :

- comme comparateurs
- comme systèmes binaires .

II -



Le potentiel de sortie prend deux valeurs  $V_B$  ou  $V_H$  selon que  $V_e^+$  est inférieur ou supérieur à  $V_e^-$  .

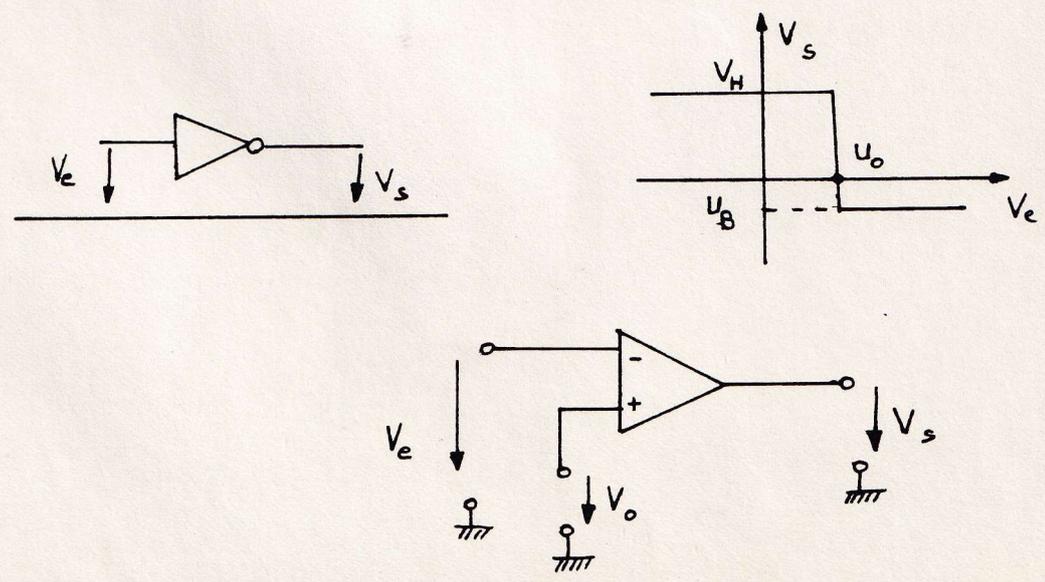
Le comparateur peut-être considéré comme un convertisseur analogique-numérique à 1 bit, puisque sa sortie est binaire et son entrée: un signal analogique .

Dans les modèles commerciaux, les niveaux  $V_B$  et  $V_H$  sont fixés pour correspondre aux états 0 et 1 des composants digitaux .

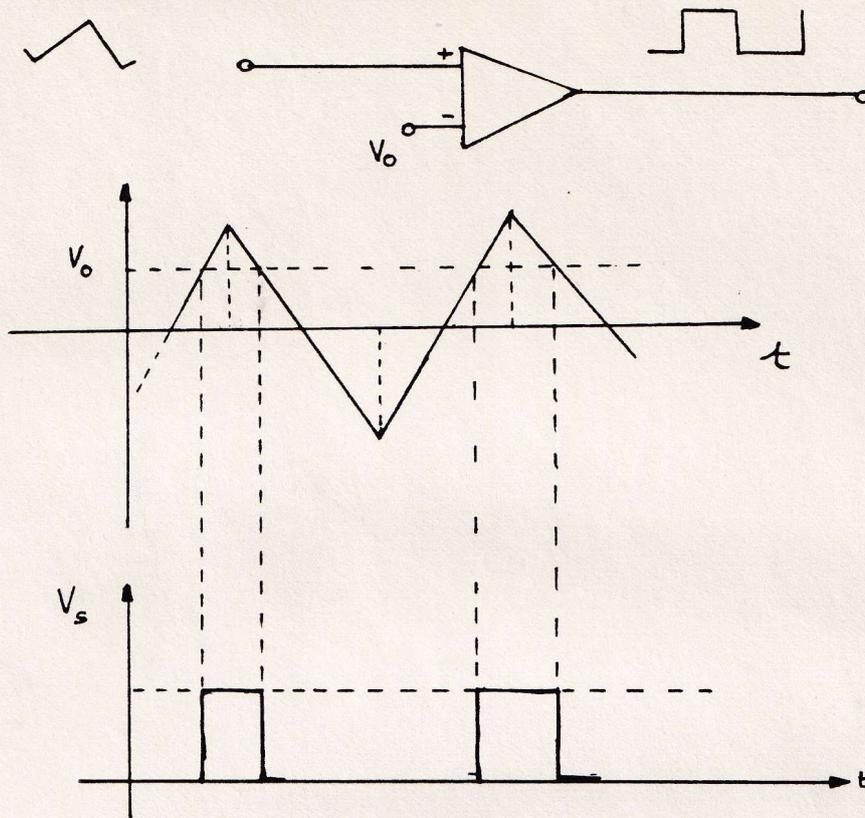
Les défauts des comparateurs, tension de décalage, courant d'entrée, peuvent être étudiés comme ceux des AO .

III - APPLICATIONS " ANALOGIQUES "

a) Inverseur



b) Comparaison d'une tension à une dent de scie



La largeur des impulsions de sortie dépend de  $V_0$ . Les fronts avant et arrière correspondent à l'égalité  $V_0^-$  dent de scie.

Ces signaux peuvent servir à :

- générer un signal d'une largeur dépendant de  $V_0$
- déclencher et arrêter un comptage pour une transformation tension-durée.

c) Les applications principales se trouvent dans :

- les systèmes de mesure " digitaux "
- les alimentations à découpage
- les systèmes à seuil ...

IV - APPLICATIONS LOGIQUES

Nous n'approfondirons pas ce chapitre. Il suffit de savoir qu'un comparateur permet de réaliser un élément de mémoire, des bascules astables, monostables, bistables, des portes etc...



