

**1. Introduction**

A la suite des amplificateurs passifs de gain maximum égal à 1, les amplificateurs "intégrés" sous forme de composants de type "boîte noire" permettent de réaliser des filtres actifs de gain quelconque, mais aussi de jouer avec les impédances d'entrée et de sortie des montages.

**2. Circuits intégrés, A.L.I.**

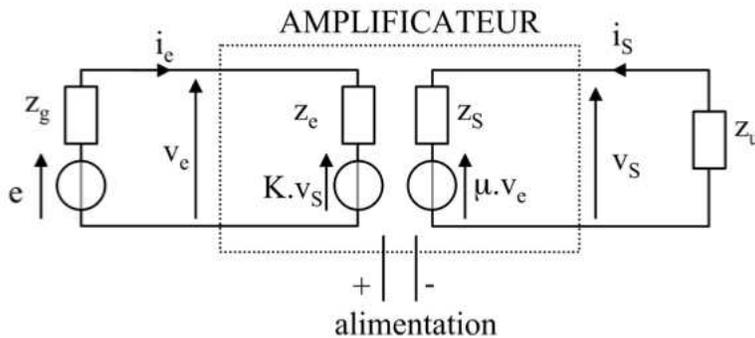
**2.1 Amplificateurs**

Un amplificateur, ou "ampli.", est un quadripôle actif. En effet, nous allons alimenter ce composant à l'aide de sources dites "de polarisation".

Nous enverrons en entrée de ce composant par exemple une tension de type sinusoïdal. Nous pourrions mesurer en sortie une tension également de type sinusoïdal si le fonctionnement de l'amplificateur est "linéaire", mais nous pourrions obtenir des non linéarités dans la cas contraire.

La schématisation de l'amplificateur en générateurs équivalents de Thévenin, vus de la sortie ou de l'entrée, prend la forme générale suivante. Cette année, nous ne verrons que le cas  $K = 0$ .

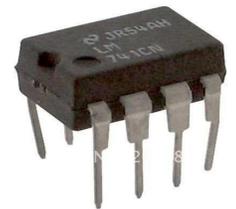
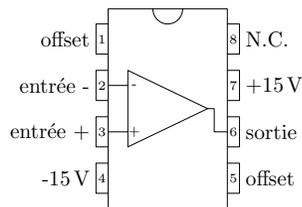
A la sortie du montage, nous avons donc  $v_s = Z_S i_S + \mu v_e$ .



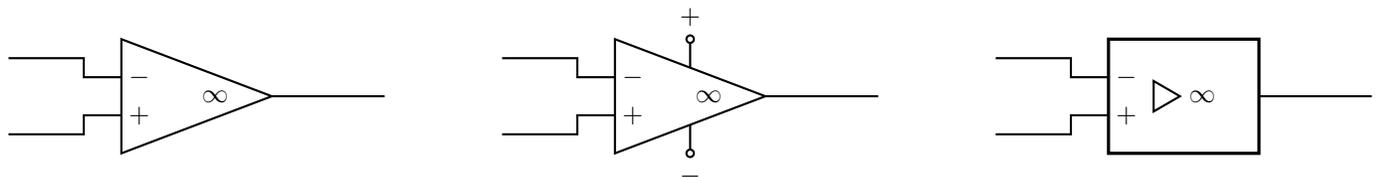
**2.2 Définitions de l'A.L.I. (AmpliOp ou AO)**

Un A.L.I. nommé souvent "amplificateur opérationnel", ou "ampli. Op." ou "A.O.", est un quadripôle actif. En effet, nous allons alimenter ce composant à l'aide de sources continues dites "de polarisation". Nous enverrons en entrée de ce composant une tension de type sinusoïdal. Nous pourrions mesurer en sortie une tension également de type sinusoïdal si le fonctionnement de l'A.O. est "linéaire", mais nous pourrions obtenir des non linéarités dans le cas contraire.

Le boîtier qui contient l'amplificateur est connectable comme suit :



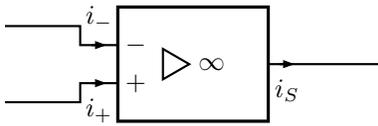
La représentation peut-être :



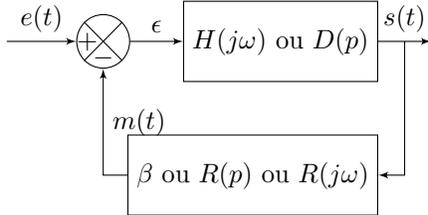
**2.3 Fonctionnement**

- **Amplificateur de différence** : le gain différentiel est  $G_d = \frac{v_s}{\epsilon}$  avec  $\epsilon = V_+ - V_-$
- **Valeurs du gain** :  $G_d \approx 10^5$ . On a vu précédemment qu'un amplificateur avec un tel gain ne permettait pas une précision grande sur le signal amplifié si la précision sur  $G_d$  n'est pas bonne. On prendra donc l'habitude d'utiliser ce composant avec une boucle de retour.

- Courants  $i_+$ ,  $i_-$  et  $i_S$



2.4 Utilisation de la rétroaction



En calculant  $H_2 = \frac{s}{e} = \frac{D}{1 + \beta D}$  et en remarquant que dans le cas présent, on a  $D \gg 1$ , on en déduit donc que

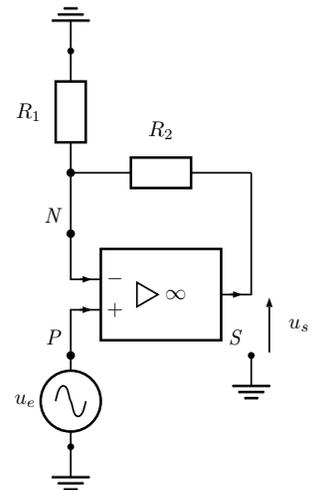
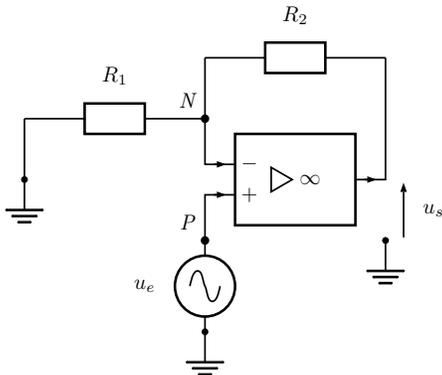
$$H_2 = \frac{s}{e} \approx \frac{1}{\beta}$$

? Exercice 1: Influence de l'imprécision sur le gain de l'amplificateur direct

- (a) Que peut-on donc en conclure sur le rôle de  $D$  pour  $|D| \gg 1$  ?
- (b) Que dire de l'influence des défauts de la chaîne directe  $D$  ?

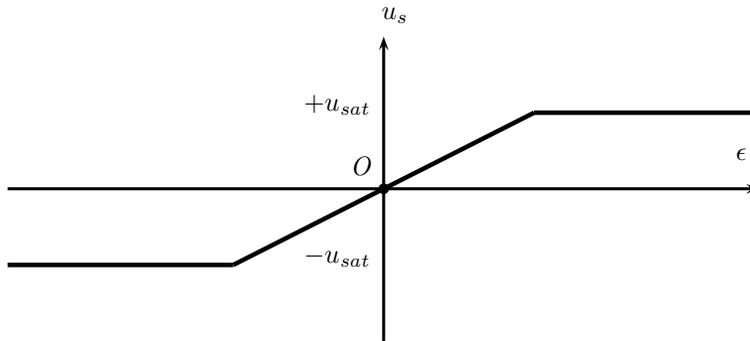
? Exercice 2: Comment repérer le bloc de rétro-action  $R$  ou  $\beta$  ?

Montrer où l'on peut repérer le fonctionnement en bloc de rétroaction d'un montage basé sur un A.L.I. et des dipôles, en réorganisant quelque peu le schéma comportant l'A.L.I.



## 2.5 Limitation de la zone de linéarité

L'A.L.I. répond linéairement à la différence de potentiel  $\epsilon = V_+ - V_-$ , mais la puissance de l'alimentation étant limitée, on ne peut augmenter à l'infini la tension de sortie donc le composant subit une limitation que l'on qualifie de "saturation".



$\pm u_{sat} \approx \pm 15 V$  le plus souvent pour une alimentation  $\pm 15 V$ .



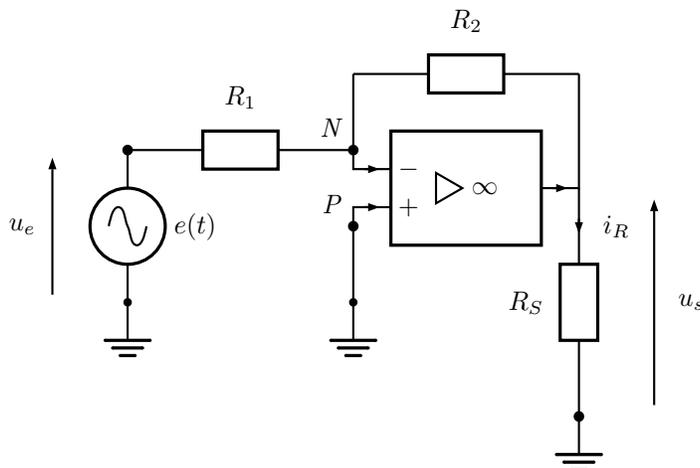
### Application numérique

Tant que le système répond dans le domaine linéaire, sans saturation, les valeurs de  $\epsilon$  vérifient  $\epsilon < \frac{u_{sat}}{|D|} \approx \frac{15}{10^5}$ .

On pourra donc dans ce cas considérer que  $\epsilon \approx 0$ .

Hors de la zone de linéarité où  $\epsilon \approx 0$ , la tension de sortie sera égale à  $+u_{sat}$  si  $\epsilon > 0$  et  $-u_{sat}$  si  $\epsilon < 0$ .

## 2.6 Influence de la résistance placée en sortie

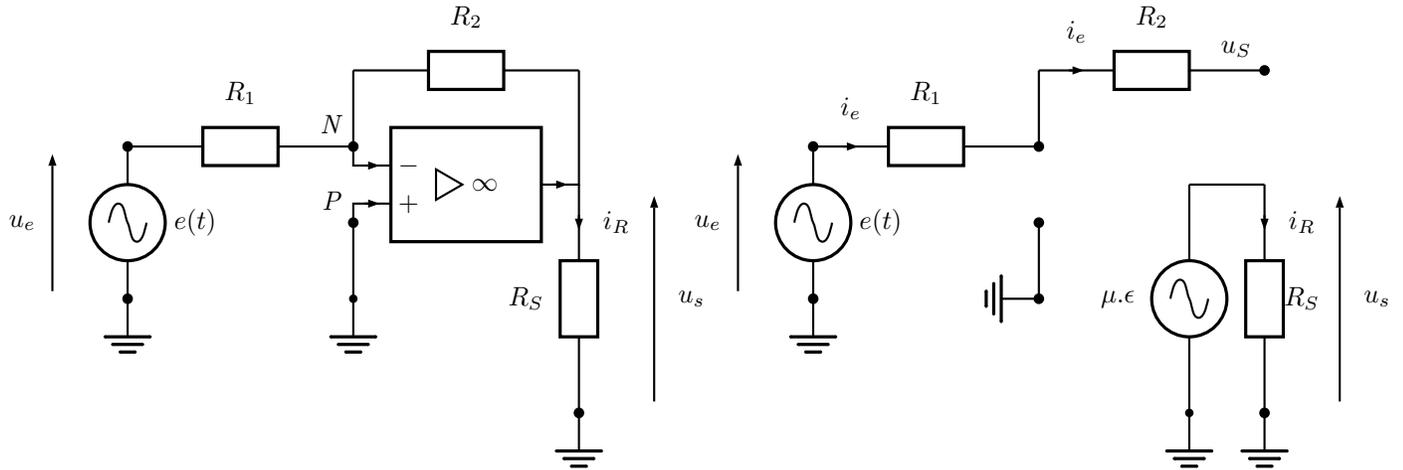


La tension de sortie  $u_s$  a été exprimée en fonction de  $u_e$ . Il n'y a théoriquement pas de dépendance avec  $R_S$ .

L'alimentation  $\pm 15V$  fournit la puissance qui permet d'ajuster le courant  $i_S$  qui s'ajoute à  $i_{R_2}$  pour donner  $i_R$ .

2. 7 Modèle de l'A.L.I.

Cas idéal :

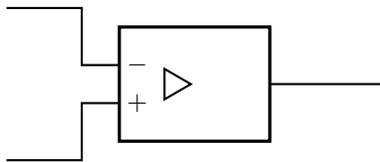


**⚠ Modèles de l'A.L.I.**

**A.L.I. dit "idéal"** : l'impédance d'entrée est infinie et donc les courants d'entrée sont nuls. L'impédance de sortie est nulle et on "voit" un générateur idéal de tension  $\mu\epsilon$ . Le gain  $|\mu|$  est infini donc  $u_S = \mu\epsilon$  fini impose  $\epsilon = 0$  quand on est dans la zone de fonctionnement linéaire.

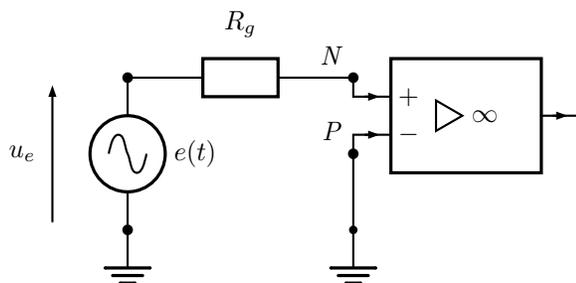
**A.L.I. dit "non idéal"** : l'impédance d'entrée est très grande ( $>1M\Omega$ ) et donc les courants d'entrée sont quasi nuls. L'impédance de sortie est faible ( $100\Omega$ ) et on "voit" un générateur idéal de tension  $\mu\epsilon$ . Le gain  $|\mu|$  est grand mais fini : on note souvent que  $\mu = \frac{\mu_0}{1 + j\omega\tau}$  pour traduire un comportement de type "passe-bas". L'ordre de grandeur des valeurs est  $\mu_0 = 10^5$ ,  $f_C = 10\text{ Hz}$  avec  $\frac{1}{\tau} = 2\pi f_C$ .

Quand l'A.L.I. n'est plus parfait, on supprime la notation " $\infty$ " :



**3. Aspect temporel : on tient compte de la fonction de transfert  $\mu = \frac{\mu_0}{1 + j\omega\tau}$**

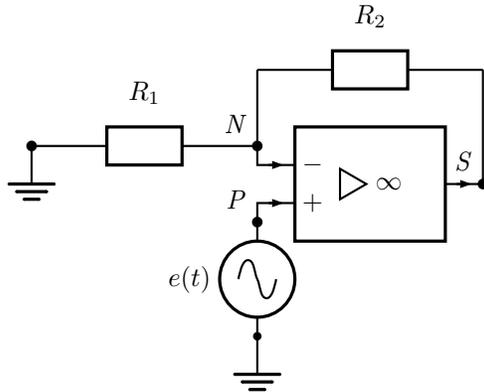
3. 1 Temps du réponse de l'A.L.I. "seul" (sans rétroaction)



$R_g$  est la résistance interne du générateur. L'expression de  $\mu$  permet de transformer  $u_S = \mu e$  : on a  $u_S.(1 + j\omega\tau) = \mu_0.e$  qui correspond à l'équation différentielle  $u_S + \tau \frac{du_S}{dt} = \mu_0.e$  avec  $\tau > 0$ . La solution est :

$u_S = K.e^{-\frac{t}{\tau}} + u_S(R.P.)$ . Le temps  $\tau$  est le temps de relaxation en boucle ouverte.

### 3. 2 Cas de la rétroaction sur la borne "inverseuse" $\ominus$



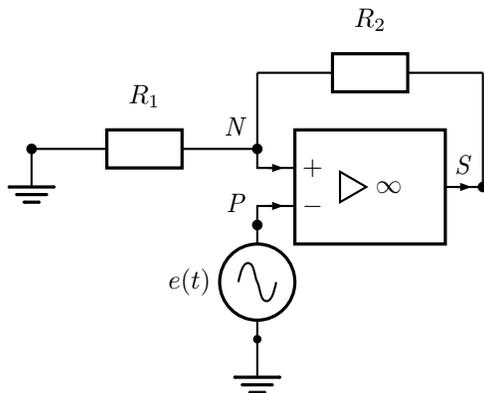
$$u_S.(1 + \mu\beta) + \tau \frac{du_S}{dt} = \mu.e \text{ avec } \tau > 0.$$

$$u_S + \frac{\tau}{(1 + \mu_0\beta)} \frac{du_S}{dt} = \mu_0.e$$

$$\tau' = \frac{\tau}{(1 + \mu_0\beta)} < \tau.$$

Le système bouclé est plus rapide que le système direct.

### 3. 3 Cas de la rétroaction sur la borne "non inverseuse" $\oplus$



$$u_S.(1 - \mu\beta) + \tau \frac{du_S}{dt} = -\mu.e \text{ avec } \tau > 0.$$

$$u_S + \frac{\tau}{(1 - \mu_0\beta)} \frac{du_S}{dt} = -\mu_0.e$$

$$\tau' = \frac{\tau}{(1 - \mu_0\beta)} < 0.$$

Le système bouclé est donc instable..

## 4. Etude des filtres actifs

### 4.1 Définitions

Les filtres actifs sont constitués uniquement de résistances, de condensateurs et d'éléments actifs (amplificateurs opérationnels la plupart du temps). Cas intéressant à connaître : les filtres passifs comportent souvent des bobines d'induction  $L$ , mais les filtres actifs **simulent** souvent leur présence.

Ils présentent les avantages suivants :

- encombrement réduit
- faciles à réaliser donc moins coûteux

Cependant, les composants actifs limitent leur usage aux fréquences basses (typiquement jusqu'à quelques dizaines de MHz) et présentent les inconvénients suivants :

- introduisent du bruit
- limitent la tension maximale filtrable
- nécessitent une alimentation

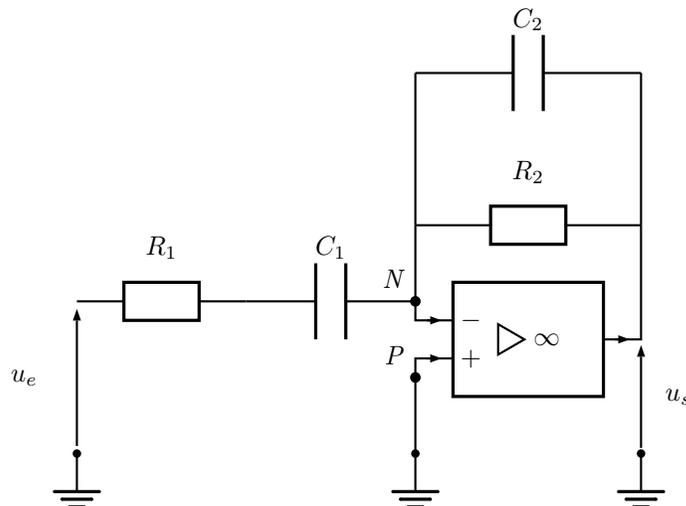
Les filtres actifs se réalisent le plus souvent par la mise en cascade de cellules élémentaires du premier ou second ordre. Cette mise en cascade impossible à réaliser avec des éléments passifs devient très aisée dans le cas de circuits actifs, car chaque circuit élémentaire possède une impédance d'entrée le plus souvent élevée ( $Z_e \rightarrow \infty$ ) et une impédance de sortie faible ( $Z_s \rightarrow 0$ ). Cependant, les filtres obtenus par cette méthode sont très sensibles aux dérives des valeurs des composants.

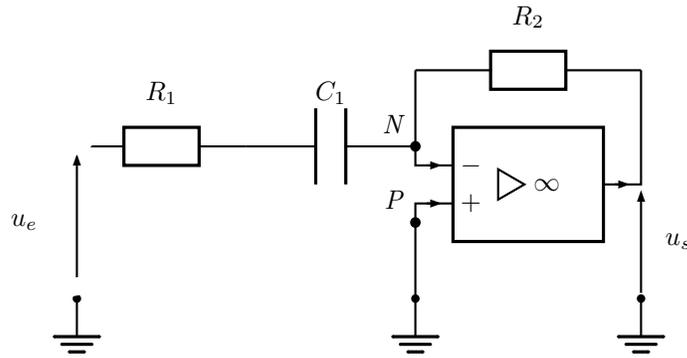
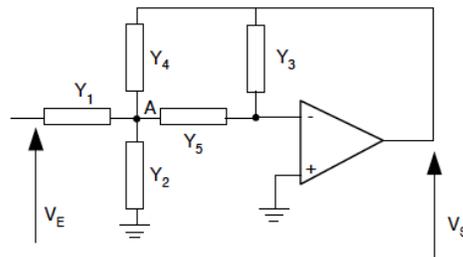
 Mise en cascade des schémas : fonction de transfert de deux montages connectés ?

### 4.2 Fonctions du 1er et 2e ordre

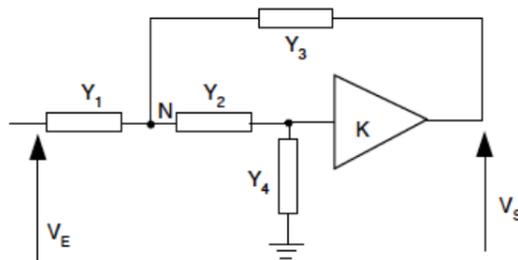
On peut réaliser des filtres du 1er et 2e ordre similaires aux cas passifs, hormis le gain réel plus grand que 1. Les montages sont variés. Voyons quelques exemples.

#### (a) Filtre actif de Wien : exemple de filtre du 2ème ordre



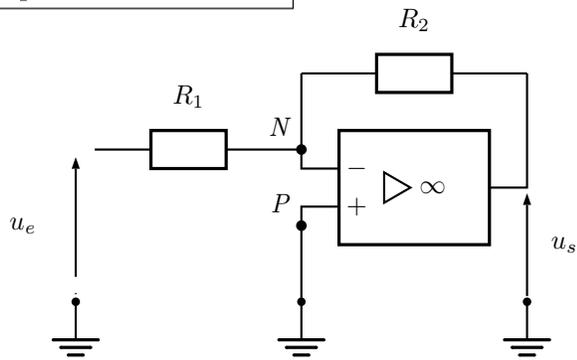
(b) **Filtre d'ordre un : exemple**(c) **Filtres de Rausch**(d) **Filtres de Sallen Key**

Le montage comporte un amplificateur de gain  $K$ .

**5. Fonctions mathématiques**

Ce chapitre spécifique concernant les montages à Amplificateur Linéaire Intégré (A.L.I.) ou "montages à Ampli Op" permet de passer en revue les différentes fonctions mathématiques ou opérations applicables aux tensions et/ou courants : sommation, ..., intégration, ..., multiplication, ...

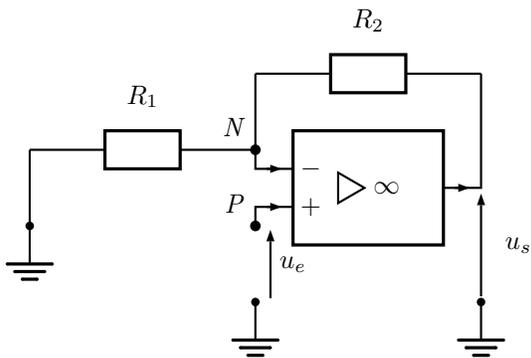
## 5.1 Amplificateur inverseur



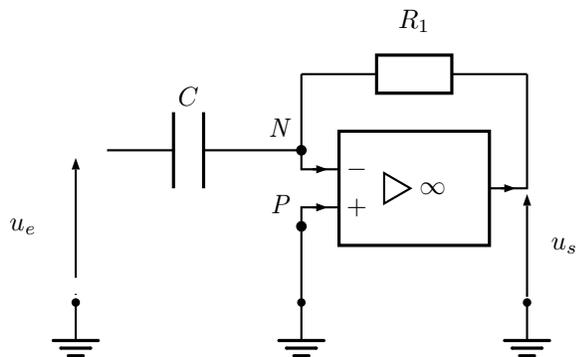
## ? Exercice 3: Calcul de résistance d'entrée et de sortie

- Calculer la résistance d'entrée  $R_e$  du montage
- Calculer la résistance de sortie  $R_s$  du montage

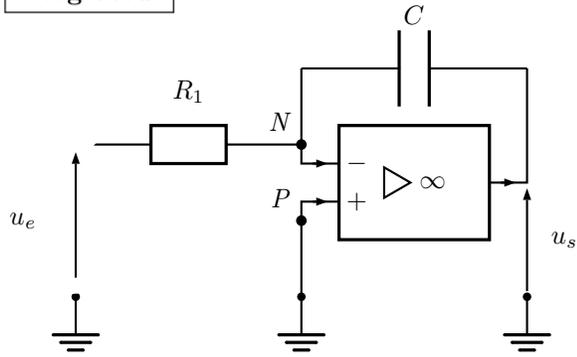
## 5.2 Amplificateur non inverseur



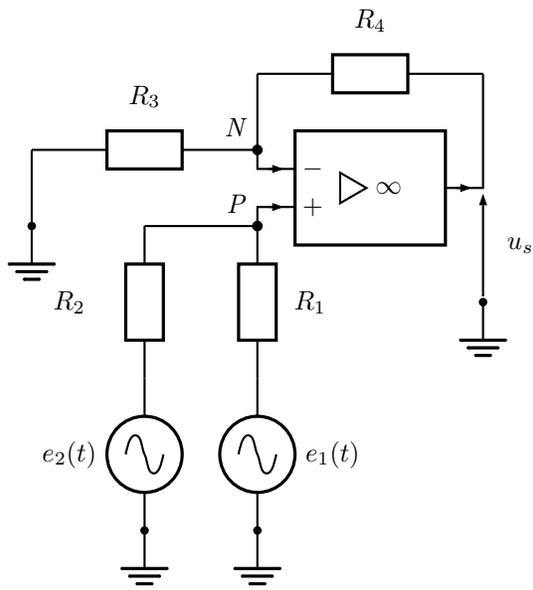
## 5.3 Dérivateur



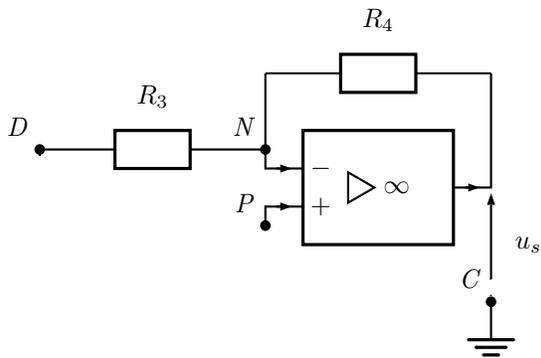
5. 4 **Intégrateur**



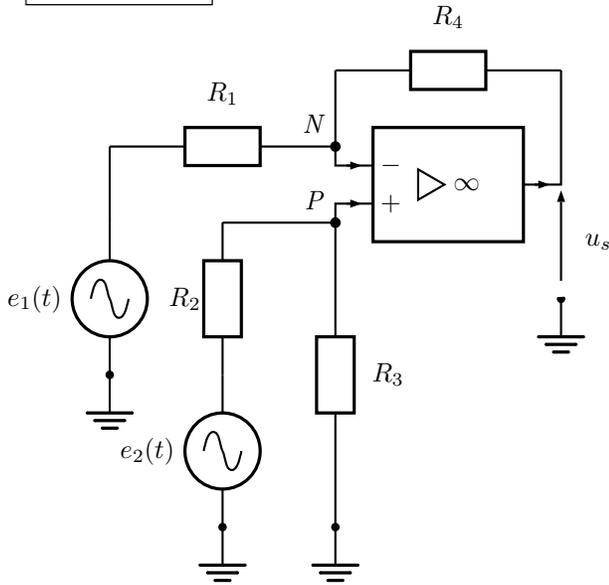
5. 5 **Sommateur**



Autre configuration possible :

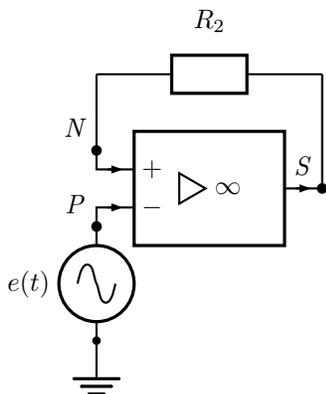


5. 6 **Soustracteur**



**6. Fonctions particulières**

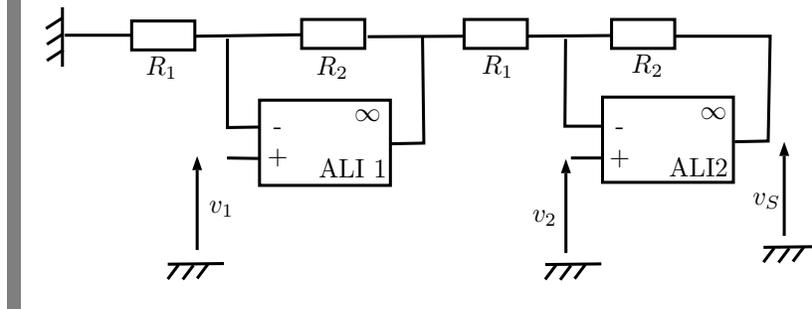
6. 1 **Suiveur**



Intérêt du Suiveur dans le cas de l'adaptation d'impédance ? Quid du cas d'une résistance interne pour le générateur ?

**? Exercice 4: Utilisation des schéma-blocs et de la loi des noeuds**

- (a) Montrer que l'on peut analyser le problème par blocs
- (b) Exprimer  $v_S$  en fonction de  $v_1$  et  $v_2$



6. 2 **Simulation d'impédance**

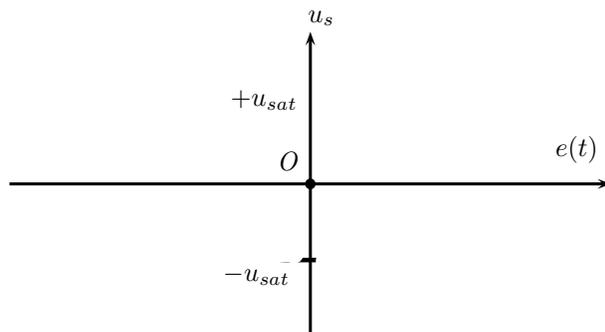
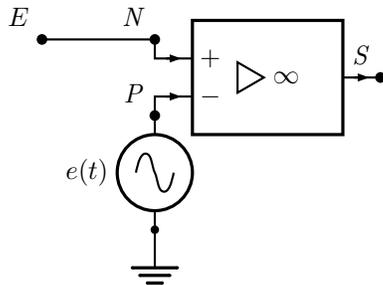
voir TD : le montage connecté à un générateur  $e(\omega t)$  vérifie  $v_s = Z.i_e$  où  $Z = a + j.b$  est donc l'impédance simulée.

## 6.3 Convertisseur courant-tension

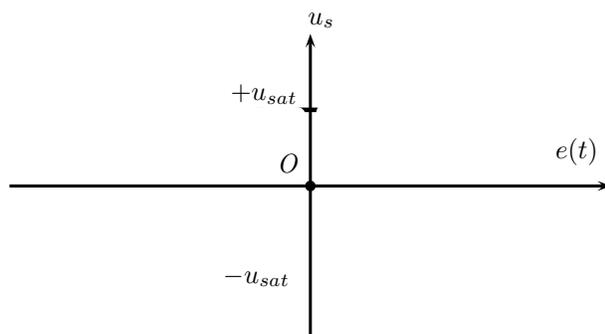
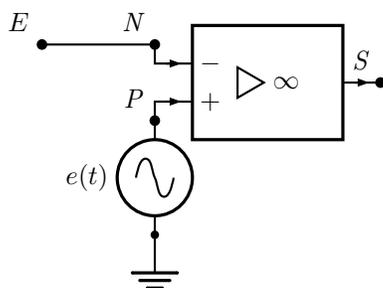
voir TD

7. Cas saturé à  $\pm u_{sat}$ 

## - Comparateur non inverseur

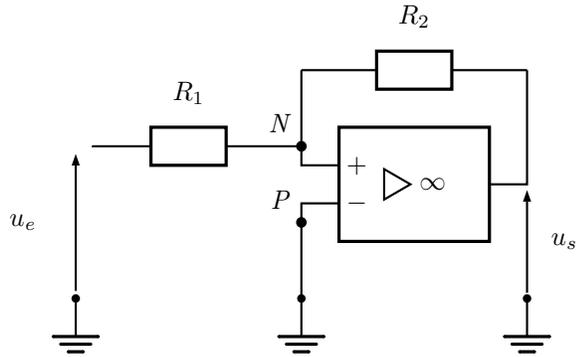
On utilise  $e(t) = E \cos \omega t$ .

## - Comparateur inverseur



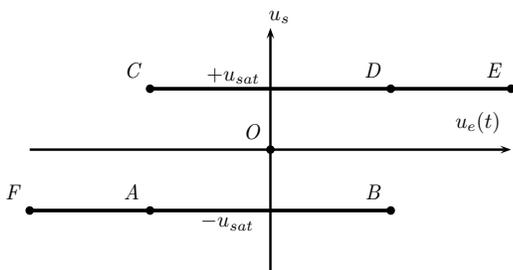
– **Comparateur à hysteresis**

Cas non inverseur :

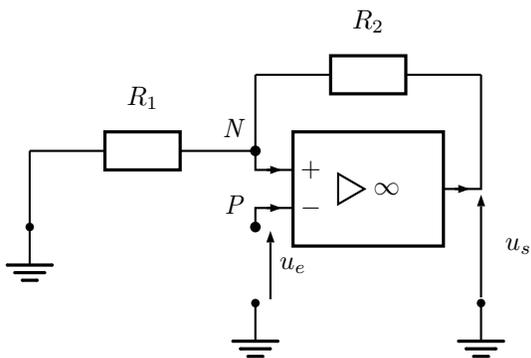


– **Application : fonction mémoire**

Tracé du **cycle d'hysteresis** :



Cas inverseur :



– **Application : fonction mémoire**

Tracé du **cycle d'hysteresis** :

