

ESIEE

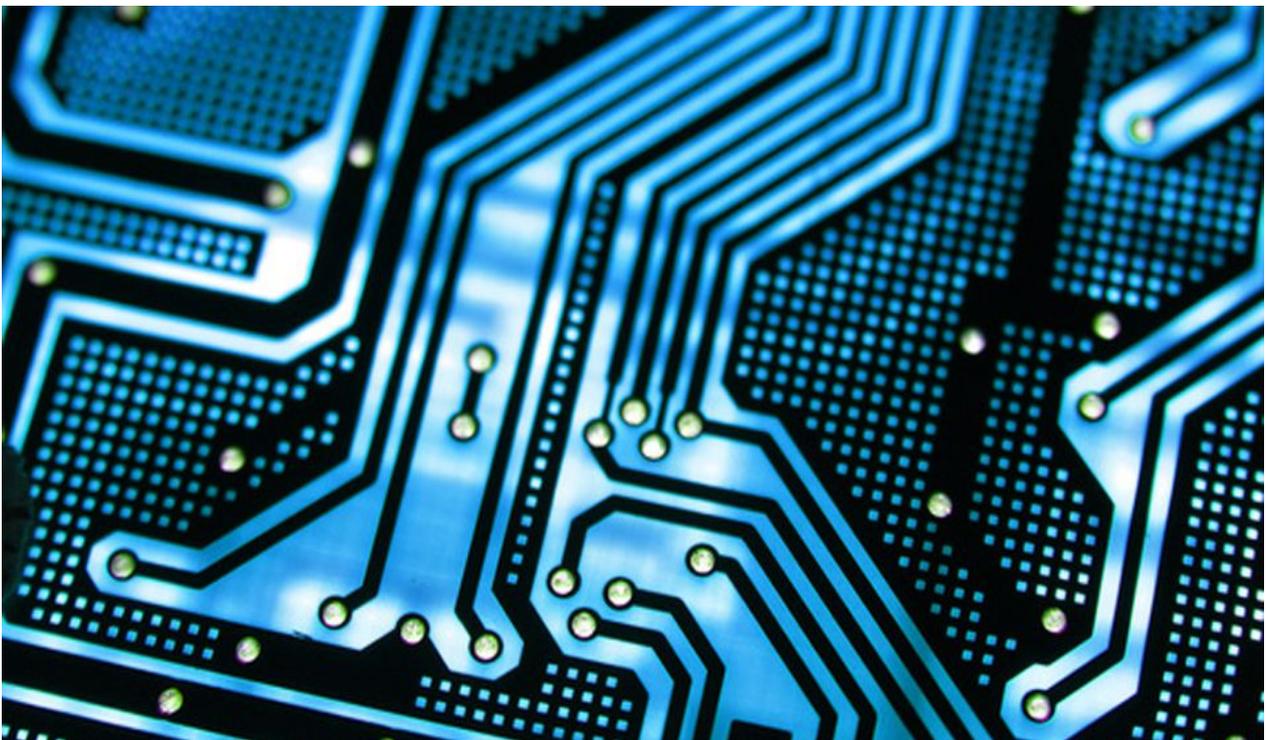
l'Amplificateur opérationnel parfait

IGE-1203

mai 2022

remis par C. Delabie / christophe.delabie@esiee.fr

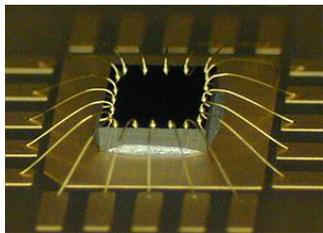
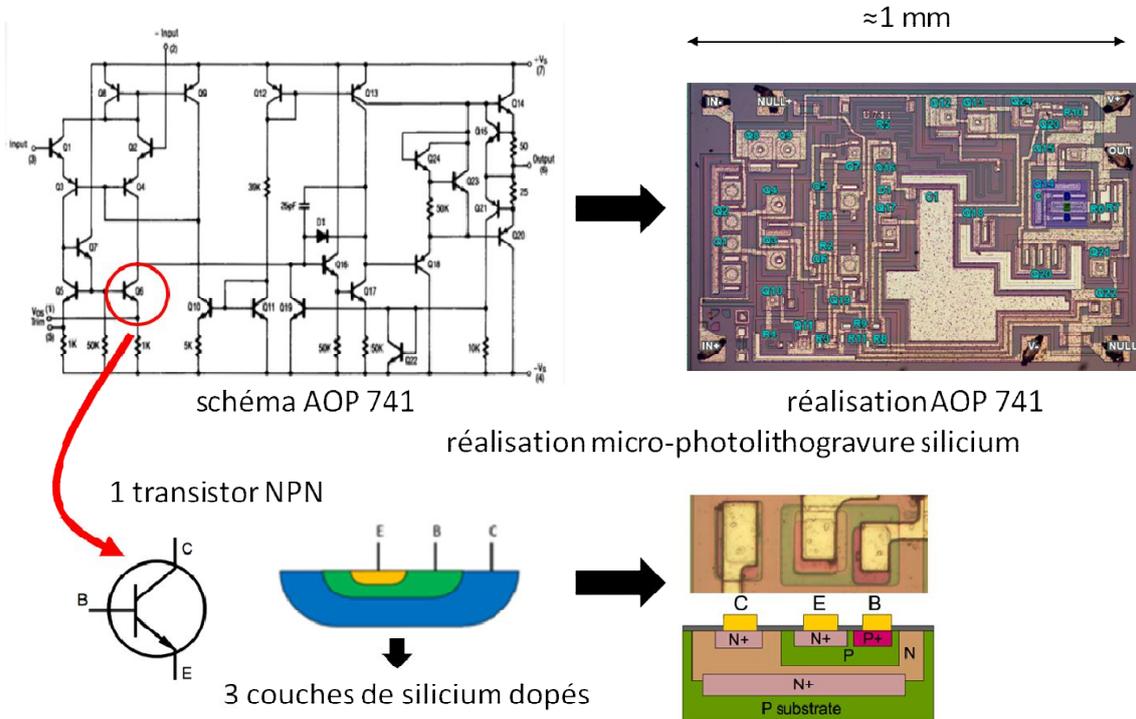
 **Université
Gustave Eiffel**



1. Définition-modèle de l'amplificateur opérationnel

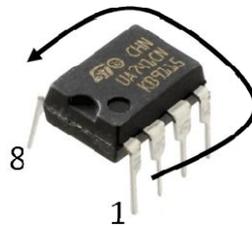
1.1 Définition

Un amplificateur opérationnel (*A.O.*) est un circuit intégré constitué d'un **amplificateur différentiel** réalisé avec des transistors bipolaires ou à effet de champ.

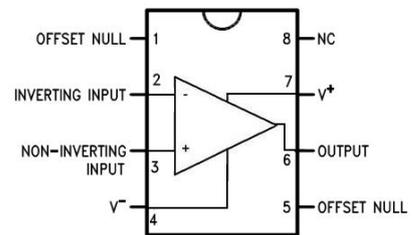


liaison de la puce au boîtier (wire bonding)

numérotation des broches



L'AOP dans son boîtier



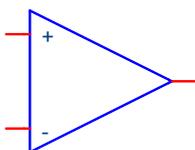
branchements internes

- L'Amplificateur opérationnel est un élément fiable et peu coûteux qui se présente sous la forme d'un circuit intégré (C.I.).

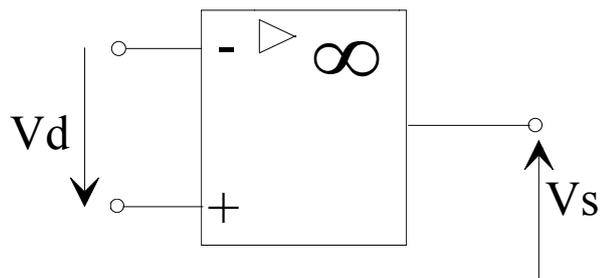
□

Représentation d'un Amplificateur opérationnel

Symbole américain :



Symbole européen



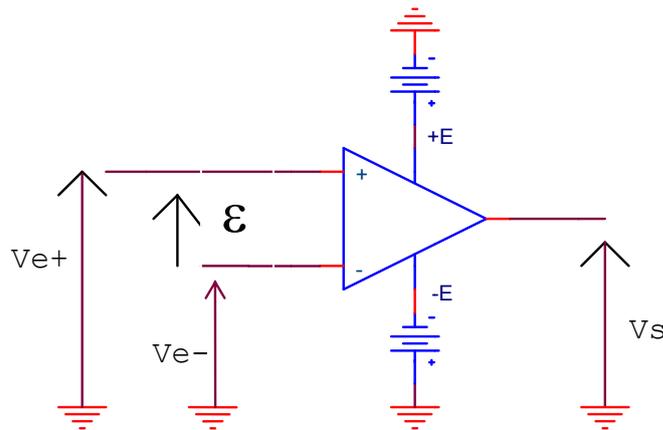
Exemple d'A.O. : LM 741 pour applications aux basses fréquences (plus petites que 1MHz) et aux petites puissances (de l'ordre de 100 mW)

Un *Amplificateur-Opérationnel* est constitué de transistors devant être polarisés par des alimentations (en général 2 alimentations symétriques $\pm E$): l'**AOP doit donc être alimenté**.

Remarque : il n'y a pas d'entrée de masse directe sur le boîtier de l'A.O.
Elle est indirectement présente par l'intermédiaire entre les 2 alimentations ($\pm E$)

On admettra que :
$$V_s = A_d (V_{e+} - V_{e-}) = A_d \varepsilon$$

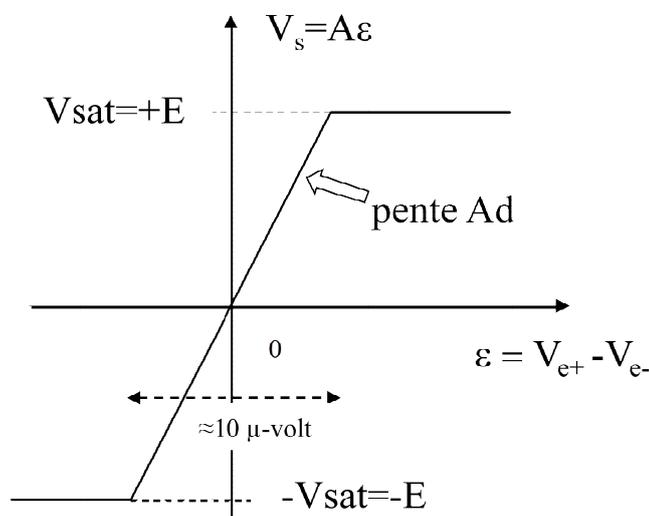
A_d : *amplification différentielle*



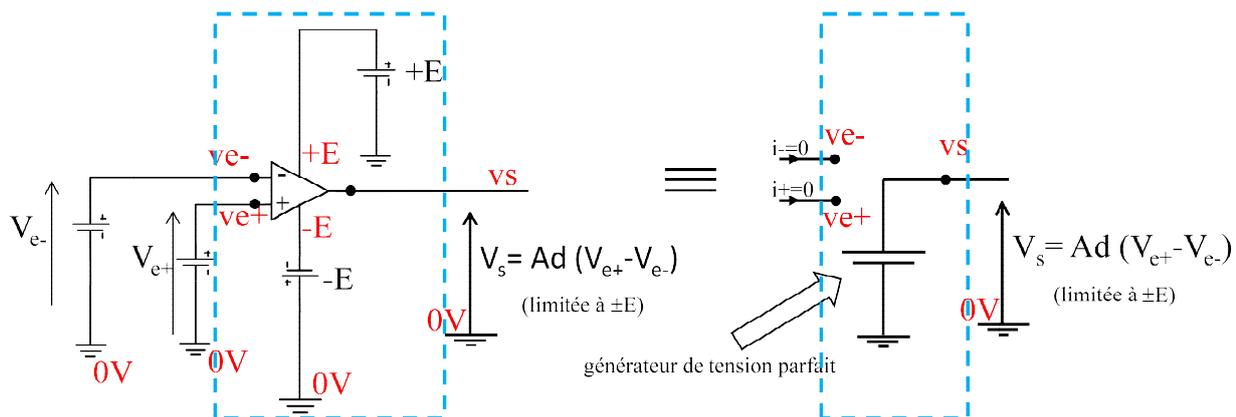
1.2 Caractéristique, courbe de transfert et modèle de l'amplificateur opérationnel

En posant: $\varepsilon = V_{e+} - V_{e-}$, on peut définir l'AOP comme un amplificateur de tension dont la tension de sortie est égale à la différence des tensions d'entrée (ε) multipliée par le gain différentiel A_d (très grand).

Attention: la tension de sortie est limitée par la valeur des alimentations (phénomène de saturation).



Pour analyser un schéma comprenant un *A.O. parfait*, le modèle suivant pourra être utilisé :

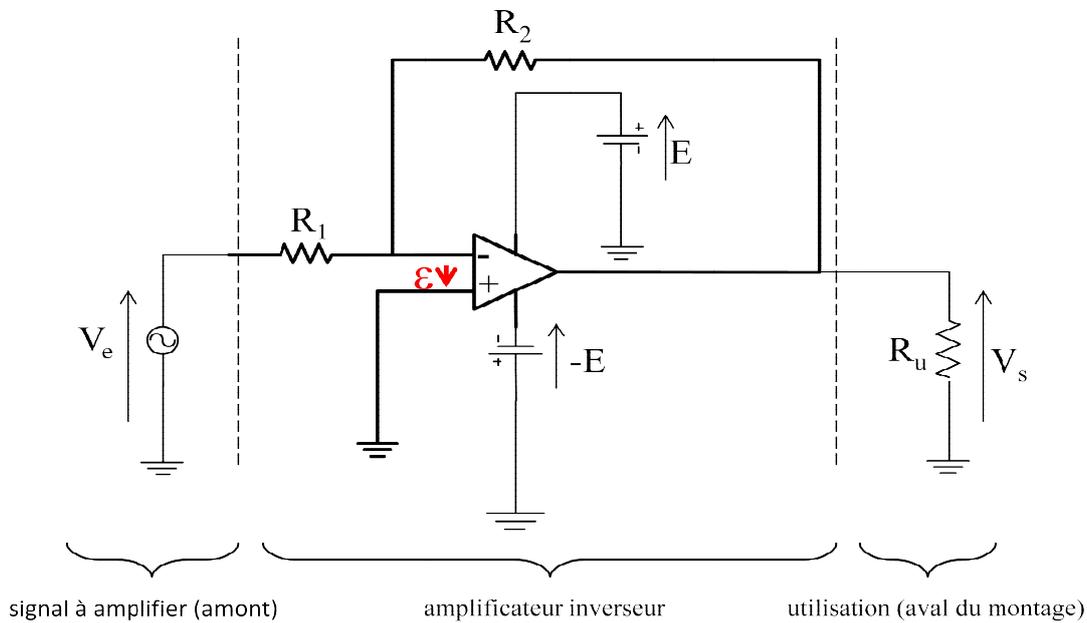


Caractéristiques principales :

- ❑ Amplification différentielle, A_d : très grande, plusieurs centaines de milliers.
- ❑ Courants d'entrée nuls
- ❑ Sortie équivalente à un générateur de tension parfait (schéma de Thévenin avec $R_{th}=0$)

1.3 1^{er} montage fondamental : l'amplificateur "inverseur"

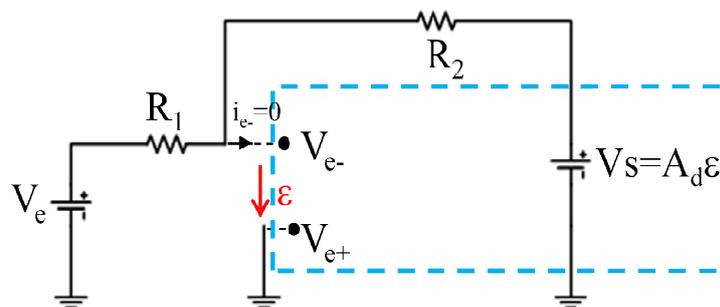
Schéma de l'amplificateur inverseur:



Analyse du montage inverseur, calcul du gain en tension V_s/V_e :

Résolution complète:

On remplace l'amplificateur par son modèle (AOP parfait):



Remarques :

- V_s est indépendante de R_u . R_u peut donc être supprimée de l'analyse du schéma.
- le courant dans l'entrée "-" est nul et donc le potentiel de l'entrée "-" = V_{e-} correspond au potentiel créé par deux générateurs de tension parfaits (V_e et V_s) et **ne dépend que** de V_s , V_e , R_1 et R_2 .
- $V_{e+} = 0$ Volt (relié à la masse)
- V_{e-} se calcule en appliquant le théorème de superposition (ou Millman):

$$V_{e-} = -\epsilon = \frac{V_s R_1 + V_e R_2}{R_1 + R_2} = \frac{-V_s}{A_d}$$

Le paramètre le plus important pour un amplificateur de tension est le gain en tension $A_v = V_s/V_e$. En exprimant ce rapport à partir de l'équation précédente, on trouve l'expression suivante. A_d est très grand ($A_d=10^{+5}$), le dénominateur se simplifie et le gain est presque égal au rapport $-R_2/R_1$: il ne dépend donc pas de A_d mais seulement des résistances qui sont autour de l'AOP.

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_d}} \approx \frac{-R_2}{R_1}$$

Résolution simplifiée:

le gain de l'AOP est tellement grand qu'une valeur très légèrement positive de ε mènerait la sortie de l'AOP à bondir vers $+V_{sat} = +E$, ce qui ferait décroître ε (réaction sur l'entrée "moins" ou contre-réaction).

De même, si $\varepsilon < 0$ alors V_s tend vers $-V_{sat} = -E$, ce qui ramène ε vers les valeurs positives.

On en déduit que, **en présence d'une contre-réaction** (liaison électrique entre la sortie de l'AOP et l'entrée inverseuse e-), ε est très proche de zéro. **L'AOP semble piloter sa sortie V_s de façon à maintenir ε à zéro, soit encore $V_e - = V_e +$**

On prend, dans le cas des AOP parfaits munis d'une contre-réaction, **ce résultat comme point de départ des calculs.**

résolution simplifiée: $\varepsilon = 0 \Rightarrow V_s R_1 + V_e R_2 = 0 \Rightarrow A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$ (gain du montage inverseur)

Estimation de $\varepsilon = V_{e+} - V_{e-}$

Si $\begin{cases} A_d = 10^5 \\ V_s = 1V \text{ (tension continue)} \end{cases}$ alors $\varepsilon = \frac{V_s}{A_d} = 10^{-5} V = 10 \mu V$

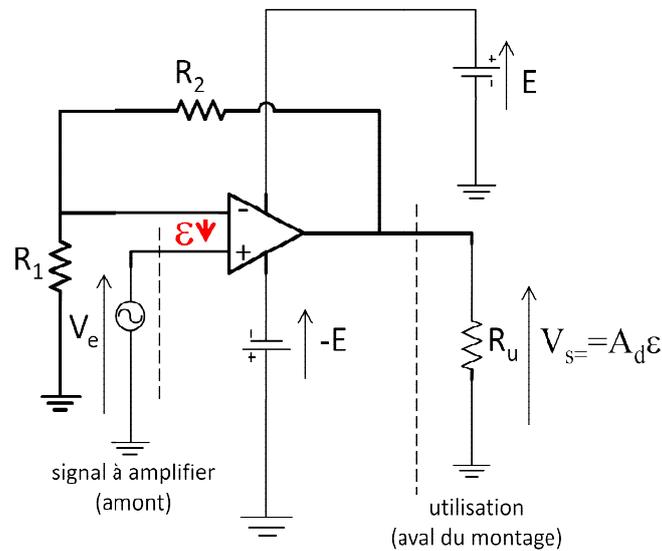
Le système est stable : on a une la réaction sur l'entrée « - ».

ε reste stable et petit

$\varepsilon \ll V_e$ $\varepsilon \approx 0 \text{ volt}$

1.4 2^{ème} montage fondamental : l'amplificateur "non-inverseur"

Le schéma du montage non-inverseur possède lui aussi une contre-réaction (chemin électrique entre la sortie et l'entrée inverseuse via la résistance R2):



On applique la résolution simplifiée:

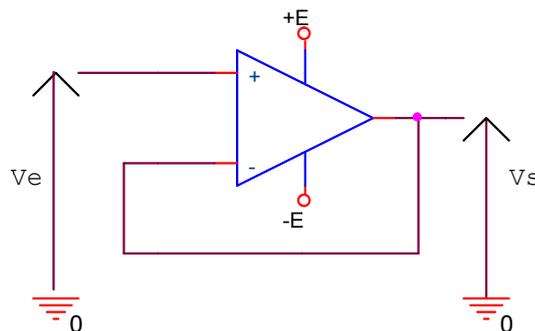
On prend $\epsilon=0 \Rightarrow V_{e+} = V_{e-}$ avec $V_{e+}=V_e$

En remplaçant l'AOP par son modèle parfait, on voit que $V_{e-}=V_{e+}=V_e = V_s \frac{R_1}{R_1+R_2}$ (diviseur de tension formé de R1 et de R2 en série)

On en déduit directement que le gain en tension $A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ (gain du montage)

2. Autres montages linéaires (avec contre-réaction)

2.1 Montage suiveur:



$$\epsilon = 0 \Rightarrow V_- = V_+ \Rightarrow \boxed{V_s = V_e}$$

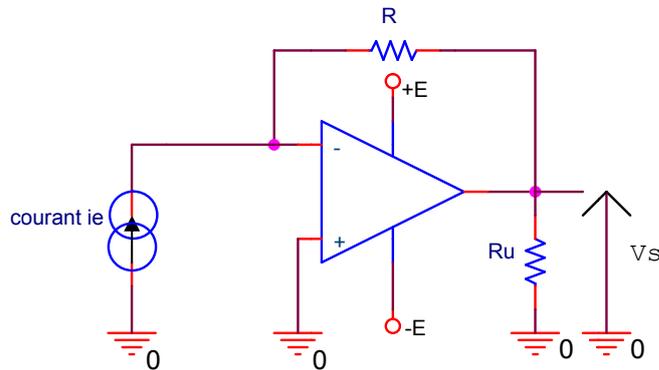
V_s indépendant de la charge placée en sortie :

la source ne délivre aucun courant, c'est l'AOP qui fournit le courant parcourant la charge.

Le montage présente donc l'intérêt d'avoir une impédance d'entrée très grande et une impédance de sortie quasi nulle : c'est un adaptateur d'impédance.

2.2 Convertisseur courant-tension

Le signal d'entrée provient d'une source de courant et l'on désire le convertir en tension V_s proportionnelle à i_e .



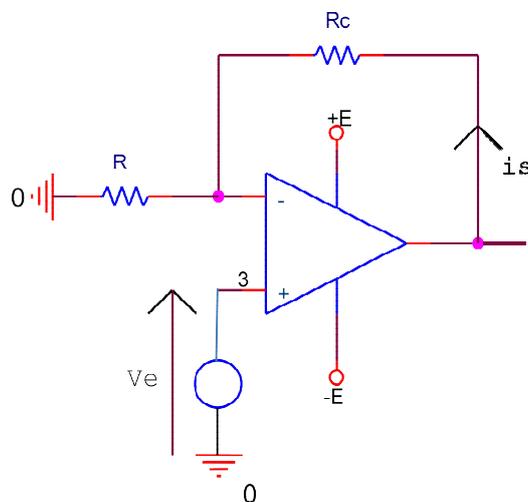
Le courant i_- est nul. La résistance R est parcourue par l'intensité i_e (car $i_e = i_- = 0$)

L'entrée « + » de l'AOP étant à la masse et $\varepsilon = 0$ (contre-réaction) alors $V_- = 0$

On en déduit :
$$V_s = -R \cdot i_e$$

la tension de sortie est proportionnelle au courant i_e , indépendamment de R_u

2.3 Convertisseur tension-courant



R_c et R sont parcourues par le même courant i_s et de plus $V_e = V_- = V_e$

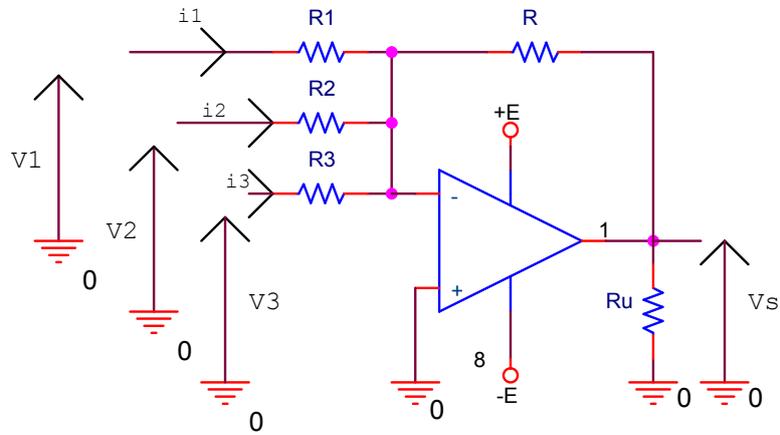
$\varepsilon = 0 \Rightarrow V_- = V_e$, V_- est aussi égale à la tension aux bornes de $R \Rightarrow$

$$i_s = \frac{V_e}{R}$$

- Le courant traversant la charge R_c est proportionnel à la tension d'entrée V_e indépendamment de la charge
- Dans ce montage la charge R_c est flottante (aucune de ces bornes n'est reliée à la masse du circuit, ce qui peut poser problème dans certaines applications)

2.4 Additionneur inverseur

Schéma: (les générateurs d'entrée v_1, v_2, v_3 ne sont pas représentés)



$\varepsilon=0 \Rightarrow V_- = 0$ d'où :

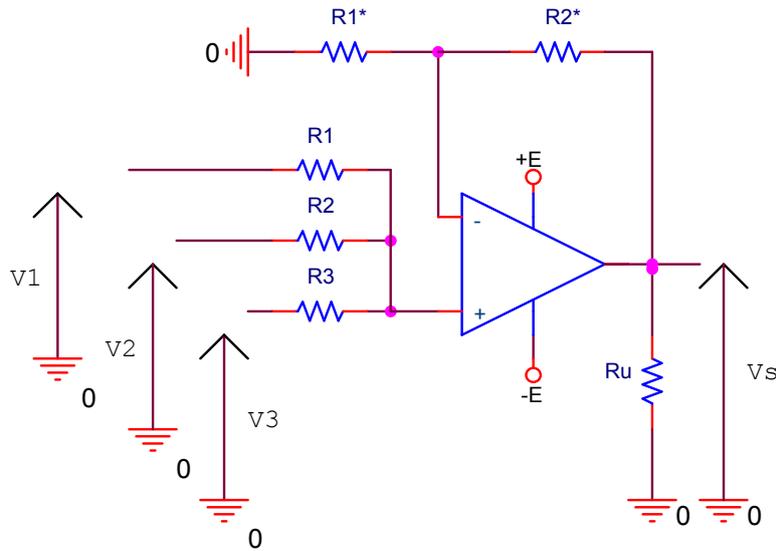
$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{V_1}{R_1} \\ i_2 &= \frac{V_2}{R_2} \\ i_3 &= \frac{V_3}{R_3} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad V_s = -R(i_1 + i_2 + i_3)$$

$$\Rightarrow V_s = -R \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

Si $R_1=R_2=R_3=R$ alors: $V_s = -(V_1 + V_2 + V_3)$

2.5 Additionneur non inverseur

Schéma: (les générateurs de tension parfaits d'entrée v_1, v_2, v_3 ne sont pas représentés)



$$V_{e+} = V_{e-} \quad \text{et} \quad V_{e-} = \frac{R_1^*}{R_1^* + R_2^*} V_s$$

Appliquons le théorème des superpositions :

$$V_{e+} = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_2 \parallel R_3 + R_1} v_1 + \frac{R_1 \parallel R_3}{R_1 \parallel R_3 + R_2} v_2 + \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_3} v_3$$

$$V_s = \frac{R_1^* + R_2^*}{R_1^*} (a_1 V_1 + a_2 V_2 + a_3 V_3)$$

En particulier : si $R = R_1 = R_2 = R_3$

$$a_1 = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{1}{2} + 1} = \frac{1}{3} = a_2 = a_3$$

Si de plus :

$$R_2^* = 2R_1^*$$

alors

$$V_s = V_1 + V_2 + V_3$$

Extension à un nombre quelconque d'entrées - Raisonnement par récurrence

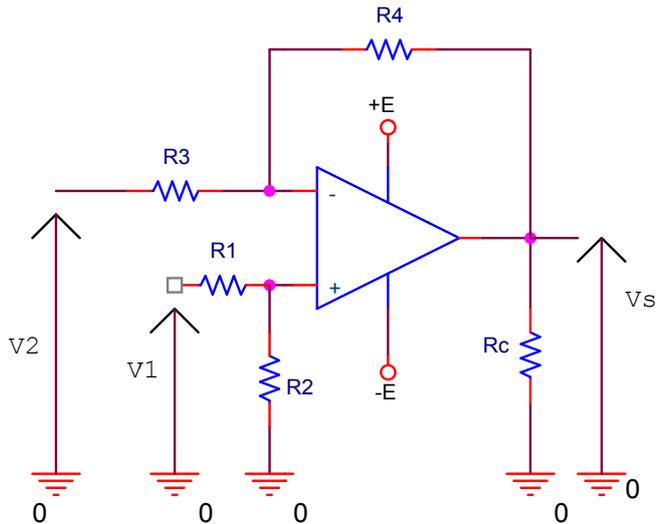
$$\text{Cas } n = 4 : a_i = \frac{R_j \parallel R_k \parallel R_l}{R_j \parallel R_k \parallel R_l + R_i} = \frac{\frac{R}{3}}{\frac{R}{3} + R} = \frac{R}{4R} = \frac{1}{4}$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$\text{Si de plus } R_2^* = 3R_1^*, \text{ alors } V_s = 4 \left(\frac{1}{4} V_1 + \frac{1}{4} V_2 + \frac{1}{4} V_3 + \frac{1}{4} V_4 \right)$$

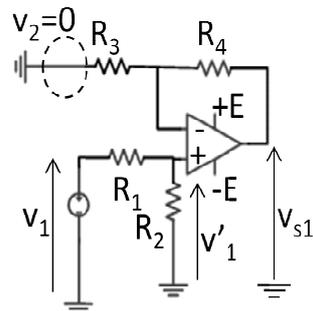
$$\text{et } V_s = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$$

2.6 Soustracteur:



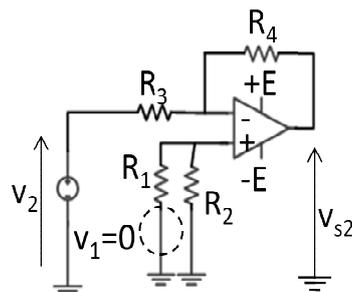
Pour analyser ce montage, il suffit d'exprimer V_{e-} (en fonction de V_s et V_2) et V_{e+} (en fonction de V_1) et d'écrire $V_{e-}=V_{e+}$. On peut aussi appliquer le théorème de superposition (valable pour les montages linéaires) :

cas a) V_2 est remplacée par un court-circuit, le montage est équivalent à un amplificateur non-inverseur de tension d'entrée v'_1 et de gain $(1+R_4/R_3)$. Par ailleurs V'_1 résulte du diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_2 : $V'_1=R_2V_1/(R_1+R_2)$



$$\Rightarrow V_{s1} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V'_1 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1$$

cas b) V_1 est remplacée par un court-circuit, le montage est équivalent à un amplificateur inverseur de tension d'entrée V_2 et de gain $(-R_4/R_3)$. Remarque: l'association parallèle $R_1||R_2$ ne joue ici aucun rôle. Le courant i_{e+} étant égal à 0, la tension $V_{e+}=0$ comme si elle était connectée à la masse.



$$\Rightarrow V_{s2} = -\frac{R_4}{R_3} V_2$$

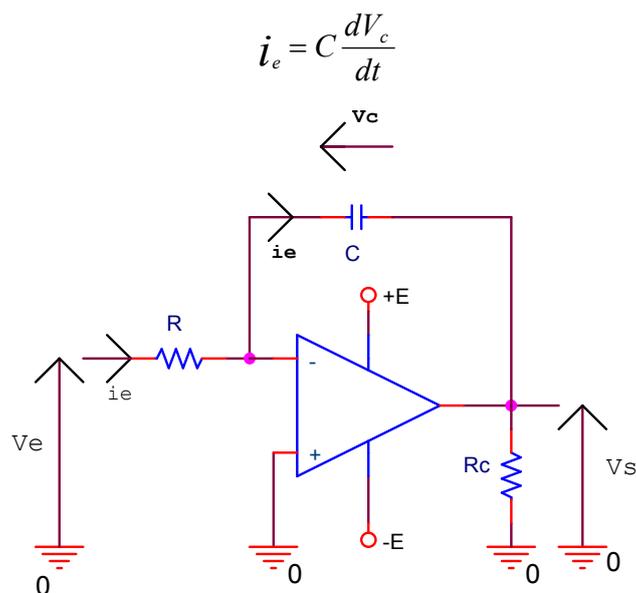
en additionnant V_{s1} et V_{s2} on trouve: $V_s = (1 + \frac{R_4}{R_3}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 - \frac{R_4}{R_3} V_2$

Cas particulier : si $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \Rightarrow V_s = (V_1 - V_2)$

Remarque: la tension de sortie est proportionnelle à la différence des entrées.
On a réalisé un amplificateur différentiel avec la tension $V_1 - V_2$ pouvant être assez grande sans toutefois mettre l'A.O en saturation.

2.7 Intégrateur

On peut réaliser une tension de sortie proportionnelle à l'intégrale de la tension d'entrée en remplaçant dans un montage inverseur la résistance R_2 par un condensateur. On ne peut pas exprimer en régime temporel le rapport V_c/I_c comme on le ferait pour une résistance. On utilise la relation entre tension et courant pour le condensateur (le sens des flèches est important comme pour la loi d'Ohm)



Le courant d'entrée i_e est le même que celui qui traverse le condensateur C , car le courant d'entrée $i_{e-} = 0$.

L'entrée "-" est une masse fictive ($V_{e-} = 0$) \Rightarrow On retrouve V_e aux bornes de R et V_s aux bornes de C avec:

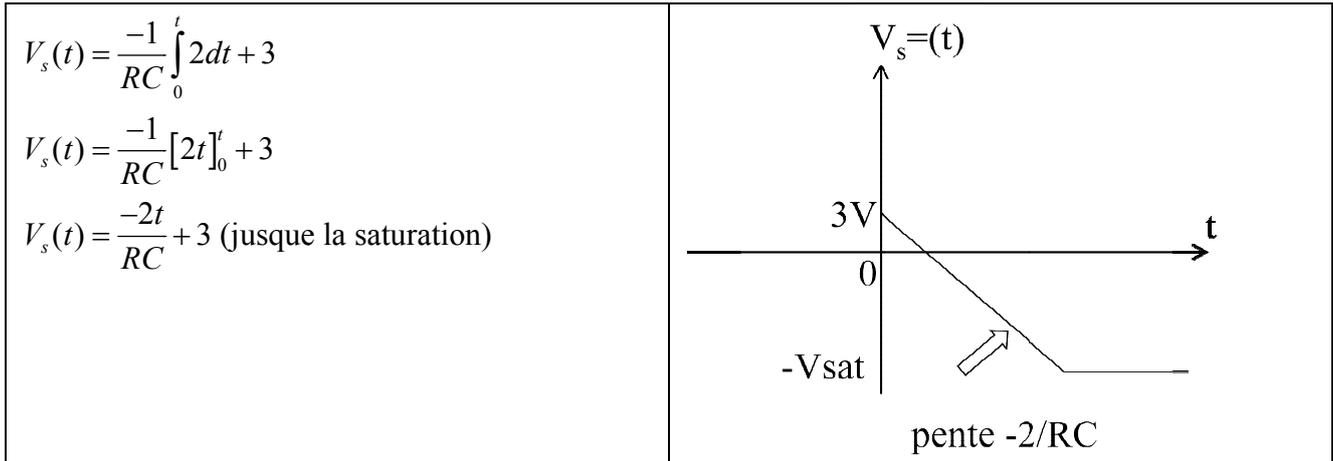
$$i_e(t) = \frac{V_e(t)}{R} = C \frac{dV_c(t)}{dt} = -C \frac{dV_s(t)}{dt}$$

En intégrant cette équation on obtient:

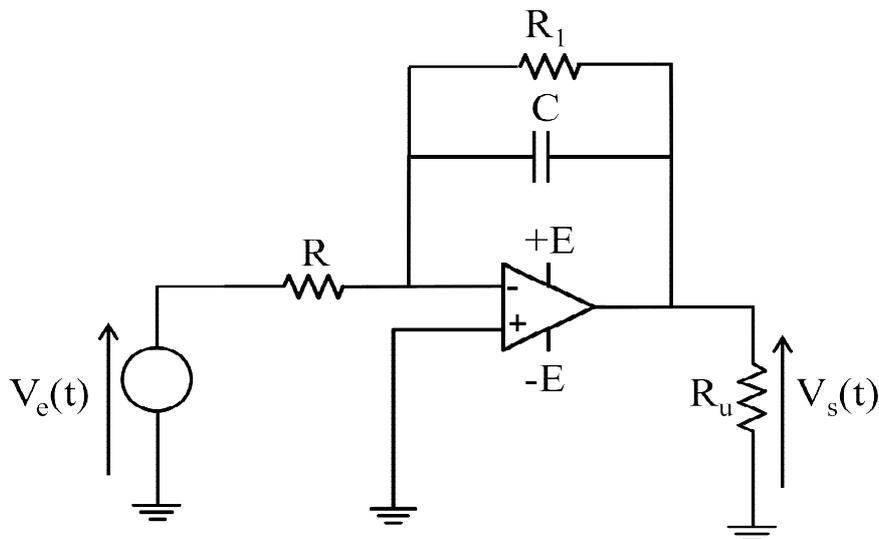
$$V_s(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_e(t) dt + V_s(0^-)$$

Au signe près, $V_s(t)$ est proportionnelle à l'intégrale de $V_e(t)$. Si $V_e(t)$ ne change pas de signe pendant un certain temps, alors $V_s(t)$ peut dériver et atteindre la tension de saturation V_{sat} .

Si $V_s(0) \neq 0$ (C chargé à $t=0$), alors le signal intégral se superpose à cette valeur initiale.
exemple: $V_e(t)$ tension continue positive de 2 V, tension initiale $V_s(0^-) = 3V$

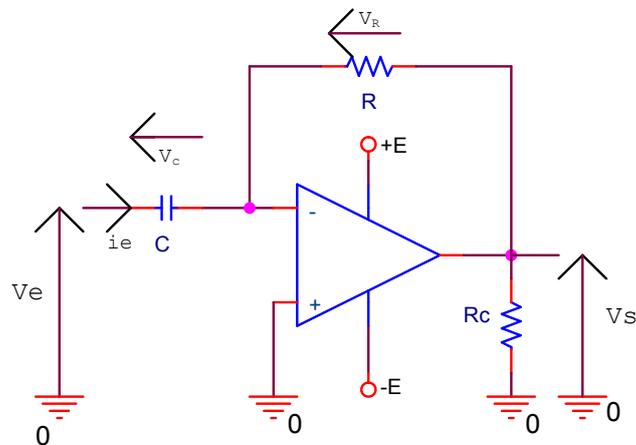


Remarque importante: le montage intégrateur accumule continuellement les valeurs de la tension d'entrée. Si $V_e(t)$ n'a pas une valeur moyenne nulle, il est possible que la sortie du montage intégrateur diverge vers $\pm V_{sat}$. Pour éviter ce phénomène, on trouvera ci-dessous une variante habituellement utilisée (vu en TD) : C se décharge lentement au travers de R_1 et ramène continuellement $V_s(t)$ à zéro.



2.8 Dérivateur inverseur

Basé ici encore sur le montage inverseur, le montage dérivateur fournit en sortie une tension proportionnelle aux variations de la tension d'entrée $v_e(t)$.



L'entrée inverseuse est une masse virtuelle, ce qui donne $V_e(t) = V_c(t)$ et $V_s(t) = -V_R(t)$

$$\begin{cases} i_e = C \frac{dV_e}{dt} \\ V_s = -R \cdot i_e \end{cases} \Rightarrow \boxed{V_s(t) = -RC \cdot \frac{dV_e(t)}{dt}}$$

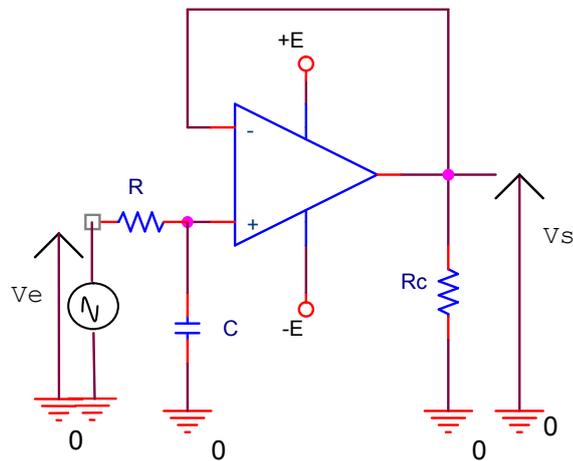
La tension de sortie est proportionnelle à la dérivée de la tension d'entrée.

2.9 Filtre actif du premier ordre

Passé bas du 1^{er} ordre basé sur le montage non inverseur

Pour étudier ce montage on considère une entrée sinusoïdale. Dans ces conditions la tension de sortie V_s est elle-aussi sinusoïdale (propriété des systèmes linéaires). On remplace les condensateurs et les bobines par leur impédance. Pour un condensateur en particulier,

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$



On a $V_s = V_{e+}$ car $\mathcal{E} = 0$ et V_{e+} résulte en entrée de la division de tension de V_e par les deux impédances R et $1/jC\omega$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{V_+}{V_e} = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \quad \text{En posant : } \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{alors } \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

On obtient une transmittance complexe, dont la norme est égale au rapport des amplitudes de la tension de sortie et de la tension d'entrée:

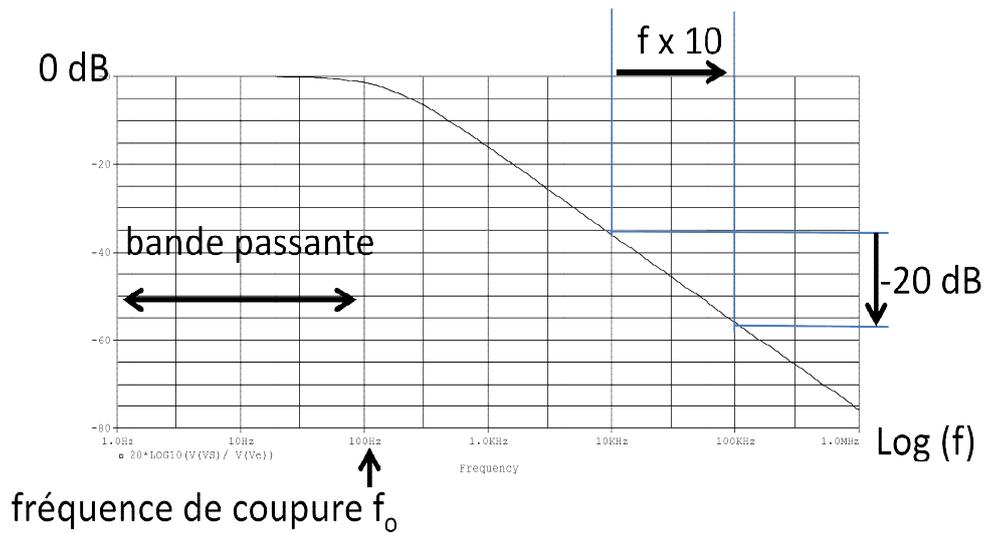
$$|T| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} = \frac{|V_s|}{|V_e|}$$

On trace généralement la norme de la transmittance en décibels: $TdB = 20 \text{ Log}_{10}(|T|)$ en prenant une échelle logarithmique pour l'abscisse (diagramme de Bode).

On voit que pour les fréquences basses la transmittance est égale à 0dB, ce qui correspond à $|T|=1$ (transmission totale au travers du filtre) et définit la **bande passante**.

En hautes fréquences le signal est atténué.

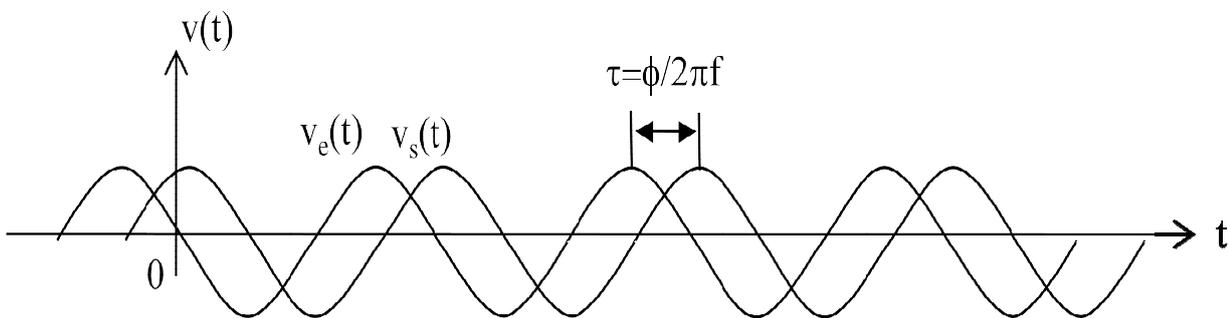
Dans le diagramme de Bode, le système d'échelles met en évidence des asymptotes. La pente de l'asymptote en hautes fréquences est égale à -20dB/décade (signal de sortie divisé par 10 lorsque f est multipliée par 10)



On rappelle que l'angle ϕ de la transmittance complexe T à une fréquence f est lié au décalage τ entre les tensions sinusoïdales d'entrée et de sortie, lorsque l'on les observe dans le temps. Ici l'angle ϕ est égale à:

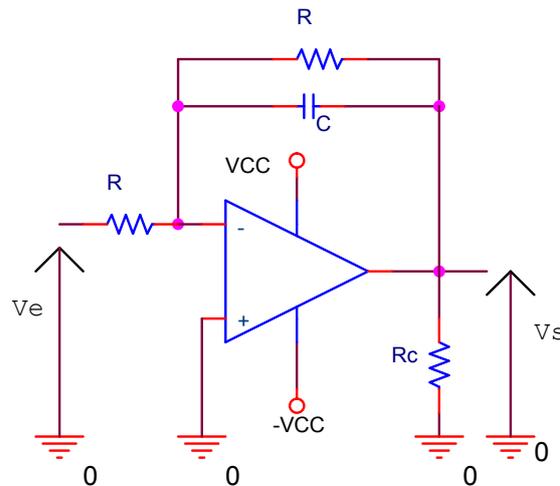
$$\phi = \text{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \text{arctg}\left(\frac{f}{f_0}\right)$$

Attention la formule pour le calcul de τ n'est valable que si ϕ est exprimé en radians.



Passé bas du 1^{er} ordre Montage inverseur

On se place en régime sinusoïdal en remplaçant le condensateur par son impédance $1/jC\omega$



Z_2 est l'association parallèle $R||C$ et remplace R_2 dans la transmittance du montage inverseur.

Z_1 est l'impédance de la résistance R . Dans le cas d'une résistance $Z_R=R$ (on garde R en fait..)

Calcul de l'impédance Z_2 équivalente à l'association parallèle:

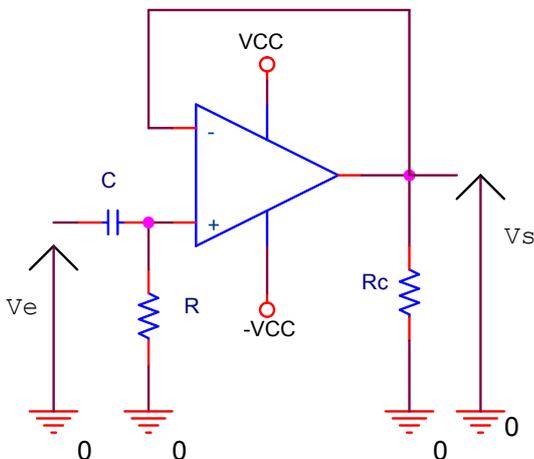
$$Z_2 = R // \frac{1}{jC\omega} = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

$Z_1=R$

on applique le montage inverseur $\Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1}{1 + jRC\omega}$

C'est la même transmittance que précédemment mais avec un signe "moins". La norme de $T(\omega)$ est identique au montage précédent. Il faut ajouter $-\pi$ à la phase pour tenir compte du signe "moins".

Passé haut du 1^{er} ordre Montage non inverseur

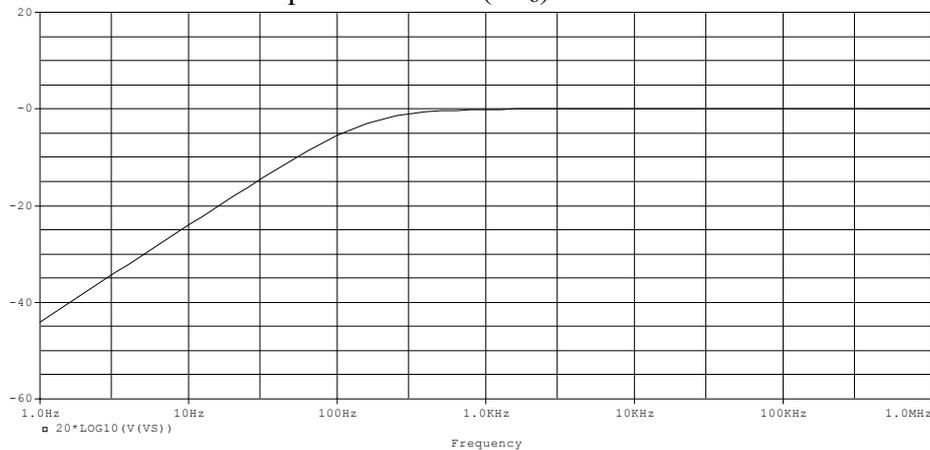


$$V_s = V_+ = V_- \quad \text{alors} \quad V_s = V_e \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = V_e \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

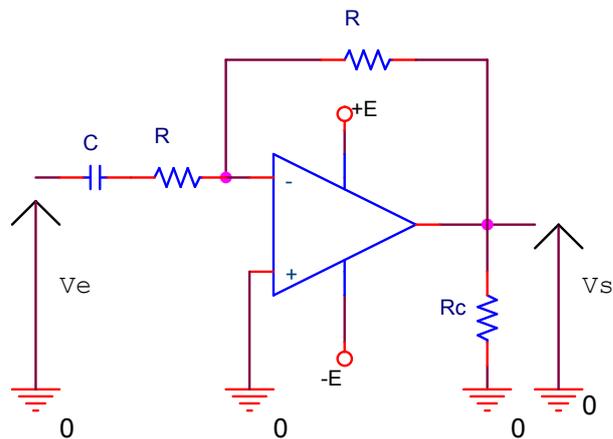
$$\text{posons : } \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{alors} \quad \frac{V_s}{V_e} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$$\text{Diagramme de Bode: norme : } |T| = \frac{\frac{f}{f_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad \text{phase: } \phi = \frac{\pi}{2} - \text{arctg}\left(\frac{f}{f_0}\right)$$

La bande passante est maintenant située aux fréquences supérieures à f_0 . On retrouve la pente de 20 dB/décade, mais cette fois-ci aux fréquences basses ($< f_0$)



Passé haut du 1^{er} ordre Montage inverseur



en remplaçant l'association "R en série avec C" par $Z_1 = R + \frac{1}{jC\omega} = \frac{1 + jRC\omega}{jC\omega}$, et en remplaçant la résistance de réaction R par $Z_2=R$, on utilise la formule du gain de l'amplificateur inverseur et on obtient:

$$T(\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-Z_2}{Z_1} = \frac{-jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

Norme identique au montage précédent, phase diminuée de π

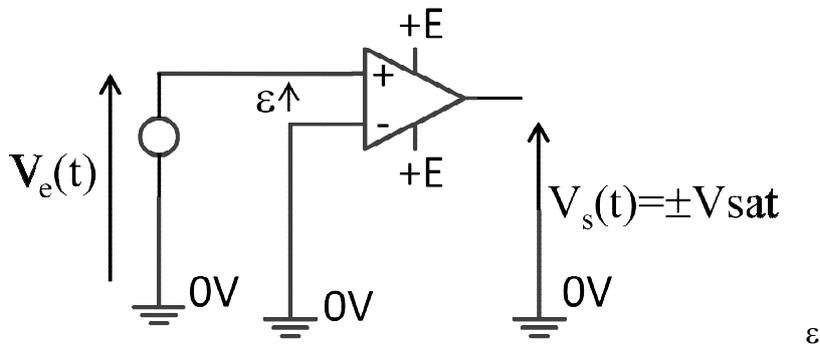
3 Montages non linéaires

La réaction est absente ou appliquée à l'entrée positive V_{e+} : la sortie de l'AOP bascule entre les deux valeurs de saturation $V_{sat}=+E$ et $-V_{sat}=-E$. D'une manière générale, la "réaction positive" conforte la sortie de l'AOP à sa valeur actuelle. (rappel: pour les montages linéaires, la réaction s'applique à l'entrée V_{e-})

3.1 Comparateur à un seuil

a) seuil=0V

Dans ce montage un signal d'entrée $V_e(t)$ est directement appliqué à l'entrée V_{e+} de l'AOP. L'entrée V_{e-} est connectée à la masse (0V). On a donc directement $\epsilon=V_e(t)$. La sortie de l'AOP bondit vers V_{sat} ($=+E$) lorsque que ϵ est très légèrement positive et vers $-V_{sat}$ ($=-E$) lorsque ϵ très légèrement négative.



$$\epsilon = V_+ - V_- = V_e$$

ϵ peut être grand ici car il n'y a pas de contre-réaction

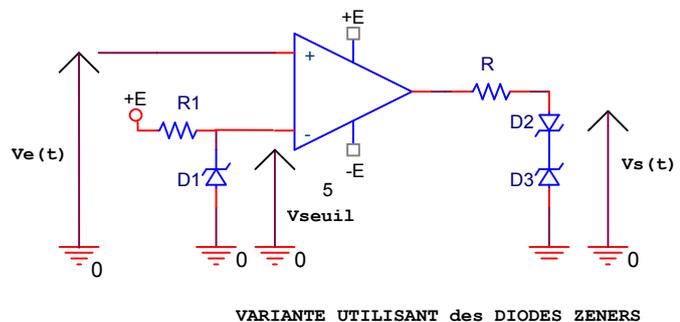
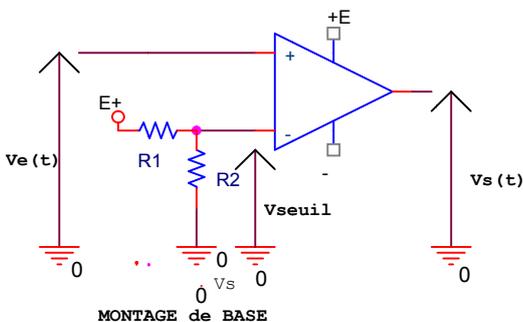
Dès que ϵ dépasse quelques microvolts, il y a saturation :

$$\epsilon > 0 \Rightarrow \text{la sortie sature à : } +V_{sat} \quad \text{et} \quad \epsilon < 0 \Rightarrow \text{la sortie sature à : } -V_{sat}$$

Remarque : V_{sat} est proche de $+E$ et $-V_{sat}$ est proche de $-E$

On réalise ainsi un comparateur détectant les passages par zéro.

b) Montage détecteur de seuil positif prédéterminé (le générateur de tension V_e et les alimentations $\pm E$ ne sont pas représentés)



La sortie de l'AOP bascule vers $+V_{sat}$ lorsque $V_e > V_{seuil}$ et vers $-V_{sat}$ lorsque $V_e < V_{seuil}$. Il suffit d'appliquer V_{seuil} à l'entrée V_{e+} pour avoir le comportement contraire.

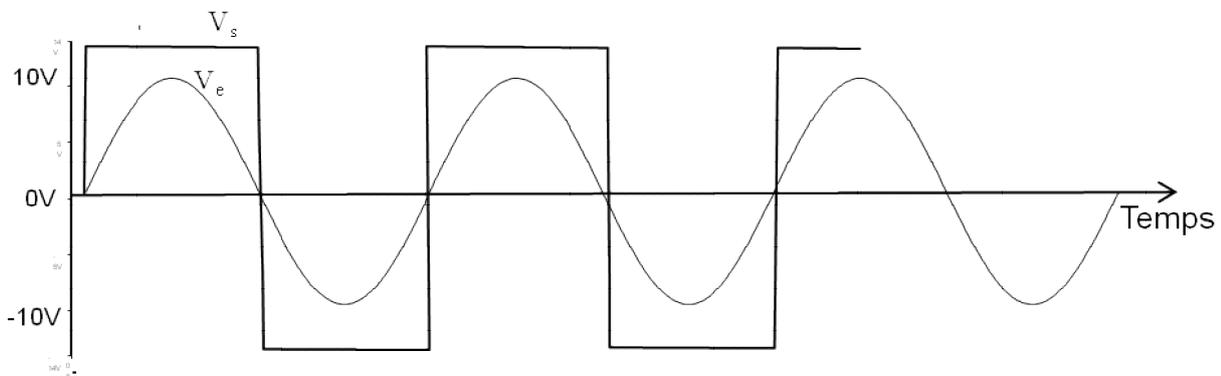
$$\varepsilon = V_e - V_{seuil}$$

Remarques:

- dans les deux schémas précédents, on obtient un seuil de basculement positif. On peut aussi obtenir des seuils négatifs en modifiant le réseau électrique connecté sur l'entrée "-" (R1 connectée à -E plutôt que +E par exemple dans le montage de base)

- dans la variante à diodes zeners, les diodes fixent la tension de seuil et limitent la tension de sortie à une valeur (absolue) inférieure à +E

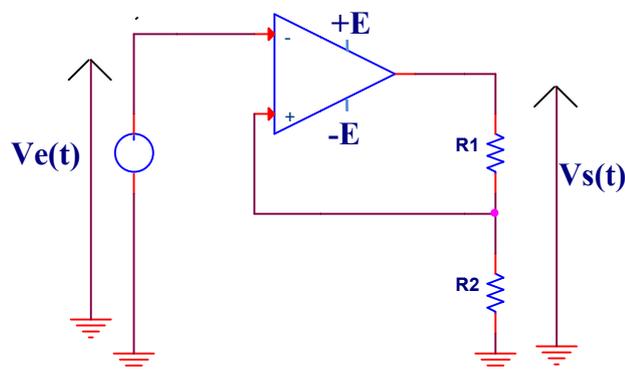
Exemple d'utilisation: détecteur de zéro: Ici le signal d'entrée est une sinusoïde d'amplitude 10V. La tension de saturation est de 14V. Le signal de sortie est un signal carré et bascule entre ± 14 Volts.



3.2 Comparateur à 2 seuils ou à hystérésis « Trigger de Schmitt »

Dans ce montage une partie de la tension de sortie est appliquée à l'entrée "+".

$V_e(t)$ est directement appliquée à l'entrée "-", le potentiel de l'entrée "+" est le seuil. Comme V_e est sur l'entrée "-", des valeurs largement positives de V_e feront basculer la sortie de l'AOP vers $-V_{sat}$. Le seuil dépend de l'état actuel de la sortie ($\pm V_{sat}$); il y a donc 2 seuils: un pour chaque valeur de la sortie.



Calcul du seuil lorsque $V_s = V_{sat}$:

On calcule le seuil du montage lorsque la sortie de l'AOP est à l'état haut (c'est donc le seuil qui permettra le retour à l'état bas): $V_{H \rightarrow B} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat}$, valeur positive obtenue en considérant le diviseur de tension formée de R1 et R2.

A l'état haut, il faut donc que $\epsilon < 0$ pour forcer le retour à l'état bas, soit $V_{e+} - V_{e-} < 0$ soit encore $V_e > V_{H \rightarrow B}$.

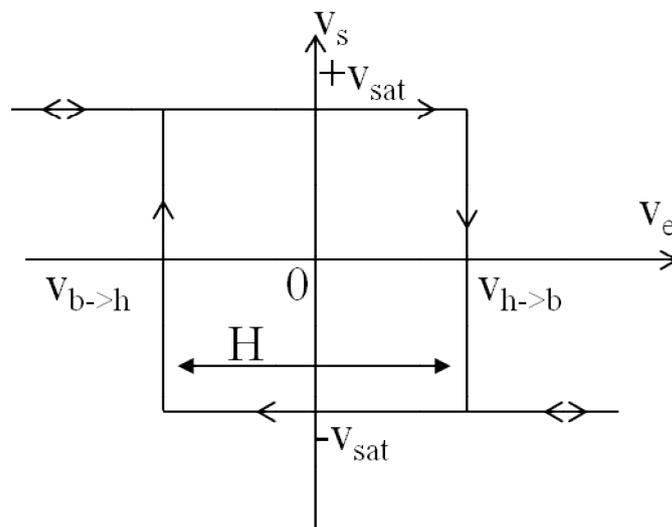
Calcul du seuil lorsque $V_s = -V_{sat}$:

Lorsque V_s à l'état bas ($= -V_{sat}$) alors le seuil change, il est maintenant égal à: $V_{B \rightarrow H} = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} V_{sat}$

il faut donc $V_e < V_{B \rightarrow H}$ pour forcer le basculement vers $+V_{sat}$

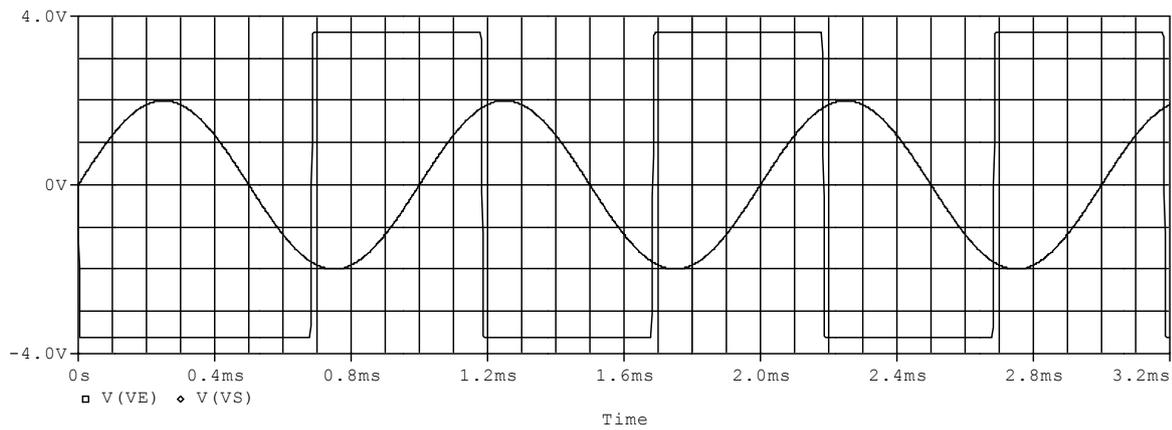
Graphe de transfert: le seuil de basculement dépend de l'état de la sortie de l'AOP, ce qui impose un sens de parcours dans le diagramme $V_s = f(V_e)$. On remarque en particulier qu'il faut $V_e > V_{h \rightarrow b}$ pour avoir un basculement vers l'état bas, et qu'ensuite V_e doit non seulement décroître, mais en plus être $< V_{b \rightarrow h}$ pour revenir à l'état haut, en suivant les flèches du parcours.

La différence entre les deux seuils est appelée hystérésis H



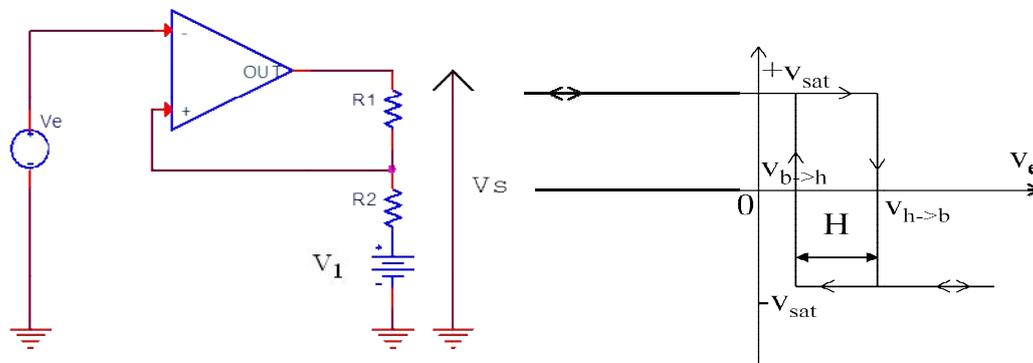
Exemple: caractéristiques V_s et V_e en fonction du temps : on voit dans cette simulation que l'entrée est sinusoïdale et que la sortie résulte du basculement de l'AOP avec deux seuils différents:

- l'entrée doit être inférieure à $-2V$ lorsque la sortie est à l'état bas pour le basculement vers l'état haut.
- l'entrée doit être supérieure à $+2V$ lorsque la sortie est à l'état haut pour le basculement vers l'état bas.



Trigger de Schmitt non symétrique (tensions d'alimentations $\pm E$ non représentées):

En ajoutant un générateur de tension parfait continu, on peut déplacer le centre du diagramme d'hystérésis vers les valeurs positives ou négatives, comme dans l'exemple suivant:



exemple:

$$\pm V_{sat} = \pm E = \pm 7V$$

$$R1 = 100K\Omega$$

$$R2 = 10K\Omega$$

$$V1 = 1V$$

$$V_{H \rightarrow B} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} E = 1,545V$$

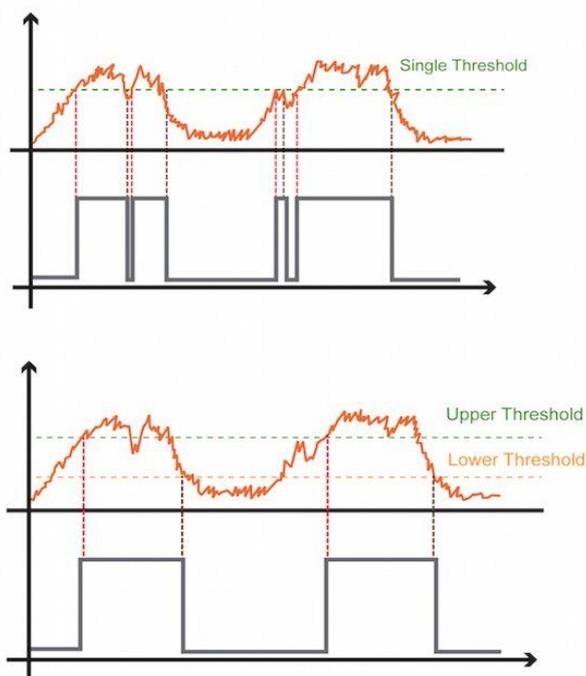
de même :

$$V_{B \rightarrow H} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} E = 0,27V$$

$$\text{hystérésis : } H = V_{H \rightarrow B} - V_{B \rightarrow H} = 1,27V$$

Applications:

a) On prend l'exemple d'un signal binaire qui a subi lors de son transport des parasites (bruit) électriques et que l'on veut remettre en forme. Avec un comparateur à seuil unique, le bruit électrique perturbe la prise de décision, le seuil unique est franchi deux fois sur un court laps de temps. Avec le trigger de Schmitt, et à condition que le bruit électrique reste plus petit que l'hystérésis, on évite les erreurs.



source: <https://www.allaboutcircuits.com/industry-articles/an-introduction-to-schmitt-triggers-otto-schmitt/>

b) régulation (par exemple chauffage):

on règle le comparateur de Schmitt de telle façon que la chaudière s'allume lorsque la température est inférieure à 18°C , et s'éteint pour $T > 20^{\circ}\text{C}$. De cette manière on évite les allumages/ extinction trop fréquents.