

# L'amplificateur opérationnel.

## L'ampli opérationnel (AOP) ou amplificateur linéaire intégré (A.L.I.)

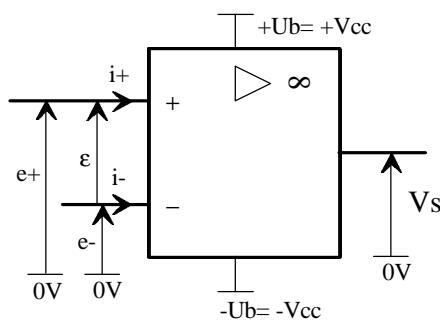
### I) Présentation, symbole et fonction de transfert.

L'amplificateur opérationnel le plus couramment utilisé est un amplificateur de différence à référence commune.

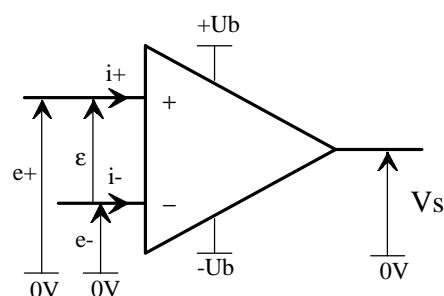
Il possède:

- Deux entrées: Une entrée notée (-) dite entrée inverseuse et une entrée notée (+) dite entrée non inverseuse.
- Une sortie: Vs.

Les symboles sont représentés ci-dessous.



Symbole NF C 03-213



Symbole Américain

Le composant comporte de plus des broches d'alimentation (Ex: +Ub et -Ub) et est souvent alimenté de manière symétrique par rapport au 0V de référence (Ex: +15V, -15V).

Les potentiels des entrées sont repérés par rapport à la référence commune de toutes les tensions (masse ou 0V de référence), et sont nommés  $e_+$  et  $e_-$ . La différence de potentiel entre l'entrée + et l'entrée - est appelée *tension d'entrée différentielle* et est notée  $\varepsilon$  ou  $V_{ed}$  (ou parfois  $e$ ).  $\varepsilon = (e_+ - e_-)$ .

L'étage d'entrée différentiel de l'AOP permet d'assurer des courants d'entrée très faibles ( $i < 300nA$  pour un étage différentiel à transistor bipolaire, et  $i$  de qq pA à  $10nA$  pour les étages différentiels à FET). On supposera donc toujours:  $i_+ = i_- = 0$  (sauf dans des cas très rares où ces courants ne sont pas négligeables).

La sortie délivre la tension Vs par rapport à la référence (0V).

En statique:  $V_s = Ad \cdot (e_+ - e_-) + Amc \cdot (e_+ + e_-)/2$

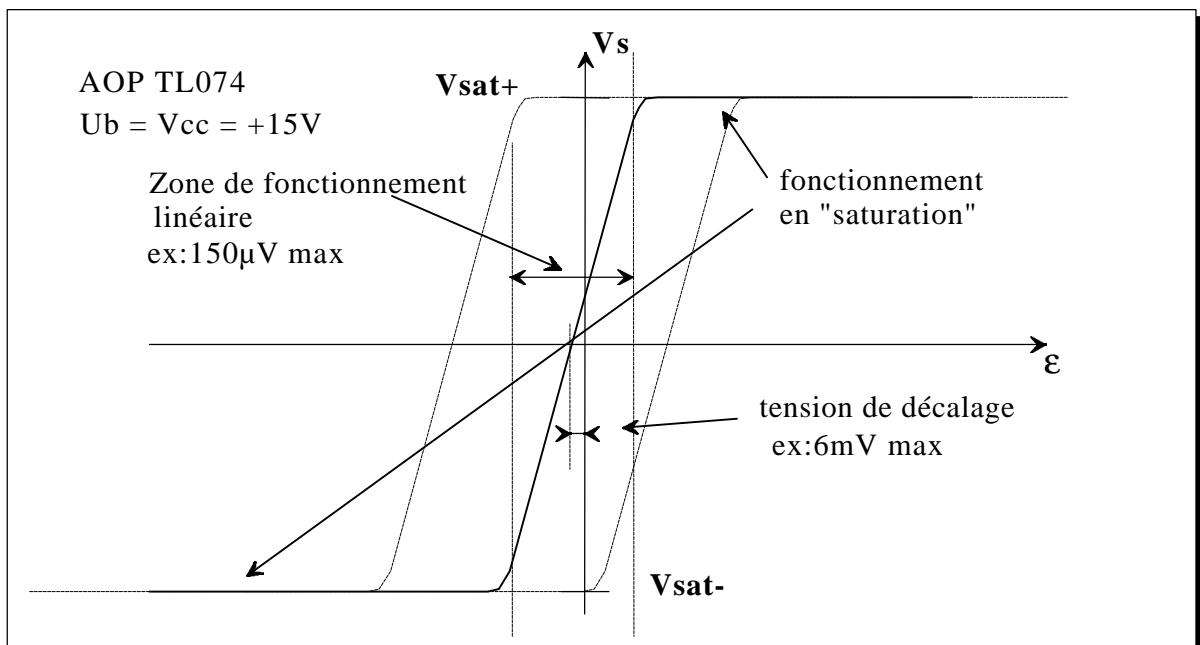
Ad représente l'amplification différentielle et Amc l'amplification de mode commun. Amc est très souvent négligeable par rapport à Ad, et Ad est noté A0.

Ceci permet d'écrire:  $V_s = A0 \cdot (\varepsilon) = A0 \cdot (e_+ - e_-)$ , avec  $A0_{typ} > 100\ 000$ . A0 est appelé coefficient d'amplification (ou amplification statique) propre de l'ALI, ou amplification en boucle ouverte.

*Attention A0 est souvent appelé "Gain", alors que ce terme devrait être réservé à  $G_0 = 20 \cdot \log(A0)$ , exprimé en décibel (dB).*

## Caractéristique de transfert statique:

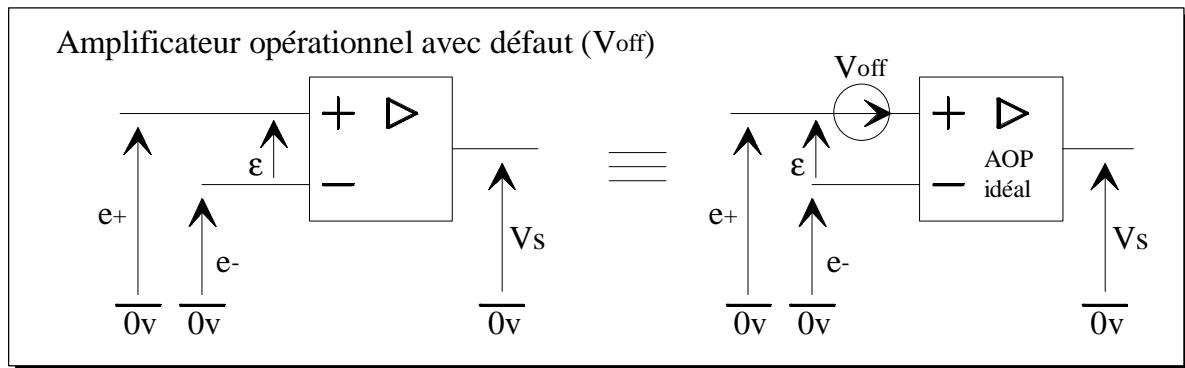
L'amplification statique  $A_0$  étant très élevée, une très faible tension  $\varepsilon$  suffit pour que  $V_s$  soit en saturation. Ex: Avec  $A_0 = 200\,000$ ,  $\varepsilon$  est alors compris entre  $\pm (V_{sat}/A_0)$  soit si  $V_{sat}$  est voisin de 15V,  $\varepsilon = 75\mu V$ .



Pour le fonctionnement dans la zone linéaire (en dehors des plages dites de "saturation" = non saturée), on posera  $\varepsilon = 0$ .

Dans la réalité, il est parfois nécessaire de tenir compte de la tension de décalage ramenée à l'entrée (dite *tension d'offset  $V_{off}$* ), qui crée un décalage de la caractéristique de transfert de l'AOP vers la droite ou vers la gauche autour de l'origine.

L'influence de cette tension sur le montage peut être étudiée plus facilement en plaçant une source de tension  $V_{off}$  sur l'entrée  $e_+$  ou  $e_-$  de l'AOP et en considérant alors ce dernier comme idéal.

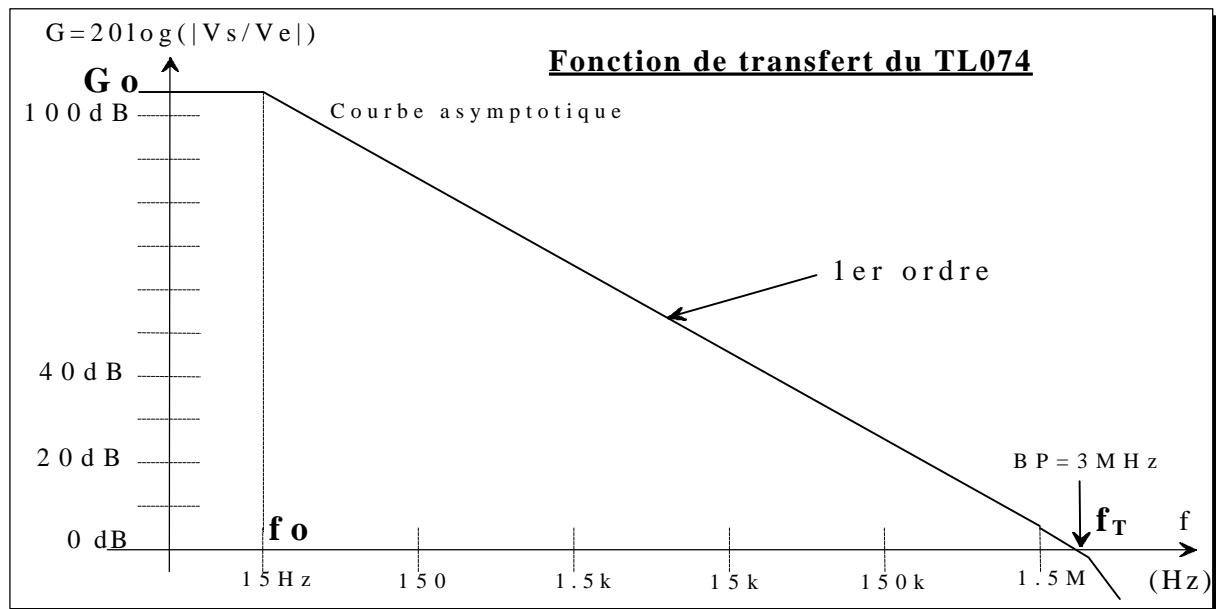


**Attention,** la plupart des documents constructeurs indiquent simplement la valeur absolue de cette tension de décalage.

## Caractéristique de transfert dynamique:

En dynamique, on constate que l'amplification  $A_d$  n'est pas constante.  $A_d$  dépend de la fréquence et s'apparente à une fonction de transfert de type passe bas du 1er ordre.

$$\underline{A_d} = \frac{\underline{A_o}}{(1 + j f/f_o)}$$



Cette caractéristique limite l'emploi de l'AOP vers les fréquences hautes. Ainsi, un amplificateur en boucle fermée d'amplification ABF aura une fréquence de coupure  $f_c$  à -3dB égale à:  $f_c = f_T/ABF$  (le produit "Gain Bande" est constant  $f_T=A_o f_o=ABF f_c$ ).

**Remarque:** On ne tient en principe pas compte de la fonction de transfert de l'AOP, car on utilise souvent ce composant avec des valeurs de gain et de fréquences plus faibles que celles limites définies précédemment.

## II) Généralités sur les systèmes asservis linéaires:

a) système en boucle ouverte (sans retour de la sortie vers l'entrée): Exemple de l'ALI:  $v=A_0 \cdot e$ . La sortie ne dépend que de l'entrée et de l'amplification propre ( $A_0$ ).

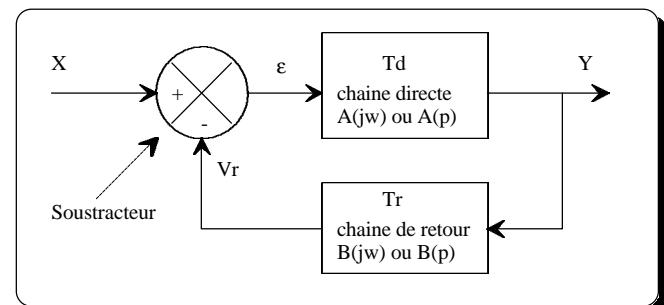
$A_0$  est très grand ( $>100\ 000$ ), mais les constructeurs ne peuvent pas donner de valeur précise (grande imprécision à la fabrication: comme pour le  $\beta$  d'un transistor bipolaire). Connaissant  $e$  (le signal d'entrée, il n'est donc pas possible de connaître  $v$  (grandeur de sortie) avec précision.

De plus si des perturbations se produisent elles interviendront sur  $A_0$  (dérive thermique, parasites etc..), ou directement sur  $v$  (variation du courant de sortie). Ce sera le cas de tous les systèmes linéaires fonctionnant en boucle ouverte. Cet inconvénient majeur est résolu grâce à un bouclage de la sortie vers l'entrée.

b) systèmes asservis (en boucle fermée):

De manière générale, ce type de système est organisé autour d'un système de fonction de transfert pouvant être représenté sous forme de deux blocs.

Le bloc  $T_d$  (chaine directe) ou  $T_d$  est souvent très grand (il s'agit par exemple d'un ALI), le bloc  $T_r$  (chaine de retour), parfois simplement constitué d'une boucle de retour (appelée boucle de contre réaction), et un comparateur (soustracteur analogique).



La mise en équation donne:

$$\varepsilon = X - Tr_* Y \text{ et } Y = Td_* \varepsilon \text{ donc } Y = Td_*(X - Tr_* Y) \text{ d'où:}$$

$$Y = \frac{Td_* X}{(1 + Td_* Tr)}$$

Si  $Td_* Tr \gg 1$  alors  $Y = X / Tr$

si de plus  $Tr < 1$  on obtient  $Y = A_* X$  avec  $A > 1$ . On obtient donc un amplificateur d'amplification  $A = 1/Tr$

Alors  $\varepsilon = X - (Tr_* X / Tr) = 0$  ; En fait  $\varepsilon$  tend vers 0 car  $Y$  ne vaut pas rigoureusement  $X/Tr$  (cela est du à l'approximation:  $Td_* Tr \gg 1$ ).

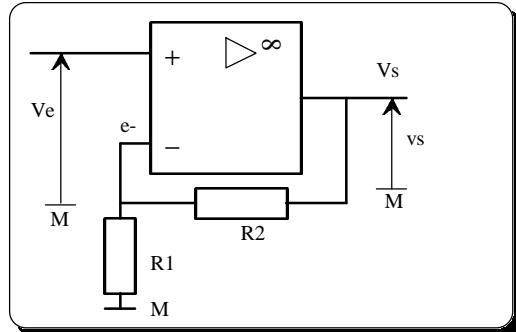
Il est facile de réaliser une fonction de transfert  $< 1$ : Pont diviseur de tension. Par contre il faudra toujours veiller à maintenir vraie la condition  $Td_* Tr \gg 1$ . Ainsi on réalise une fonction de transfert ne dépendant que de 2 résistances ( $Tr$ ); La sortie est alors indépendante de  $Td$  qui est susceptible de varier. On dit que la sortie est asservie à l'entrée.

### III) Application aux amplificateurs opérationnels. Le régime linéaire:

#### Hypothèse importante:

Dans les montages à amplificateur opérationnel, **la présence d'une réaction négative** (de la sortie sur l'entrée -), **provoque un fonctionnement en régime linéaire** (la sortie évolue pour annuler le signal  $\varepsilon$ ). Alors **tant que la sortie n'est pas en saturation on peut poser  $\varepsilon = 0$** .

#### 1) amplificateur non inverseur:

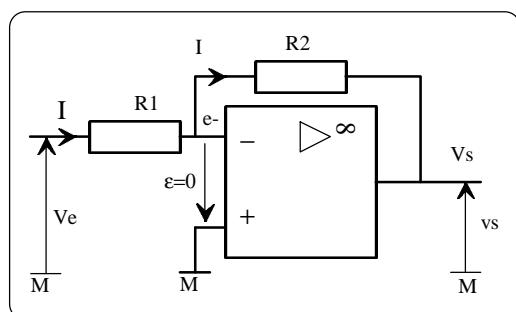


On reconnaît la chaîne directe  $Td = A_0$ , le comparateur d'entrée + et -, la boucle de retour constituée des résistances  $R_1, R_2$ .

Si l'amplificateur est supposé idéal ( $A_0 = \text{infini}$ ),  $\varepsilon = 0$ . (cette remarque sera toujours vraie à partir du moment où il y aura bouclage de la sortie vers  $e_-$ ). Alors  $e_+ = e_-$ , or  $e_+ = ve$  et  $e_- = R_1 \cdot vs / (R_1 + R_2)$

$$\text{donc } vs = (R_1 + R_2) \cdot ve / R_1 = [1 + (R_2 / R_1)] \cdot ve$$

#### 2) amplificateur inverseur:

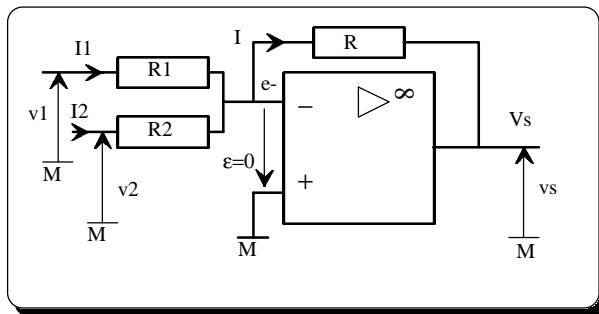


$$ve = R_1 \cdot I \text{ (car } \varepsilon = 0\text{), } vs = -R_2 \cdot I \text{ (car } i_- = 0\text{)}$$

$$\text{donc } vs = - (R_2 / R_1) \cdot ve$$

le signe "-" se traduit par une opposition de phase entre  $vs$  et  $ve$ , si  $ve$  est une tension sinusoïdale.

### 3) amplificateur sommateur inverseur:



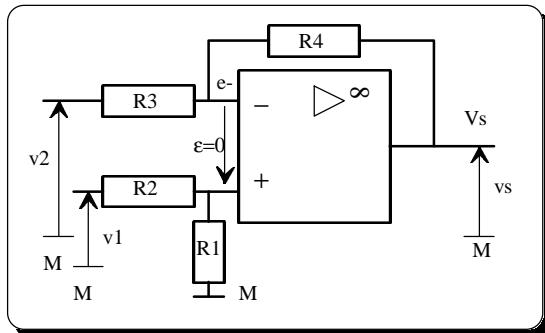
Le montage est similaire au précédent, il se résoud par les courants ou en appliquant le théorème de superposition ou celui de Millmann.

$$vs = - R_* I = - R_* (I_1 + I_2)$$

$$vs = - R_* (v_1/R_1 + v_2/R_2)$$

$$vs = - (v_1 + v_2) , \text{ si } R_1 = R_2 = R$$

### 4) amplificateur de différence:



Il s'agit d'une configuration en amplificateur non inverseur pour e+ et inverseur pour e- d'où:

$$e+ = \frac{v_1 \cdot R_1}{(R_1 + R_2)} \quad \text{et} \quad e- = \frac{vs \cdot R_3 + v_2 \cdot R_4}{(R_3 + R_4)}$$

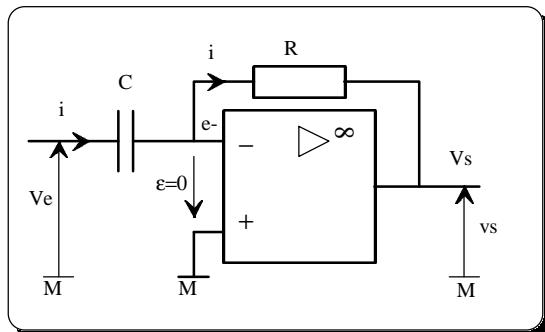
or  $e+ = e-$  d'où

$$vs = [(1 + R_4/R_3) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)] \cdot v_1 - (R_4/R_3) \cdot v_2$$

$$\text{Si } R_3/R_4 = R_2/R_1 \quad vs = R_4/R_3 \cdot (v_1 - v_2)$$

$$\text{Si de plus } R_1 = R_2 \text{ et } R_3 = R_4, \text{ alors } vs = v_1 - v_2$$

### 5) déivateur:



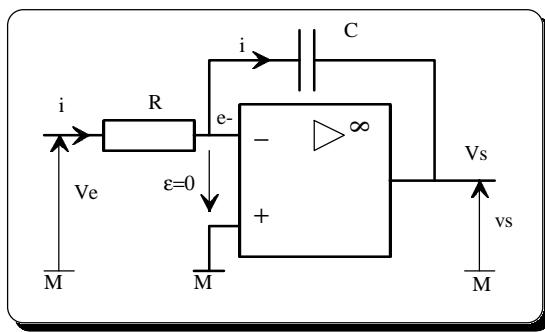
$$i = C_* (dve/dt) \quad \text{et} \quad i = -vs/R$$

$$\text{d'où } vs = - RC_* (dve/dt)$$

la sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée.

Rem: Ce montage ne fonctionne qu'avec une résistance r (r de l'ordre de  $100\Omega$ ) en série avec C. Sans r, il se produit des oscillations (Ecrire la fonction de transfert complète, avec l'AOP).

### 6) intégrateur:



$$i = ve/R \quad \text{et} \quad i = - C_* (dvs/dt) \quad \text{d'où}$$

$$ve = - RC_* (dvs/dt)$$

Donc la sortie vs est proportionnelle à la primitive de l'entrée.

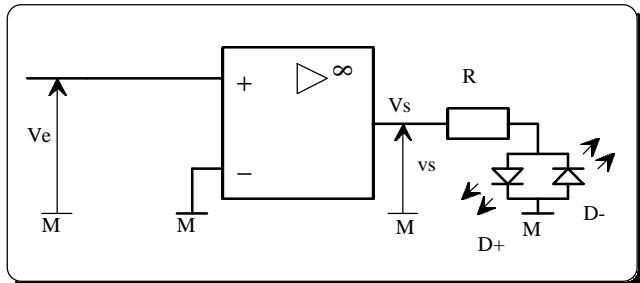
$$vs = - (1/RC) \int ve \cdot dt$$

#### IV) L'ALI en boucle ouverte: comparateur

En boucle ouverte la présence de la moindre tension  $\varepsilon$  porte la sortie en saturation (du fait de la grande valeur de  $A_0$ ): **Rem:** **On ne peut pas poser  $\varepsilon = 0$ . Cette condition n'est possible que lors des transitions de la sortie (passage de  $v_s$  de  $V_{sat+}$  à  $V_{sat-}$  ou l'inverse).**

Si  $\epsilon > 0$ ,  $V_{S+} = V_{sat+} = (+V_{cc} - \text{tension de déchet à l'état haut})$

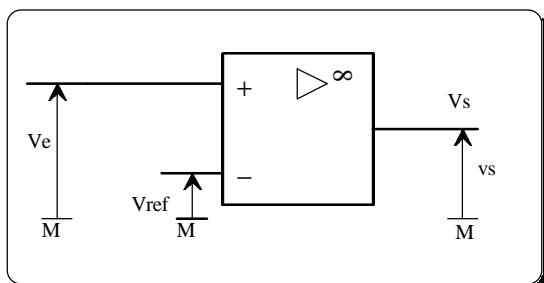
Si  $\varepsilon < 0$ ,  $V_s = V_{sat} = (-V_{cc} + \text{tension de déchet à l'état bas})$



Exemple: détection de signe.  $V_e = \varepsilon$

Si  $V_e > 0$ ,  $V_s = V_{sat+}$ , donc  $D+$  est allumée.

Si  $V_e < 0$ ,  $V_s = V_{sat-}$ , et  $D-$  est allumée.



### Exemple: comparaison de tension

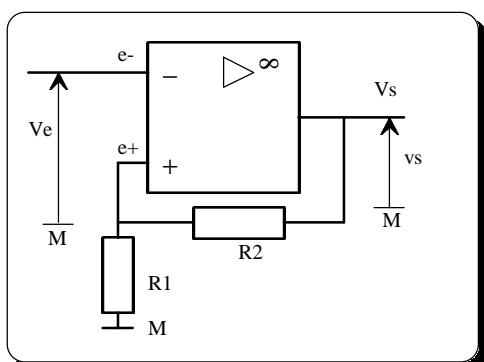
si  $V_e > V_{ref}$ ,  $V_s = V_{sat+}$

si  $V_e < V_{ref}$ ,  $V_s = V_{sat}$

## V) Bouclage de la sortie vers l'entrée + : comparateur à deux seuil (Trigger)

Dans ce cas (comme dans le cas de la boucle ouverte), la tension  $\varepsilon$  n'est pas nulle (sauf au moment de la commutation de  $vs$ ). La sortie est portée en saturation comme dans le cas du comparateur. La sortie est rebouclée vers l'entrée +, et provoque donc deux seuils de comparaison (suivant que  $vs = V_{sat+}$  ou  $vs = V_{sat-}$ ).

### 1) Trigger inverseur:



$$e+ = (R1/(R1+R2))_* V_s \text{ et } e- = V_e$$

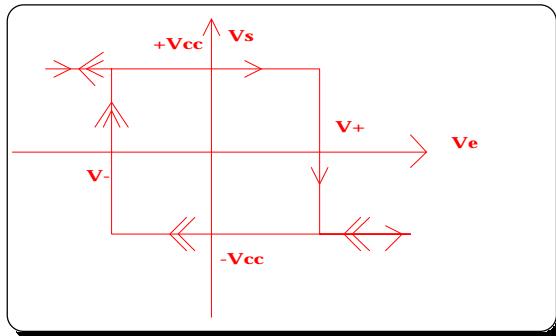
$$\text{d'où } \varepsilon = e_+ - e_- = (R1/(R1+R2))_* V_s - V_e$$

avec  $V_s = V_{sat+}$  ou  $V_{sat-}$  suivant le signe de  $\epsilon$

a)  $\epsilon > 0$ ,  $V_s = V_{sat+}$  donc  $V_e < (R1/(R1+R2)) * V_{sat+}$

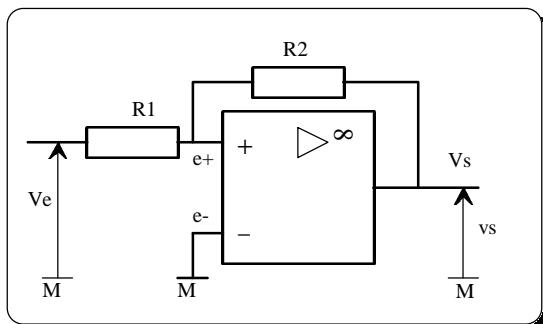
b)  $\epsilon < 0$ ,  $V_s = V_{ext}$  donc  $V_e > - (R1/(R1+R2)) * V_{ext}$

Il s'agit d'un comparateur à 2 seuils symétriques  $V_+$  et  $V_-$ , dont la caractéristique de transfert est donnée page suivante:  $V_+ \equiv (R_1/R_1+R_2)_+ V$  et  $V_- \equiv -(R_1/R_1+R_2)_- V$ .



Si  $V_e < V_-$ ,  $V_s = V_{sat-}$ . Si  $V_e$  évolue de manière croissante on se déplace sur le parcours repéré par les flèches simples jusqu'au seuil  $V_+$  ou  $V_s$  bascule à  $V_{sat+}$ . Le nouveau seuil devient alors  $V_-$ . Si  $V_e$  évolue ensuite de manière décroissante on se déplace sur le parcours repéré par les doubles flèches.

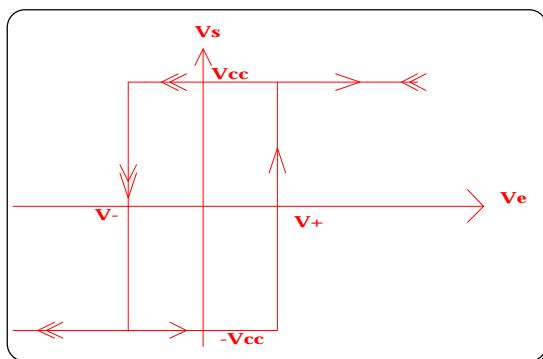
## 2) Trigger non inverseur:



$$\epsilon = \frac{R_1 \cdot V_e + R_2 \cdot V_s}{(R_1 + R_2)}$$

Le basculement aura lieu pour  $\epsilon = 0$ . Donc pour  $V_e = - (R_1/R_2) \cdot V_s$  avec  $V_s = V_{sat+}$  ou  $V_{sat-}$ .  $-V_{cc} < V_e < +V_{cc}$  impose  $R_1 < R_2$  afin que  $V_e$  puisse atteindre les seuils.

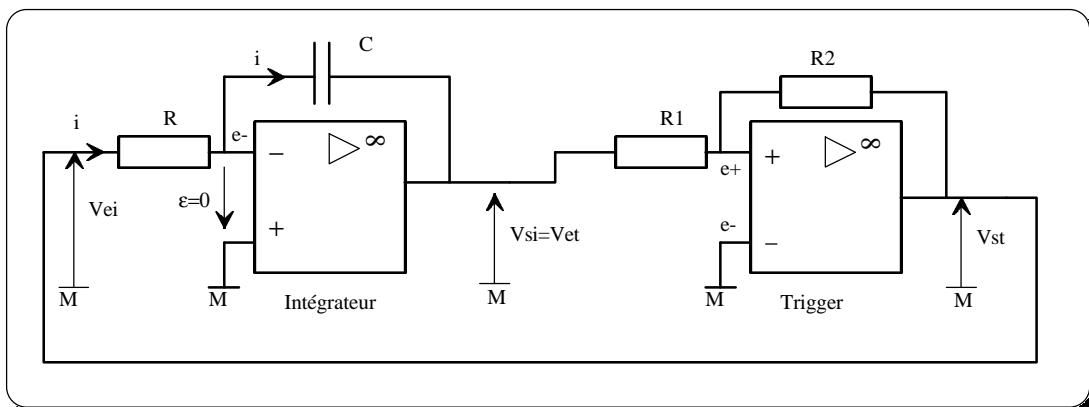
On obtient la caractéristique de transfert suivante:



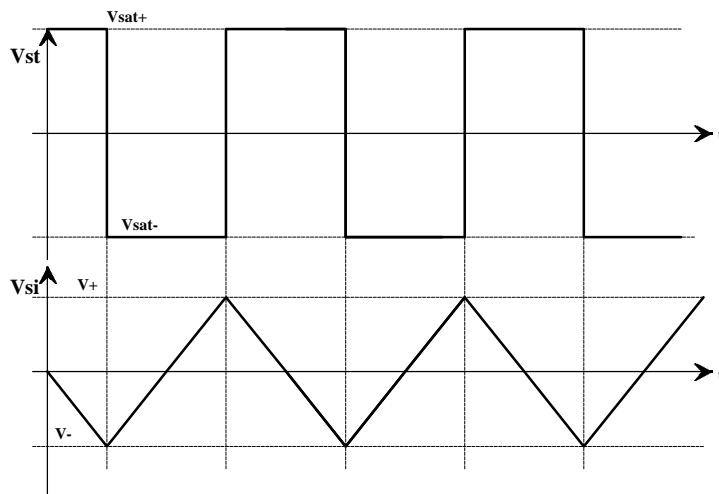
$$V_+ = (R_1/R_2) \cdot V_{sat+}$$

$$\text{et } V_- = -(R_1/R_2) \cdot V_{sat-}$$

## VI) Application de l'ALI à la génération de signaux:



Lorsque  $V_{ei} = +V_{cc}$ ,  $i > 0$  ( $i$  est constant et vaut  $V_{cc}/R$ ) on effectue la charge de  $C$  à courant constant. On obtient en  $V_{si}$  une rampe décroissante (la pente vaut  $-V_{cc}/RC$ , si  $V_{sat-}$  est voisin de  $-V_{cc}$ ). D'après la caractéristique de transfert du trigger on s'aperçoit qu'il y aura basculement pour  $V_{et} = -(R_1/R_2) \cdot V_{cc}$ , alors  $V_{st} = -V_{cc}$ ; avec  $V_{ei} = -V_{cc}$   $V_{si}$  est une rampe de pente positive;  $V_{et}$  est donc croissante et le basculement aura lieu pour  $V_{et} = (R_1/R_2) \cdot V_{cc}$  (idem on suppose  $V_{sat+} = +V_{cc}$ ). On obtient donc les signaux triangulaires ( $V_{si}$ ) et rectangulaires ( $V_{st}$ ):



Rem: Si la tension de déchet est nulle, alors  $V_{sat+} = V_{cc}$ , et  $V_{sat-} = -V_{cc}$

Pour les amplis nommés:  
Rail to Rail en sortie, la tension de déchet est nulle.

Calcul de la période des signaux:  $V_{si}$  est un signal triangulaire symétrique car ses bornes sont opposées et les 2 pentes de même valeur absolue.  $V_{st}$  est donc un signal rectangulaire. La demi période est le temps que met  $V_{si}$  pour passer de  $-(R_1/R_2)*V_{cc}$  à  $(R_1/R_2)*V_{cc}$  avec une pente  $V_{cc}/R_C$ ; donc  $T/2=2(R_1/R_2)*V_{cc}*R_C/V_{cc}$  d'où  $T=4(R_1/R_2)*R_C$

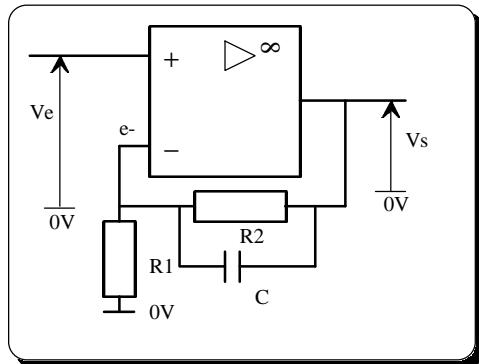
### Exercices:



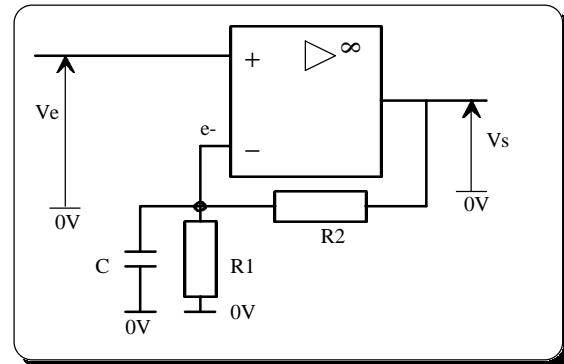
Pour les montages suivants, déterminer la fonction de transfert  $T = V_s/V_e$  en considérant l'amplificateur opérationnel idéal, et la mettre sous la forme canonique.

Déduire le type de filtre réalisé (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande) ainsi que l'ordre. Donner l'expression de la (ou des fréquences de coupures) et représenter les diagrammes asymptotiques de Bode.

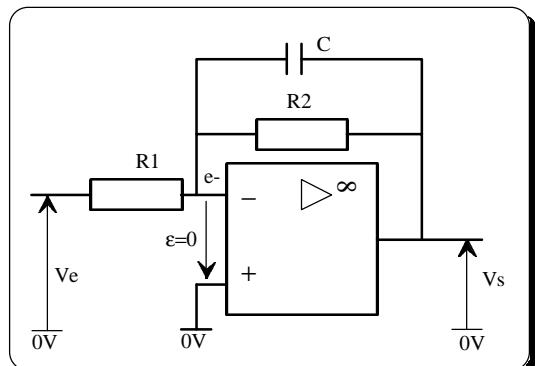
#### Montage N°1:



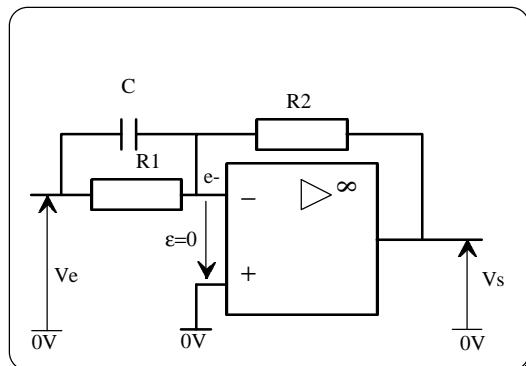
#### Montage N°2:



#### Montage N°3:

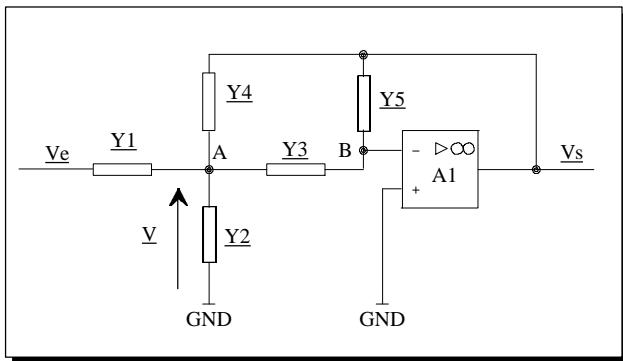


#### Montage N°4:



## VII) Filtres du deuxième ordre: Structures de Rauch et de Sallen & Key

### a) Structure de Rauch:



Cette famille de filtre est décrite par le schéma ci-contre, sur lequel  $Y_1$  à  $Y_5$  sont des admittances réalisées par soit des résistances ( $Y = 1/R$ ), soit des condensateurs ( $Y = jCw$ ).

Méthode de résolution: Lois des noeuds en A et B, ou Millman.

**Ex:** Résolution par la loi des noeuds en A et B.

$$\text{En A: } Y_1 (V_e - V) = Y_2 V + Y_3 V + Y_4 (V - V_s)$$

$$\text{et en B: } Y_3 V = -Y_5 V_s$$

En éliminant  $V$  on obtient:

$$T = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

Il est donc possible d'obtenir des filtres de type passe bas (Si  $Y_1$ ,  $Y_3$ ,  $Y_4$  sont résistifs et  $Y_2$ ,  $Y_5$  capacitifs), passe haut (Si  $Y_1$ ,  $Y_3$ ,  $Y_4$  capacitifs et  $Y_2$ ,  $Y_5$  résistifs), ou même de type passe bande (Si  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_5$  sont résistifs et  $Y_3$ ,  $Y_4$  capacitifs).

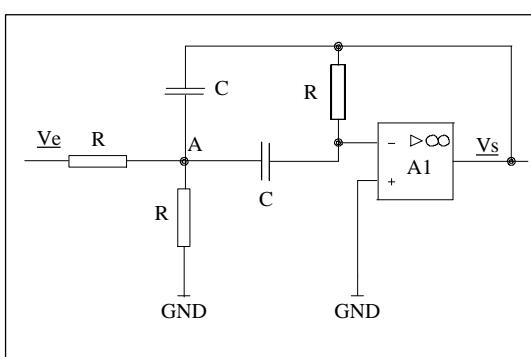
### Exercices:



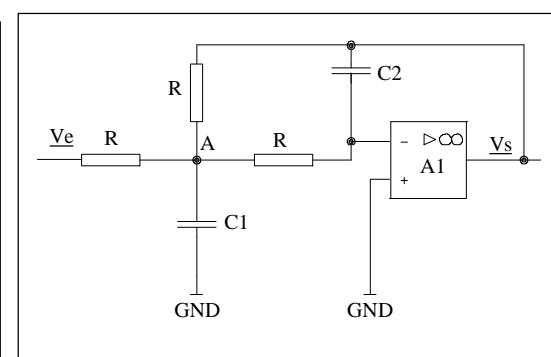
Pour les montages suivants, déterminer la fonction de transfert  $T = V_s/V_e$  en considérant l'amplificateur opérationnel idéal. Mettre la fonction de transfert sous la forme canonique.

Déduire le type de filtre réalisé (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande) ainsi que l'ordre. Donner l'expression de la (ou des fréquences de coupures) et représenter les diagrammes asymptotiques de Bode.

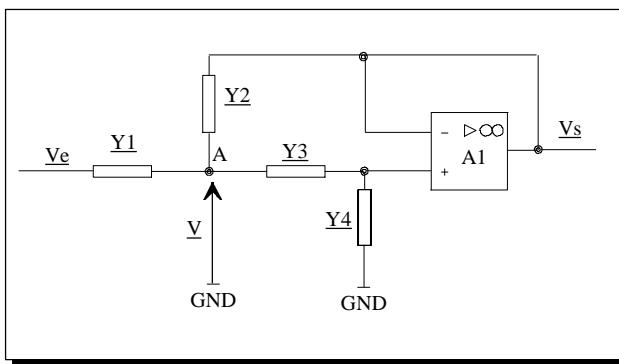
#### Montage N°1



#### Montage N°2



## b) Structure de Sallen et Key:



Cette famille de filtre est décrite par le schéma ci-contre, sur lequel  $Y_1$  à  $Y_4$  sont des admittances réalisées soit par des résistances ( $Y = 1/R$ ), soit par des condensateurs ( $Y = jCw$ ) comme pour la structure de Rauch.

Méthode de résolution: Lois des noeuds

**Ex:** Résolution par la loi des noeuds en A.

$$\text{En A: } Y_1 (V_e - V) = Y_2 (V - V_s) + Y_3 (V - V_s)$$

$$\text{et } Y_3 (V - V_s) = Y_4 V_s$$

En éliminant  $V$  on obtient:

$$T = \frac{V_s}{V_e} = \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2)(Y_3 + Y_4) + Y_3(Y_4 - Y_2)}$$

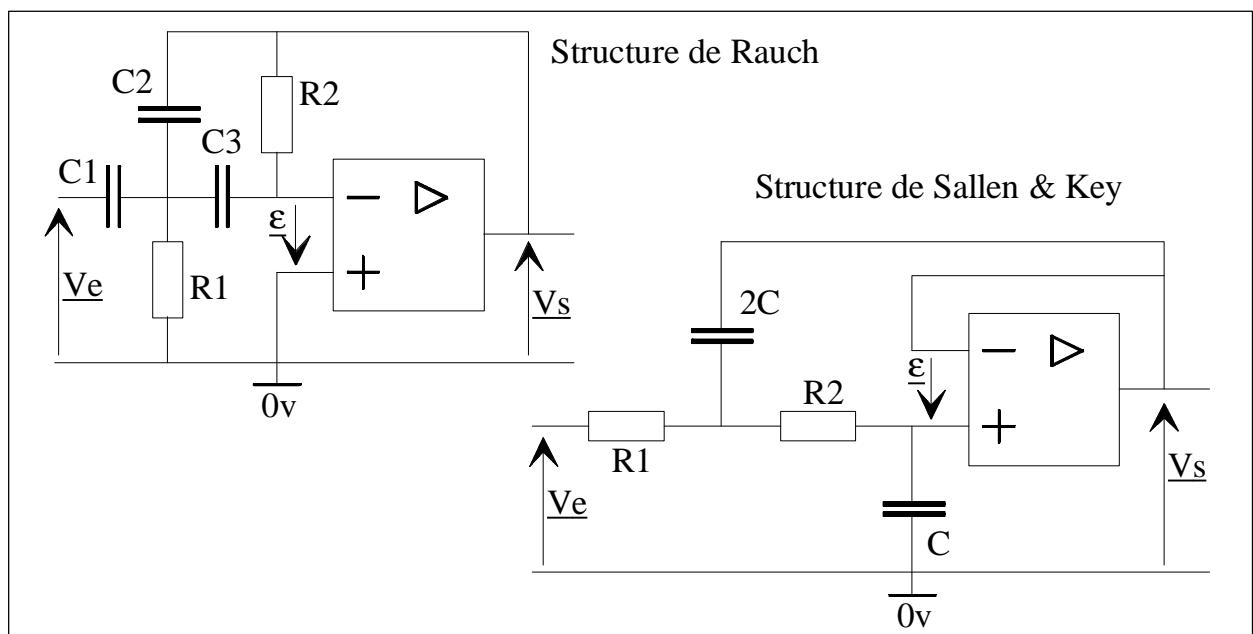
Comme pour la structure de Rauch, il est possible d'obtenir des filtres de type passe bas (Si  $Y_1$ ,  $Y_3$  sont résistifs et  $Y_2$ ,  $Y_4$  capacitifs), passe haut (Si  $Y_1$ ,  $Y_3$  capacitifs et  $Y_2$ ,  $Y_4$  résistifs), ou même de type passe bande (Si  $Y_1$ ,  $Y_2$  sont résistifs et  $Y_3$  capacitif et  $Y_4 = 1/R + jCw$ ).

## Exercices:



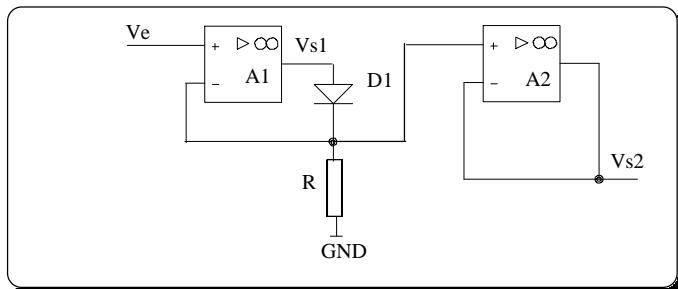
Pour les montages suivants, déterminer la fonction de transfert  $T = V_s/V_e$  en considérant l'amplificateur opérationnel idéal. Mettre la fonction de transfert sous la forme canonique.

Déduire le type de filtre réalisé (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande) ainsi que l'ordre. Donner l'expression de la fréquence de coupure  $f_0$  et du coefficient d'amortissement  $m$ . Déterminer les équations des asymptotes. Représenter les diagrammes asymptotiques de Bode.

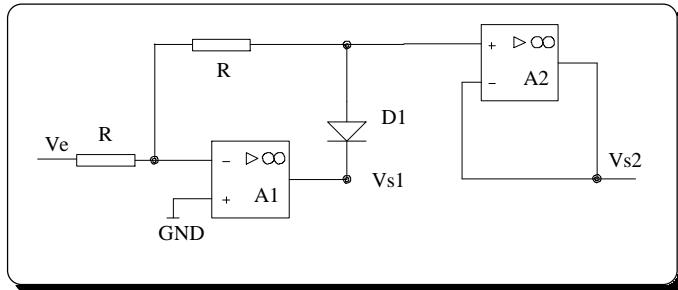


### VIII) Montages non linéaires à diodes (Redresseurs écrêteurs limiteurs).

#### 1) Redresseur simple ou double alternance.

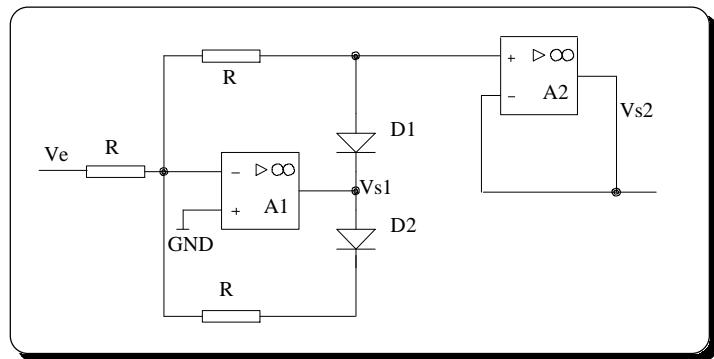


On suppose  $Ve$  sinusoïdal.  
Représentez les signaux  $V_R$ ,  $Vs1$  et  $Vs2$  si les amplis sont idéaux.  
En déduire un défaut de ce montage si le slew rate de A1 n'est pas négligeable.

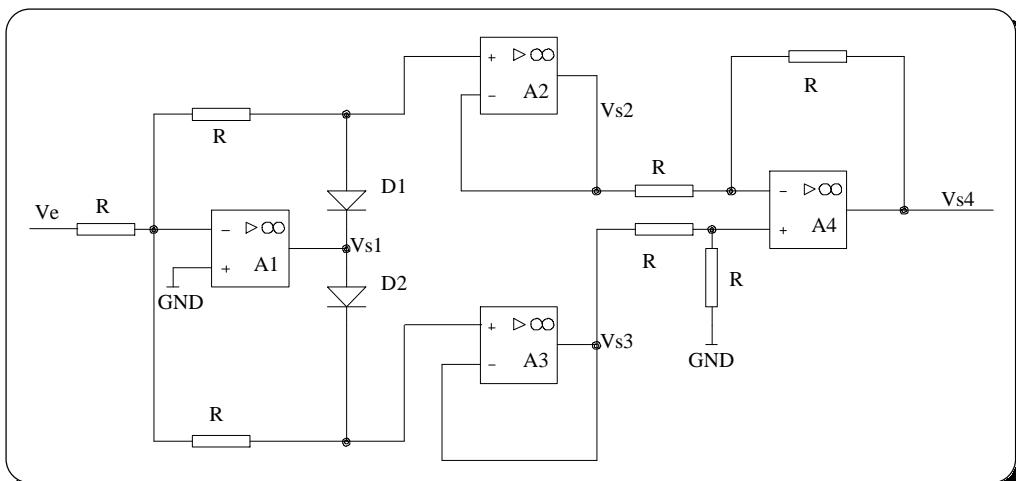


En supposant  $Ve$  sinusoïdal, représentez  $e+$  de A2,  $Vs1$  et  $Vs2$  si les amplis sont supposés idéaux.  
De même, déduire un défaut de ce montage si le slew rate de A1 n'est pas négligeable.

Faire de même avec le montage ci dessous en représentant  $Vs1$  et  $Vs2$ , avec  $Ve$  sinusoïdal. En déduire le type de redresseur. Montrez que le problème de slew rate est ici beaucoup moins important.



Faire de même avec le montage ci dessous en représentant  $Vs1$ ,  $Vs2$ ,  $Vs3$  et  $Vs4$ . En déduire le type de redresseur. Montrez également que le problème de slew rate est ici beaucoup moins important.



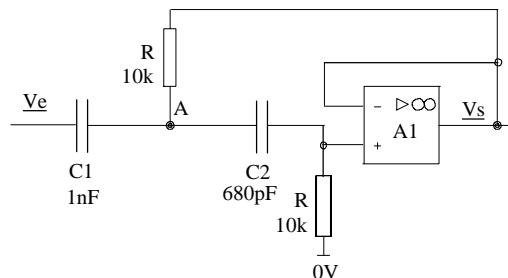
## Exercice A:



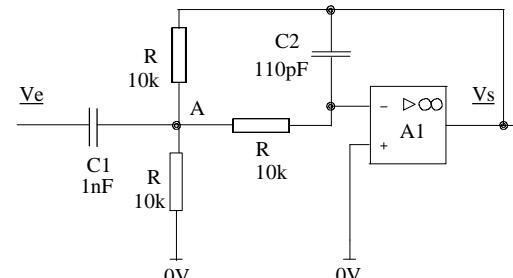
Pour les montages N°1 et 2 suivants:

- Citez le nom de la structure et déterminez la fonction de transfert:  $T = \underline{V_s}/\underline{V_e}$  en considérant l'amplificateur opérationnel idéal.
- Déduisez-en le type de filtre réalisé (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande) ainsi que l'ordre.
- Donnez alors l'expression de la (ou des) fréquence (s) de coupure (s) et du coefficient d'amortissement (s'il existe).
- Faites l'application numérique, et représentez le diagramme asymptotique de bode (gain uniquement).
- Montrez graphiquement, les modifications de la courbe de gain, si l'ALI utilisée à un produit gain bande  $GW_R$  de 1MHz.

### Montage N°1



### Montage N°2



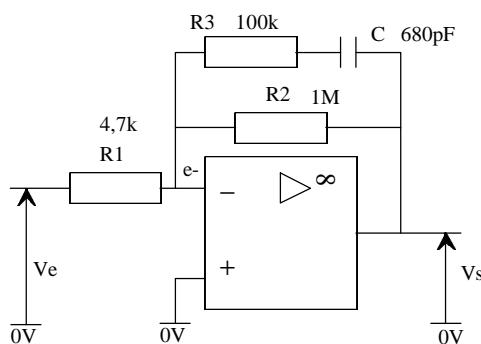
## Exercice B:



Pour le montage N°3 suivant:

- Déterminez la fonction de transfert:  $T = \underline{V_s}/\underline{V_e}$  en considérant l'amplificateur opérationnel idéal.
- Déduisez-en le type de filtre réalisé (passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande) ainsi que l'ordre.
- Donnez alors l'expression de la (ou des) fréquence (s) de coupure (s) et du coefficient d'amortissement (s'il existe).
- Faites l'application numérique, et représentez le diagramme asymptotique de bode (gain uniquement).
- Calculez l'impédance d'entrée  $\underline{Z}_e = \underline{V_e}/\underline{I_e}$ .

### Montage N°3

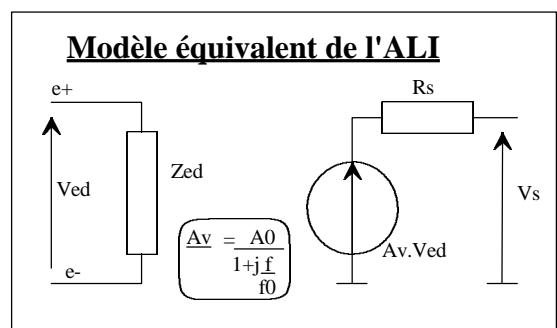


### Exercice C:



Pour le montage N°4 suivant:

- Déterminez la fonction de transfert:  $T = \underline{V_s}/\underline{V_e}$  en considérant l'amplificateur opérationnel idéal.
- Exprimez  $V_s$  en fonction de  $V_e$ , si l'on tient compte de la tension d'offset  $V_{off} = VIO$  de l'ALI ( $VIO_{max} = 20mV$ ,  $VIO$ =Input Offset Voltage voir TL081C), et calculer  $V_{s_{max}}$  lorsque  $V_e = 0V$ .
- Proposez alors une solution pour diminuer l'influence de la tension d'offset.
- Calculez l'impédance d'entrée  $\underline{Z_e} = \underline{V_e} / \underline{I_e}$  en supposant l'ALI idéal.
- Calculer les paramètres  $A_0$  et  $f_0$  du modèle équivalent de l'ALI, en fonction des données constructeurs fournies. Voir ci dessous (On prendra  $Z_{ed}=10^{12} W$ ,  $A_{VD}=200V/mV$ ,  $GW_R=3MHz$  et  $Rs=0$ ).
- Calculer la fonction de transfert réelle de ce montage en tenant compte du modèle équivalent ci dessous de l'ALI. Simplifier les expressions en tenant compte des ordres de grandeurs. Montrez que l'on obtient un passe bas du 1er ordre avec  $f_c = f_0 \cdot A_0 / A$  (ou  $A$ = amplification =  $R_2/R_1$ )
- Calculer de même l'impédance d'entrée de ce montage en tenant compte du modèle équivalent de l'ALI. Montrez que  $\underline{Z_e} = R_1 + Z'$  (ou  $Z'$  vaut  $R_2/A_0$  si  $f < f_0$ , et  $Z'$  tend vers  $R_2$  si  $f > GW_R$  de l'ALI).



### Montage N°4

