

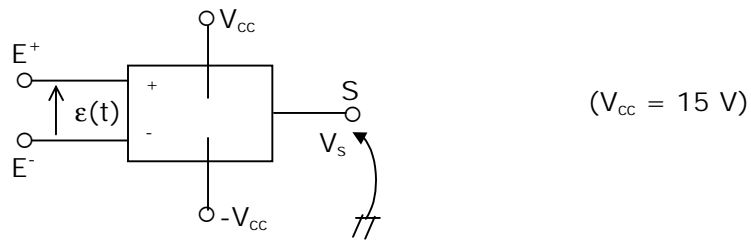
AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL (AO) EN REGIME LINEAIRE

Plan (Cliquez sur le titre pour accéder au paragraphe)

I.	Définitions : un AO est un tripôle, considéré comme une « boîte noire », comportant deux entrées E^+ et E^- , et une sortie S.	1
II.	Les quatre montages de base.	3
III.	Quelques exemples d'utilisation d'un AO en régime linéaire.	8

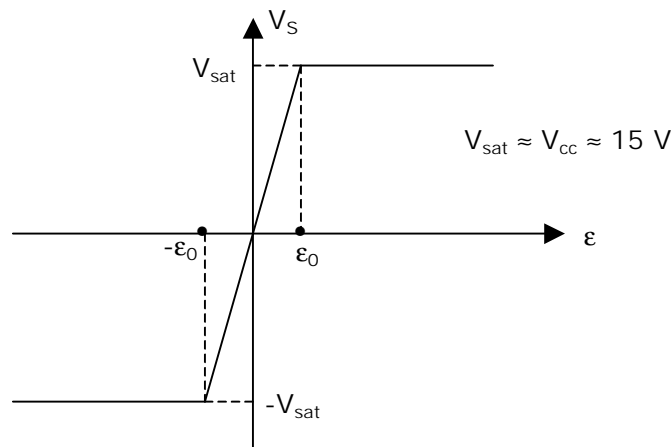
I. Définitions : un AO est un tripôle, considéré comme une « boîte noire », comportant deux entrées E^+ et E^- , et une sortie S.

C'est un composant actif, nécessitant d'être alimenté par une alimentation continue, usuellement $\pm 15\text{ V}$:



On pose usuellement : $\epsilon(t) = e^+(t) - e^-(t)$, appelée tension différentielle d'entrée.

I.1. Caractéristique différentielle d'entrée.



Cette caractéristique est valable en régime continu ou lentement variable.

Elle fait apparaître 2 modes de fonctionnement :

* Pour $|\epsilon| < \epsilon_0$:

$$v_s(t) = \mu_0 \epsilon(t)$$

On dit que l'AO fonctionne alors en régime linéaire.

$\mu_0 \approx 10^5$ à 10^6 est le gain différentiel statique.

* $\left\{ \begin{array}{l} \text{Pour } \epsilon > \epsilon_0 : v_s(t) = V_{sat} , \forall \epsilon \\ \text{Pour } \epsilon < -\epsilon_0 : v_s(t) = -V_{sat} , \forall \epsilon \end{array} \right.$

On dit que l'AO fonctionne alors en régime de saturation (haute ou basse).

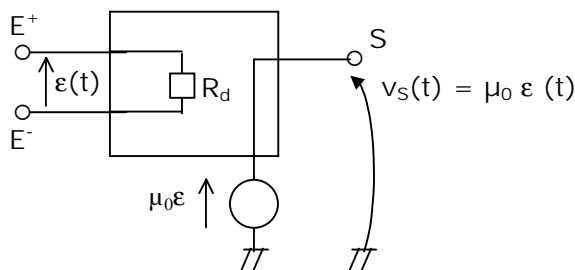
Nous n'étudierons dans ce chapitre que l'AO en régime linéaire.

Rem. : $e_0 = \frac{V_{sat}}{\mu_0} \approx 15 \text{ mV}$ est très faible. La moindre perturbation à l'entrée (bruit de fond ou rayonnement) fera saturer l'AO.

On en déduit qu'un AO « non bouclé » ne peut fonctionner en régime linéaire.

1.2. Schéma équivalent d'un AO en régime linéaire.

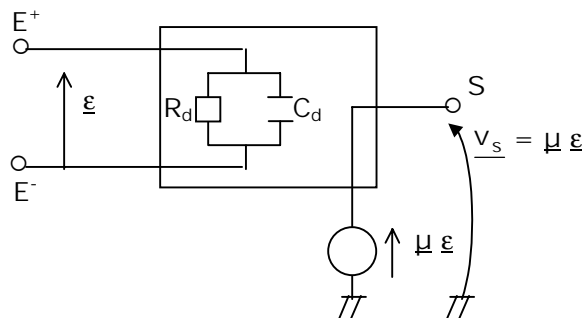
* Régime continu ou « basses fréquences » :



$R_d \approx 1$ à $10 \text{ M}\Omega$.

On considérera presque toujours $R_d \rightarrow \infty$.

* Régime sinusoïdal « moyennes fréquences »



On considère là aussi presque toujours $Z_d \rightarrow \infty$.

De plus $\underline{\mu}(j\omega) \approx \frac{\mu_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$ est le gain différentiel complexe (filtre passe-bas du 1^{er} ordre).

Usuellement : $\omega_0 \approx 10^{+2} \text{s}^{-1}$

Si $\omega \ll \omega_0$: $\underline{\mu} \approx \mu_0$ et on retrouve $V_s(t) = \mu_0 \varepsilon(t)$.

Rem. : $\underline{v}_s = \frac{\mu_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \underline{\varepsilon}$

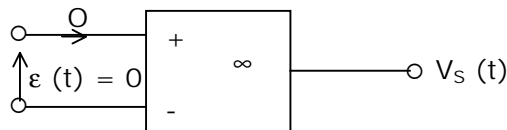
\Leftrightarrow $\tau \dot{V}_s + v_s = \mu_0 \varepsilon(t)$ $\left(\tau = \frac{1}{\omega_0} \right)$

appelée équation différentielle caractéristique de l'AO.

I.3. Cas de l'AO idéal.

$Z_d \rightarrow \infty$

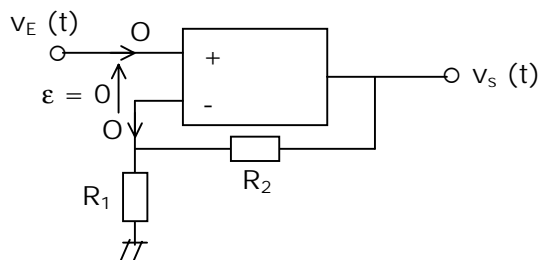
$|\underline{\mu}| \sim \mu_0 \rightarrow \infty$: $\underline{\varepsilon} = 0$ ($\varepsilon^+ = \varepsilon^-$)



Rem. : il peut sembler a priori que l'on ne puisse considérer un AO idéal que si $\omega \ll \omega_0$, ce qui semble limiter l'intérêt de cette modélisation. En fait, le bouclage va « élargir la bande passante » (cf 6.2.i), et on peut usuellement considérer un AO comme idéal dans l'ensemble du spectre utilisé en TP (100 Hz \rightarrow 100 kHz).

II. Les quatre montages de base.

II.1. Montage non-inverseur.



$$* \text{AO idéal} : v_E(t) = e^+(t) = e^-(t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s(t)$$

$$\Rightarrow \boxed{v_s(t) = \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{> 0} v_E(t)}$$

(v_s et v_E sont en phase : montage « non inverseur »).

$$\text{Validité : } |v_s| < V_{\text{sat}} \Rightarrow |v_E| < \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}$$

$$* \text{AO non idéal} \quad \begin{cases} Z_d \rightarrow \infty \\ \underline{\mu}(j\omega) = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{V_s}{\underline{\varepsilon}} \end{cases}$$

Ce modèle va nous permettre de montrer que l'AO, bouclé sur l'entrée E^- , fonctionne bien en régime linéaire, et que l'on peut alors le considérer comme idéal dans tout le domaine usuel de fréquences utilisées en TP. En effet :

$$\begin{cases} \underline{v}_s = \underline{\mu} \underline{\varepsilon} \\ \underline{\varepsilon} = \underline{v}_E - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \underline{v}_s \end{cases}$$

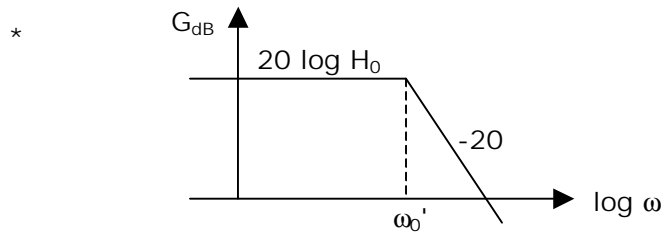
$$\Rightarrow \underline{v}_s \left(\frac{1}{\underline{\mu}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = \underline{v}_E$$

$$\Rightarrow \underline{H} = \frac{\underline{v}_s}{\underline{v}_E} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{\mu}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} + \mu_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

Soit $\boxed{\underline{H} = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}}$, avec $\begin{cases} H_0 = \frac{\mu_0}{1 + \mu_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \\ \omega_0' = \omega_0 \left(1 + \mu_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \end{cases}$

On en déduit :

*- ω_0' est le pôle négatif de $H(p)$: le régime libre est bien amorti, ce qui assure la stabilité d'un fonctionnement en régime linéaire (toute petite perturbation sur l'entrée est spontanément amortie).



Pour $\mu_0 \gg 1$, sauf si $\frac{R_1}{R_1 + R_2} \ll 1$:

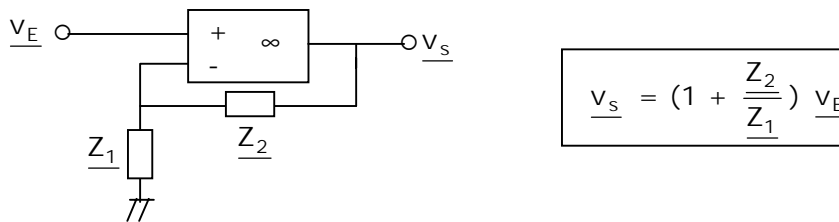
$$\begin{cases} H_0 \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \\ \omega_0' \approx \mu_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \omega_0 \gg \omega_0' \end{cases}$$

A.N. :

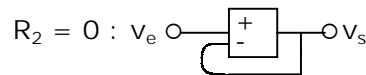
$$\begin{cases} R_2 = 9 R_1 : & H_0 \approx 10 \\ \omega_0 \approx 10^2 \text{s}^{-1} & \omega_0' \approx 10^7 \text{s}^{-1} \gg \omega_0 \\ \mu_0 \approx 10^6 \end{cases}$$

Conclusion : pour $\omega \ll \omega_0'$ ($\omega \leq 10^6 \text{s}^{-1}$), on aura bien : $v_s(t) \approx (1 + \frac{R_2}{R_1}) v_E(t)$, ce qui revient à supposer l'AO idéal.

Rem. : *on peut généraliser le montage non inverseur :

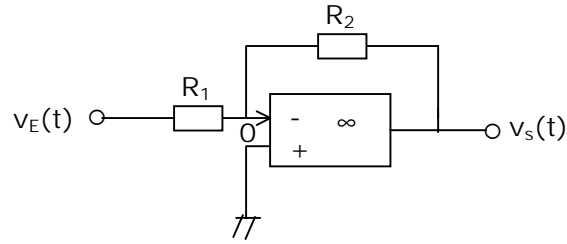


*Cas particulier : $R_1 \rightarrow \infty$: montage « suiveur » : $v_s = v_e, \forall t$



Ce montage présente une impédance d'entrée infinie. Il permet par exemple « d'isoler » l'un par rapport à l'autre deux quadripôles placés en cascade.

II.2. **Montage inverseur** : on se limite à l'AO idéal, ce que l'on justifierait comme en i).

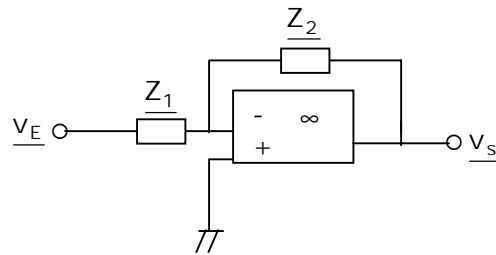


$$e^- = e^+ = 0 = \frac{1/R_1 v_E + 1/R_2 v_s}{1/R_1 + 1/R_2} \quad (\text{Millmann})$$

$$\Rightarrow \boxed{v_s(t) = - \frac{R_2}{R_1} v_E(t)}$$

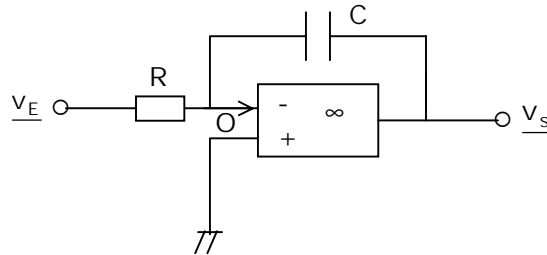
< 0

Généralisation :



$$\boxed{\underline{v_s} = - \frac{Z_2}{Z_1} \underline{v_E}}$$

II.3. **Montage intégrateur (AO idéal).**



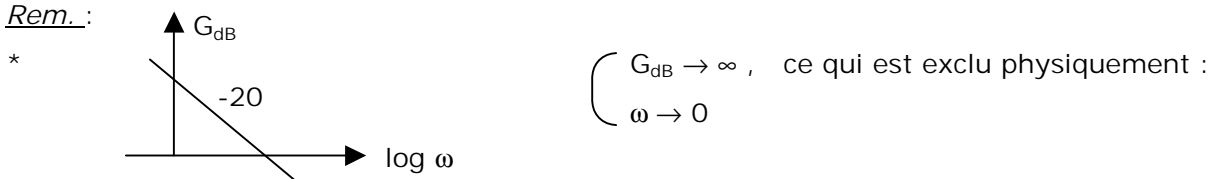
On généralise le montage inverseur :

$$\underline{v_s} = - \frac{1/jC\omega}{R} \underline{v_E}$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{\underline{v_s}}{\underline{v_E}} = - \frac{1}{jRC\omega} \\ v_s(t) = - \frac{1}{RC} \int v_E(t) dt \end{array} \right.$$

(intégrateur « inverseur »)

Rem. :



la prise en compte de $\underline{\mu}$ (AO non idéal) montre que G est borné pour $\omega \rightarrow 0$.

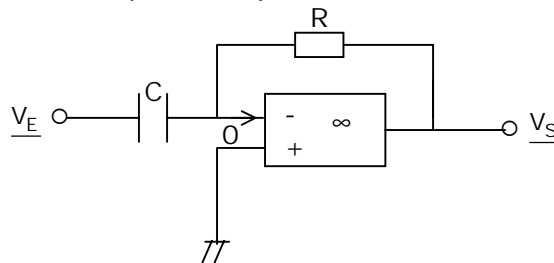
*En pratique, il arrive que le montage intégrateur « sature » à cause d'un défaut non encore mentionné de l'AO : les courants de polarisation, courants continus qui vont provoquer une charge à I = cste de C, donc une dérive pour v_s .

On peut remédier à cet inconvénient en plaçant une résistance R' en parallèle sur C, pour « évacuer » les courants de polarisation. Alors :

$$\underline{H} = - \frac{R'}{R} \frac{1}{1 + j R' C \omega} = \frac{-R' / R}{1 + j R' C \omega}$$

Le montage est alors un filtre passe-bas, intégrateur pour $\omega \gg \frac{1}{R' C}$.

II.4. Montage dérivateur (AO idéal).



De même :

$$\underline{V_S} = \frac{-R}{1/jc\omega} \underline{V_E}$$

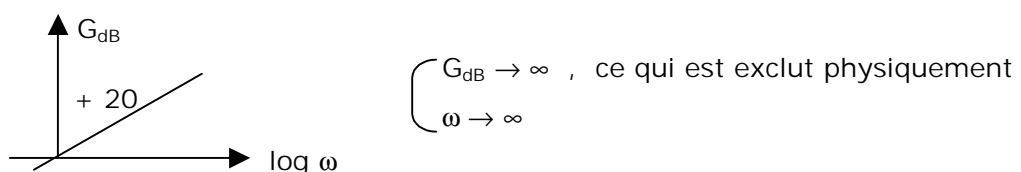
⇒

$$\frac{\underline{V_S}}{\underline{V_E}} = -j R C \omega$$

$$V_s(t) = -RC \overset{\circ}{V_E}(t)$$

(dérivateur « inverseur »)

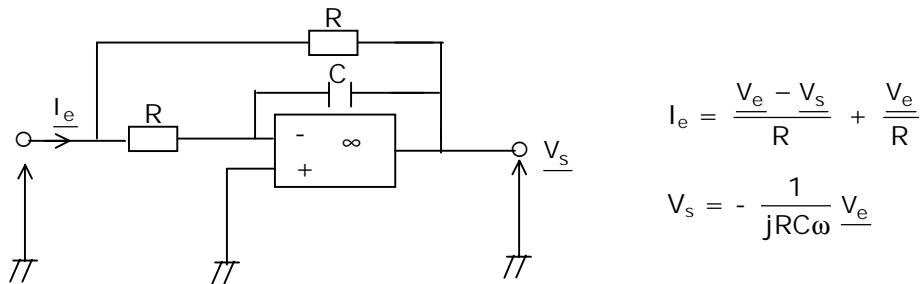
Rem. :



(ici $m > n \dots$). Là aussi, la prise en compte du μ permet de montrer que G est bien borné si $\omega \rightarrow \infty$.

III. Quelques exemples d'utilisation d'un AO en régime linéaire.

III.1. Simulation d'une impédance inductive.



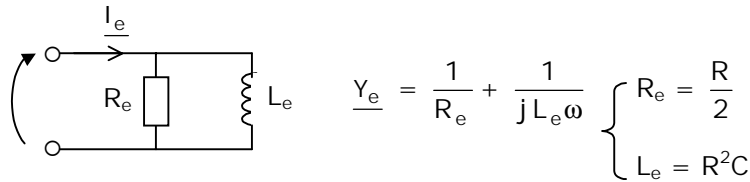
$$I_e = \frac{V_e - V_s}{R} + \frac{V_e}{R}$$

$$V_s = - \frac{1}{jRC\omega} V_e$$

Ainsi :

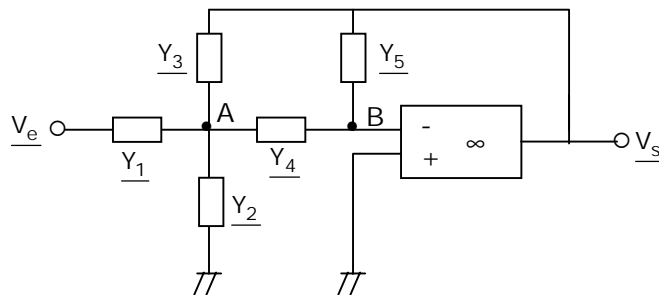
$$I_e = V_e \left(\frac{2}{R} + \frac{1}{jR^2C\omega} \right) = Y_e V_e$$

Schéma équivalent « vu de l'entrée » :



III.2. Filtres « actifs ».

* Structure de Rauch

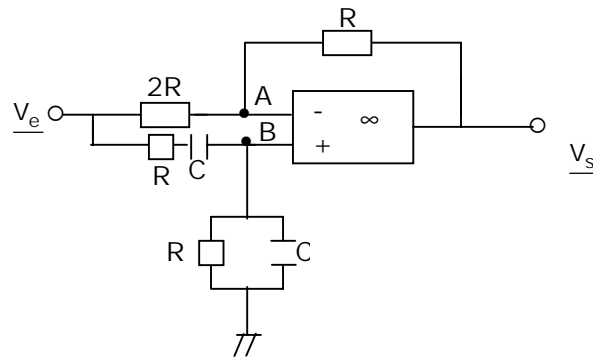


L'application du théorème de Millmann aux points A et B donne :

$$H = \frac{-Y_1 Y_4}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

En choisissant $Y_i = \frac{1}{R}$ ou $j\omega C$, on peut obtenir grâce à cette structure un filtre du 2^e ordre, passe-bas, passe-bande ou passe-haut.

*Filtre réjecteur de bande du 2^e ordre



On montre (Millmann en A et B) que :

$$H = \frac{1}{2} \frac{x^2 - 1}{1 - x^2 + 3 jx} \quad (x = RC\omega)$$

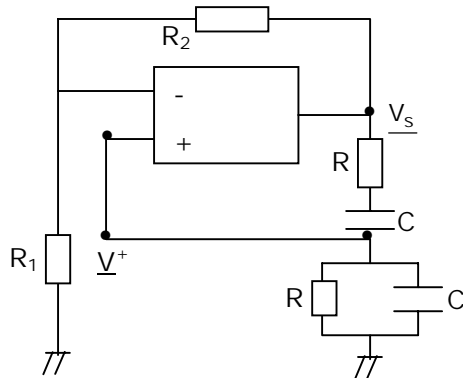
III.3. Oscillateur quasi-sinusoidal.

Il s'agit d'un système électronique délivrant une sortie (quasi) sinusoidale, en l'absence d'entrée, la puissance étant fournie par l'alimentation des composants actifs.

La mise en régime obéit à l'équation de Van der Pol, le système démarrant sur une petite perturbation à l'entrée (bruit de fond par exemple).

Il oscillera si une condition d'oscillation est réalisée, et à une pulsation bien déterminée.

Ex. : oscillateur à Pont de Wien



On suppose a priori un régime sinusoïdal établi.

Alors :

$$\underline{V}^+ = \frac{j R \omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3 j R C \omega} \underline{V}_s$$

$$\underline{V}^+ = \underline{V}^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \underline{V}_s$$

$$\Rightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{j R C \omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3 j R C \omega}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \omega = \omega_0 = \frac{1}{RC} & \text{« pulsation d'oscillation »} \\ R_2 = 2 R_1 & \text{« condition d'oscillation »} \end{cases}$$

Rem. : un tel système est à la limite de stabilité, et la condition $R_2 = 2 R_1$ doit être réalisée avec une grande précision.

(Si $R_2 > 2 R_1$: l'AO saturera ; si $R_2 < 2 R_1$: $V_s = 0$).