5. LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

JEAN-MICHEL SALLESE

L'Amplificateur Opérationnel

L'Ampli. Op. et son modèle

L'Ampli Op en réaction négative

L'Ampli Op en tant que Comparateur

L'Ampli Op en tant que Redresseur

L'Amplificateur Différentiel

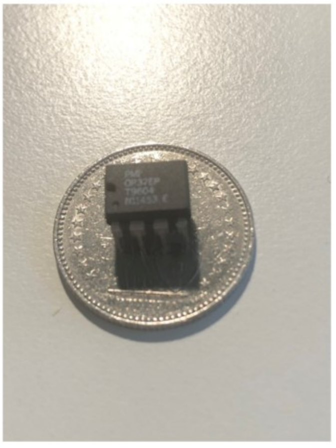
L'Ampli Op en réaction positive

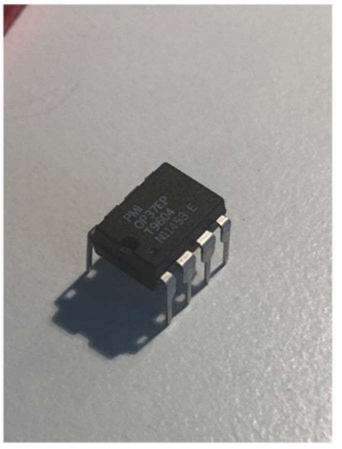
L'Ampli Op en régime sinus

Gain Bandwidth et Slew Rate

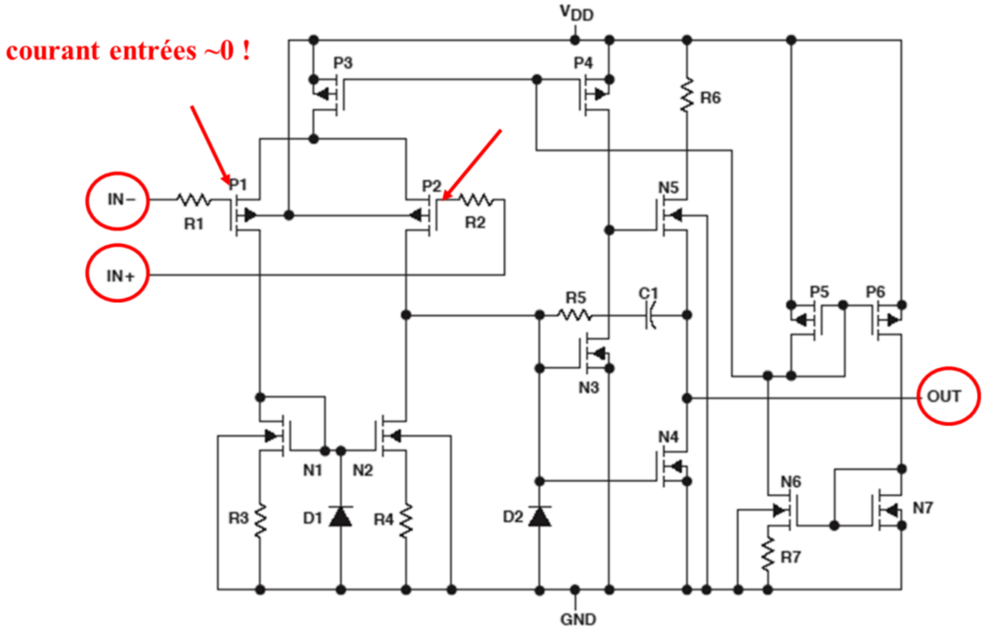
Le modèle

A quoi ressemble un 'Ampli-Op' ?





Le cœur de l'amplificateur opérationnel



TLV2322: LinCMOS Low-Voltage Low-Power Operational Amplifier

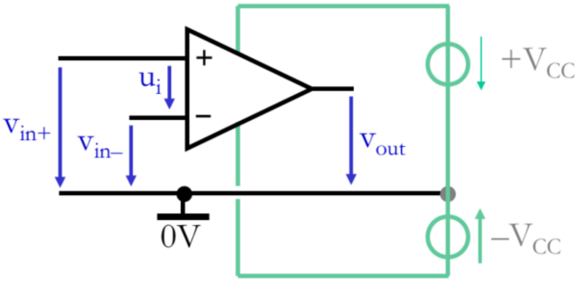
Un amplificateur opérationnel comporte relativement peu de transistors comparé à un circuit numérique qui en compte des centaines de milliers, voire millions (et milliards pour les microprocesseurs).

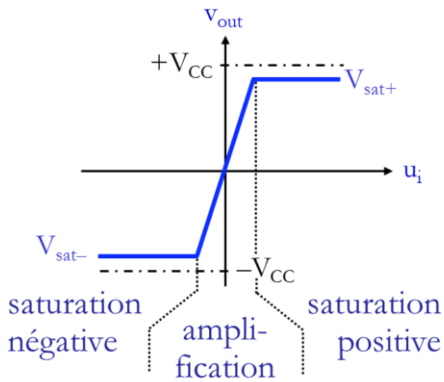
C'est l'agencement de ces transistors qui fait la richesse de ce genre de circuit purement analogique.

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL : LE DISPOSITIF

L'amplificateur opérationnel est un dispositif électronique à **deux entrées et une sortie**. Le potentiel de sortie est l'image **très amplifiée** de la **différence de potentiel** des deux entrées.

Il est généralement alimenté par deux sources de tensions **qui ne sont pas représentées**.





$$\mathbf{v_{out} = A \cdot (v_{in+} - v_{in-}) = A \cdot u_i}$$

avec $A_{typ} > 10^5$

L'amplificateur opérationnel est un composant de base très important, utilisé dans de nombreux montages électroniques analogiques.

Il permet de réaliser de façon relativement simple des fonctions linéaires et non-linéaires.

L'amplificateur opérationnel est réalisé à l'aide de quelques dizaines de transistors et éléments passifs.

L'amplificateur opérationnel sera traité ici comme une boîte noire dont on connaît les caractéristiques globales.

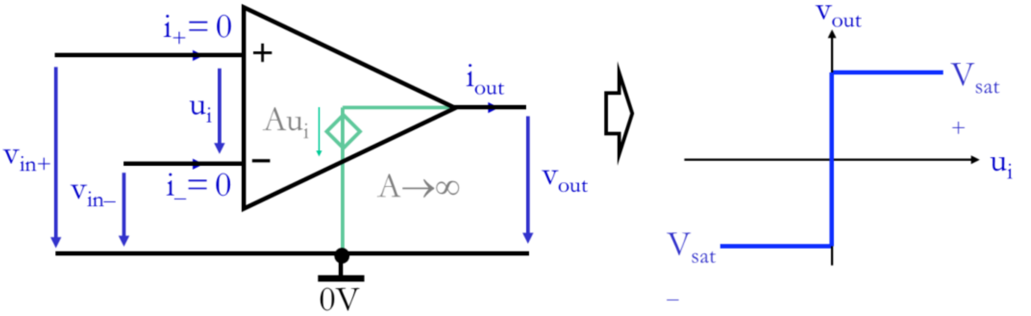
Amplificateur Opérationnel : le modèle idéal

Le modèle idéal de l'amplificateur opérationnel est :

- un **gain 'infini'** (dans la zone linéaire: $V_{sat-} < v_{out} < V_{sat+}$)
- des **courants d'entrée nuls.**
- une **résistance de sortie nulle**: v_{out} **est indépendant de** i_{out}

(possibilité de cascader plusieurs circuits sans interaction du suivant sur le précédent)

(la source de tension commandée Au_i est 'symbolique')



Les performances des amplificateurs opérationnels sont proches de la définition de l'amplificateur opérationnel idéal.

On étudiera les différentes applications sur la base de ce modèle idéal.

La sortie de l'ampli-op impose un potentiel qui peut-être positif ou négatif (suivant que l'alimentation soit entre 0 et 10V, ou bien 'symétrique' entre -10 V et +10V, par exemple)

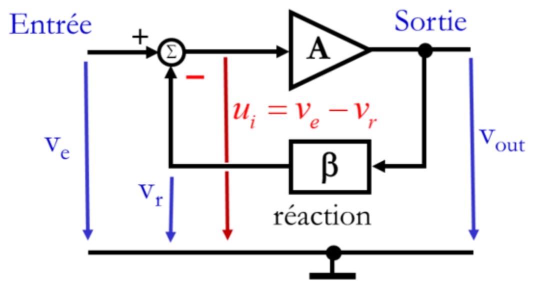
Ce potentiel de sortie est supposé indépendant du courant (**le courant peut être sortant ou entrant**) à cette borne.

La source fictive de tension v_{out}, incluse dans l'ampli-op, modélise l'effet des composants internes, **alimentés par une ou deux sources qui, en général, ne sont pas représentées.**

AO EN RÉACTION NÉGATIVE

La réaction négative - Principe

Le principe général de réaction négative consiste à ramener vers l'entrée une image du signal de sortie que l'on soustrait au signal initial.



$$\left.\begin{aligned} u_i &= +v_e - v_r \\ v_r &= \beta \cdot v_{out} \\ v_{out} &= A \cdot u_i \end{aligned}\right\} \quad \boxed{v_{out} = v_e \frac{A}{1+A\beta}}$$

$$\boxed{\textit{Si } A = \infty \quad \begin{cases} v_{out} = \dfrac{v_e}{\beta} \\ u_i = \dfrac{v_{out}}{A} \rightarrow 0 \end{cases}}$$

En réaction négative, un amplificateur qui a un **très grand gain va donc :**

- ajuster automatiquement sa sortie de façon à **égaliser le potentiel d'entrée v_e avec le potentiel de la réaction v_r ($u_i \sim 0$)**
- adopter un comportement qui **ne dépend plus que de la réaction β**

La réaction négative est le principe général qui est à la base de tous les asservissements. Dans ce cas symbolique v_e serait appelé la consigne, v_{out} la grandeur réglée ou de sortie, v_r la mesure et u_i l'erreur. L'asservissement essayer de minimiser l'erreur entre la sortie et une consigne.

Dans le cas d'un gain infini, cette erreur devient nulle, une propriété qui sera mise en avant par la suite.

La réaction négative - Principe

Avantages de la réaction négative

Même si l'amplificateur n'est pas idéal, tant que la condition $A \cdot \beta >> 1$ est vérifiée, l**e comportement du circuit ne dépend plus que des éléments de réaction:**

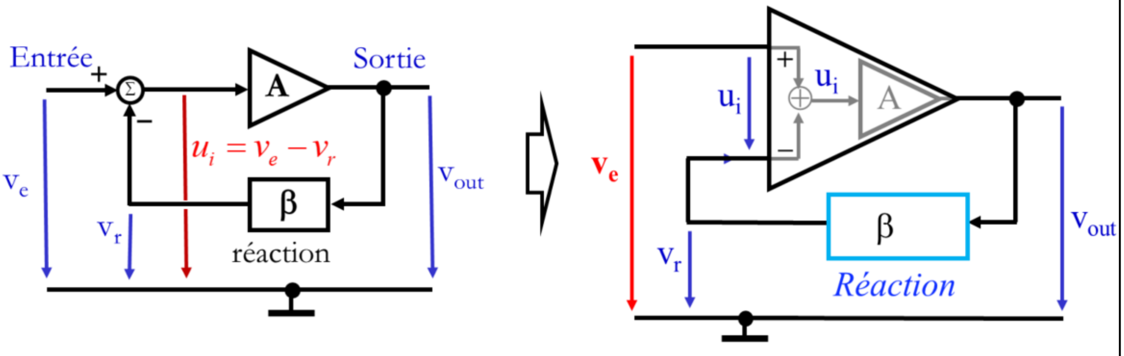
$$\Rightarrow v_{out} = \frac{v_e}{\beta}$$

Avantages:

- Atténuation des défauts propres de l'amplificateur réel.
- Précision de la caractéristique de transfert due au gain β.
- Grande souplesse de conception.

L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

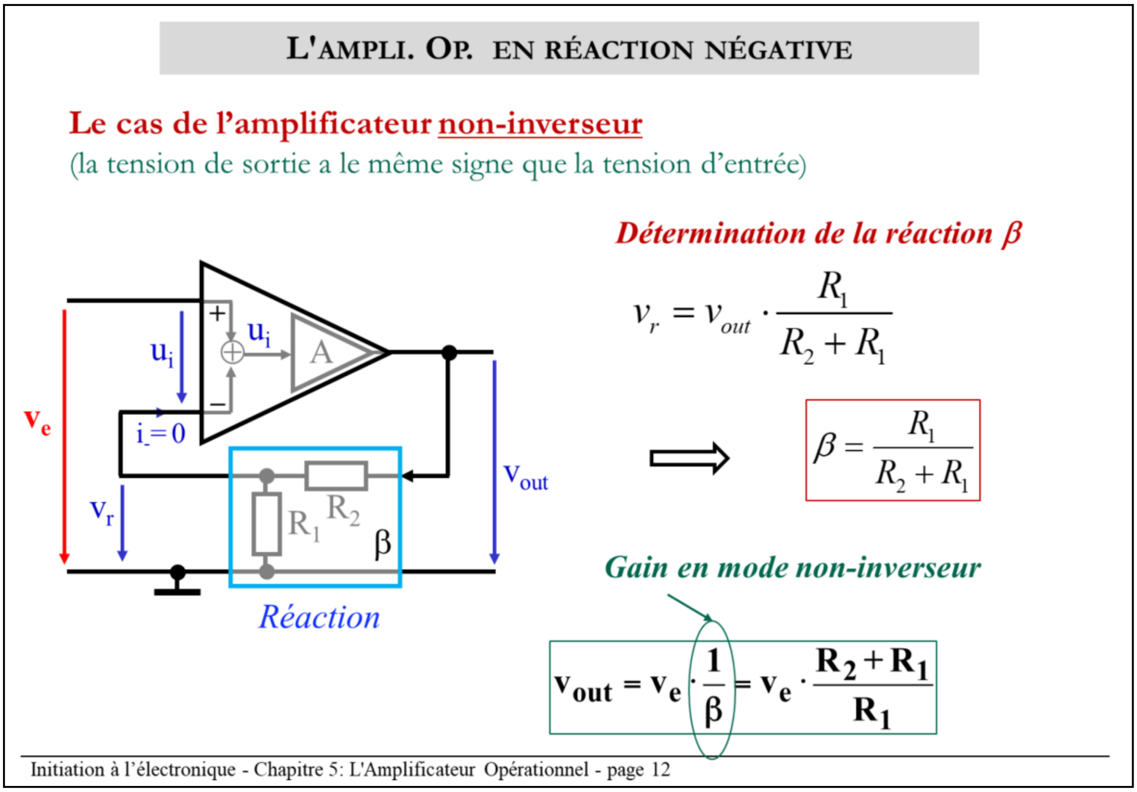
L'amplificateur opérationnel effectue cette fonction $u_i = v_e - v_r$



De plus. son gain très élevé permet de réaliser

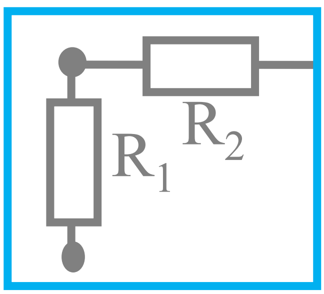
$$\begin{cases} v_{out} = \dfrac{v_e}{\beta} \\ u_i \cong 0 \end{cases}$$

Cette operation conceptuelle peut être réalisée avec les amplificateurs opérationnel étant donné qu'ils effectuent cette operation de 'soustraction' entre l'entrée '+' et l'entrée '-', et qu'ils présentent un gain A très élevé.

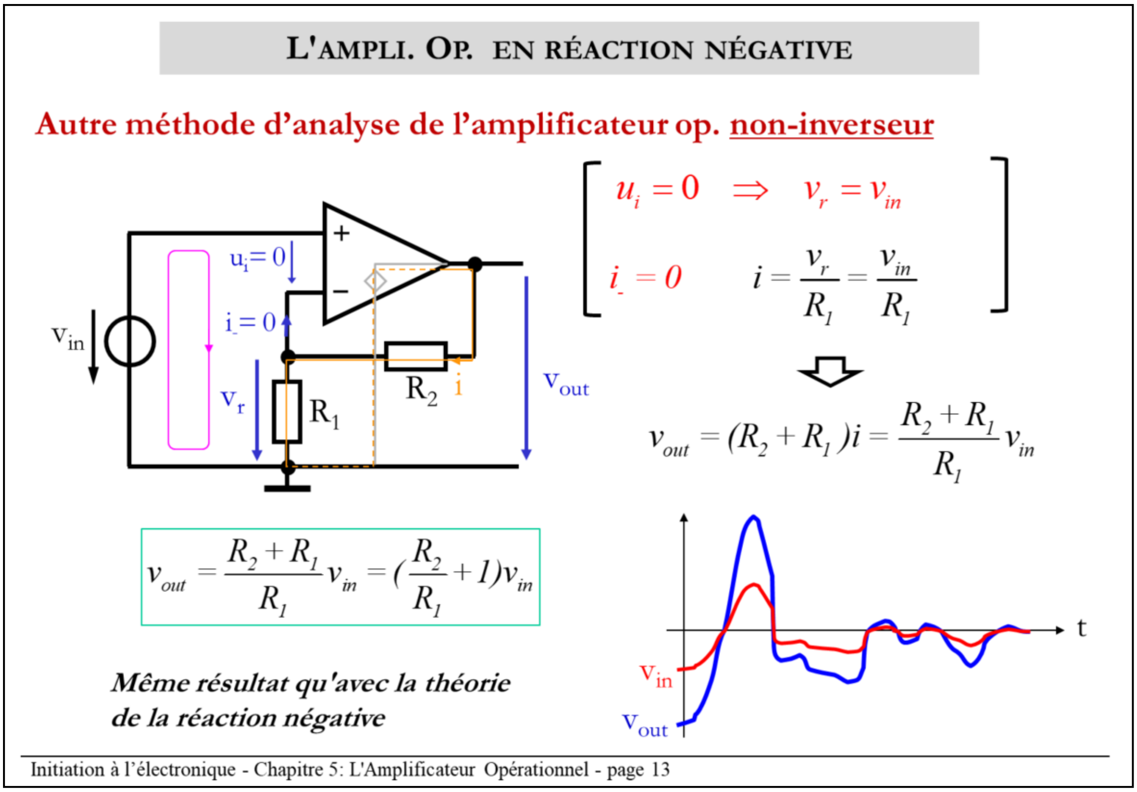


Dans ce cas précis, le bloc de réaction est constitué d'un diviseur de tension résistif. Comme i_- est nul, on peut ignorer la connexion vers l'ampli-op.

La partie encadrée se résume alors à:



Il s'agit d'un simple diviseur résistif.



D'une façon générale, on suppose que l'Ampli. Op. est idéal:

Le gain intrinsèque A est infini et les courants i_+ et i_- sont nuls.

-On regarde d'abord s'il est en réaction négative. Si c'est le cas, on sait à priori que u_i est nul.

-L'équation de la maille d'entrée: $u_i + v_r - v_{in} = 0 \quad \Rightarrow \quad v_r = v_{in}$

-Comme $i_- = 0$, le même courant traverse R_1 et R_2 : $i = v_r/R_1 = v_{out} / (R_1+R_2)$

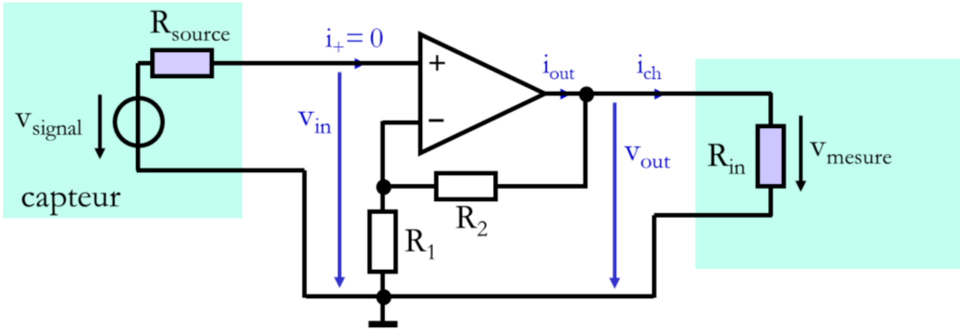
En combinant ces relations on en déduit: $v_{out} = v_{in} \cdot (R_1+R_2) / R_1$

Le rapport $v_{out} / v_{in} = (R_1+R_2) / R_1$ est le gain du montage, il est toujours positif et supérieur à 1.

Le terme non-inverseur vient du fait que v_{out} et v_{in} sont de même signe.

Ne pas oublier que l'ampli op a deux connections non représentées vers les alimentations, elles mêmes reliées à la masse 0V. C'est par elles que le courant de sortie est généré. Ceci peut aussi être symbolisé par une source fictive de tension v_{out} incluse dans l'ampli op.

L'AMPLI. OP. NON-INVERSEUR : EXEMPLE 1



$i_+ = 0$ => $\mathbf{v_{in} = v_{signal}}$, indépendante de R_{source}

$v_{out} = v_{in} \cdot (R_2 + R_1)/R_1$, indépendante de i_{out}

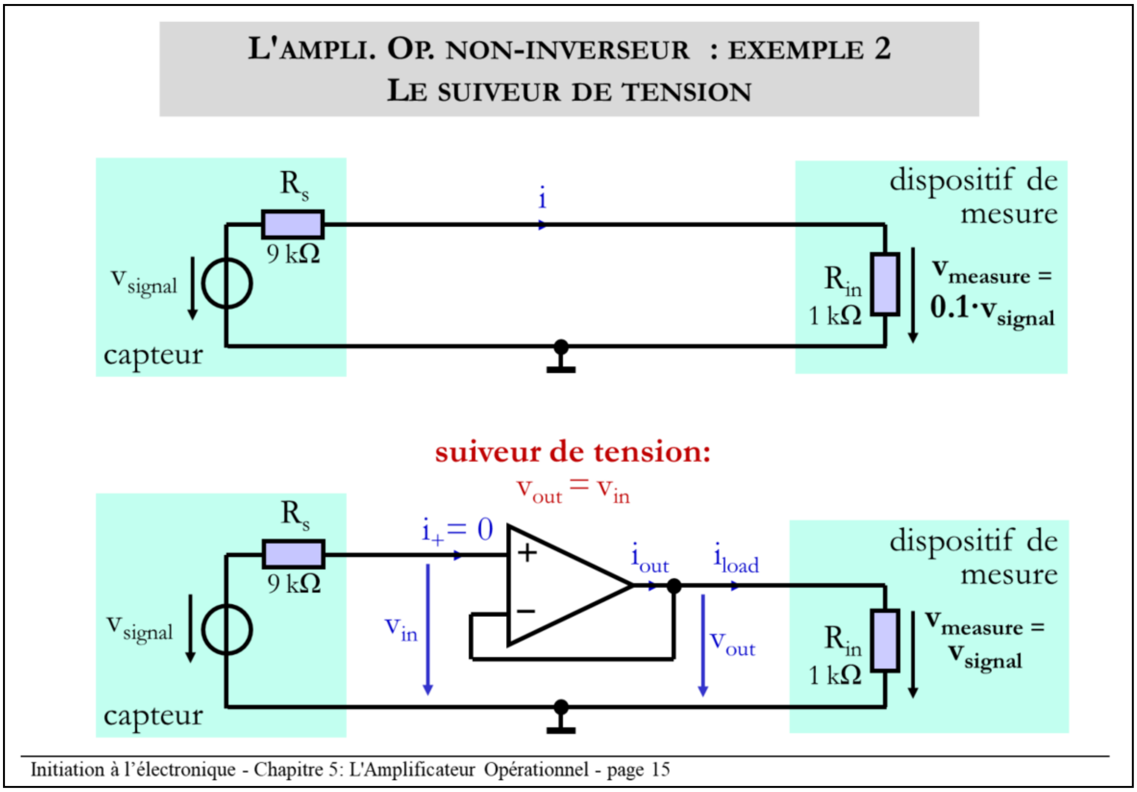
$v_{mesuré} = v_{out}$ indépendant de R_{in}

$$\boxed{v_{mesure} = v_{signal}\left[\frac{R_2}{R_1} + 1\right] \qquad \forall\ R_{source}\ et\ R_{in}}$$

L'application la plus classique de l'ampli non-inverseur est d'amplifier un signal trop faible pour être utilisé tel quel .

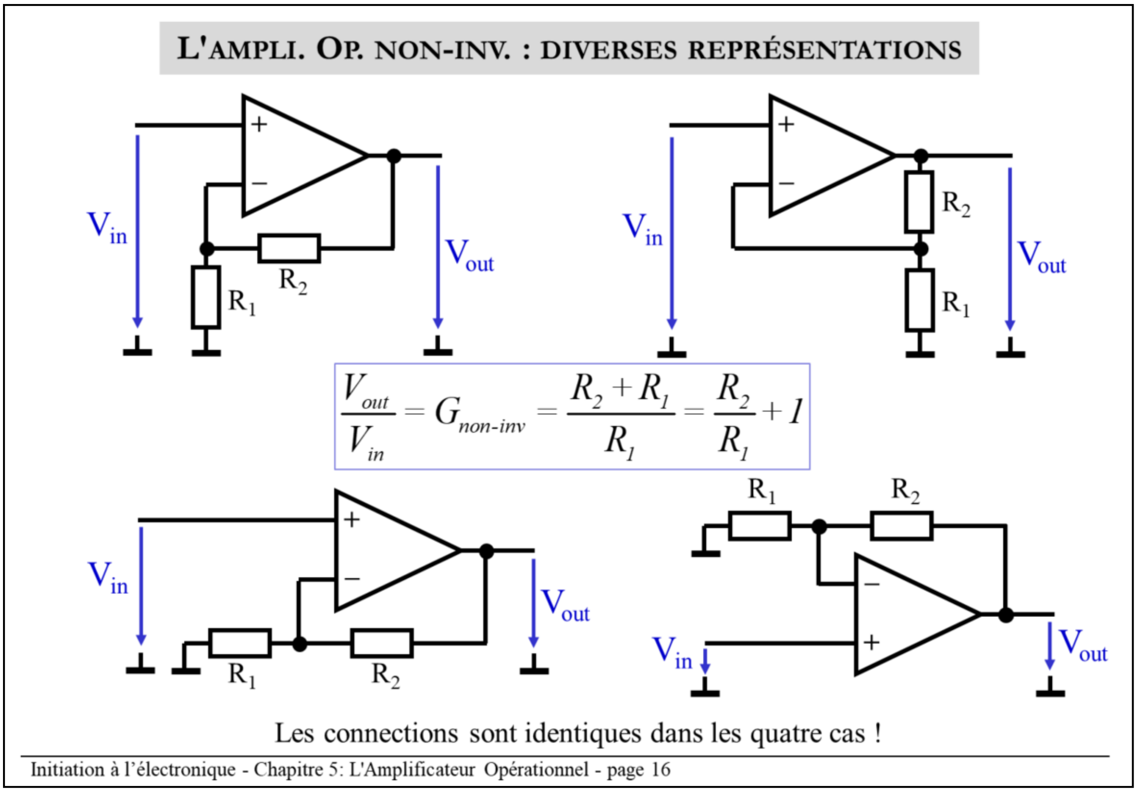
Avantages supplémentaires: la résistance de la source est sans effet, car elle est traversée par un courant i_+ nul.

De plus, la résistance de charge, qui serait la résistance d'entrée pour un étage connecté à la suite, est également sans effet car la sortie se comporte comme une source de tension idéale (v_{out} indépendant de i_{out}).



Cas particulier de l'ampli-op non-inverseur avec $R_2 = 0$ et $R_1 = \infty$: Gain = +1

Ce circuit est utile car il n'utilise aucun courant provenant de la source du signal, donc aucune chute de potentiel à travers R_S, ce qui implique $v_{in} = v_{signal}$. De plus, on a $v_{out} = v_1$ quelque soit le courant dans la charge.



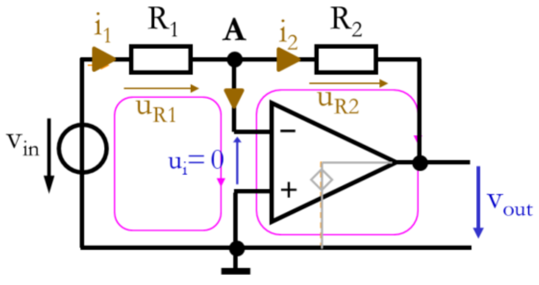
Les éléments peuvent être disposés graphiquement de diverses manières, mais les connections sont identiques dans tous les cas.

Les connexions des éléments au potentiel de référence 0V du circuit, appelé "masse", ne sont souvent pas dessinées, mais représentées par des symboles.

L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

Cas de l'amplificateur Inverseur

(la tension de sortie a un signe opposé à la tension d'entrée)



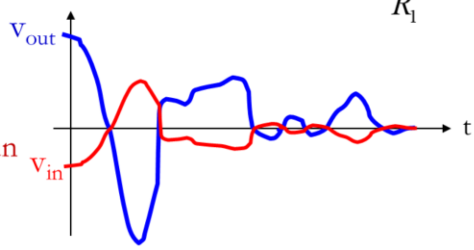
$$u_i = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{R1} = v_{in} \quad \Rightarrow \quad i_1 = \frac{v_{in}}{R_1}$$

$$i\_ = 0 \quad \Rightarrow \quad i_2 = i_1 = \frac{v_{in}}{R_1}$$

$$u_{R2} = R_2 \cdot i_2 = R_2 \cdot i_1 = R_2 \cdot v_{in} / R_1$$

$$u_i = 0 \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -u_{R2} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{in}$$

$$\boxed{v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{in}} \qquad R_{in} = \frac{v_{in}}{i_1} = R_1$$



Le noeud A est à un potentiel nul, mais aucun courant ne circule de ce point vers la masse, d'où son appellation de **masse fictive**.

Méthode d'analyse.

On suppose que l'Ampli-op est idéal, et donc que A est infini et que les courants i+ et i– sont nuls.

On analyse s'il est en réaction négative.

Si c'est le cas, on peut poser que u_i est nul.

-L'équation de la maille d'entrée 1:

$u_{R1} - u_i - v_{in} = 0 \quad => \quad u_{R1} = v_{in} => \quad i_1 = u_{R1}/R_1 = v_{in}/R_1$

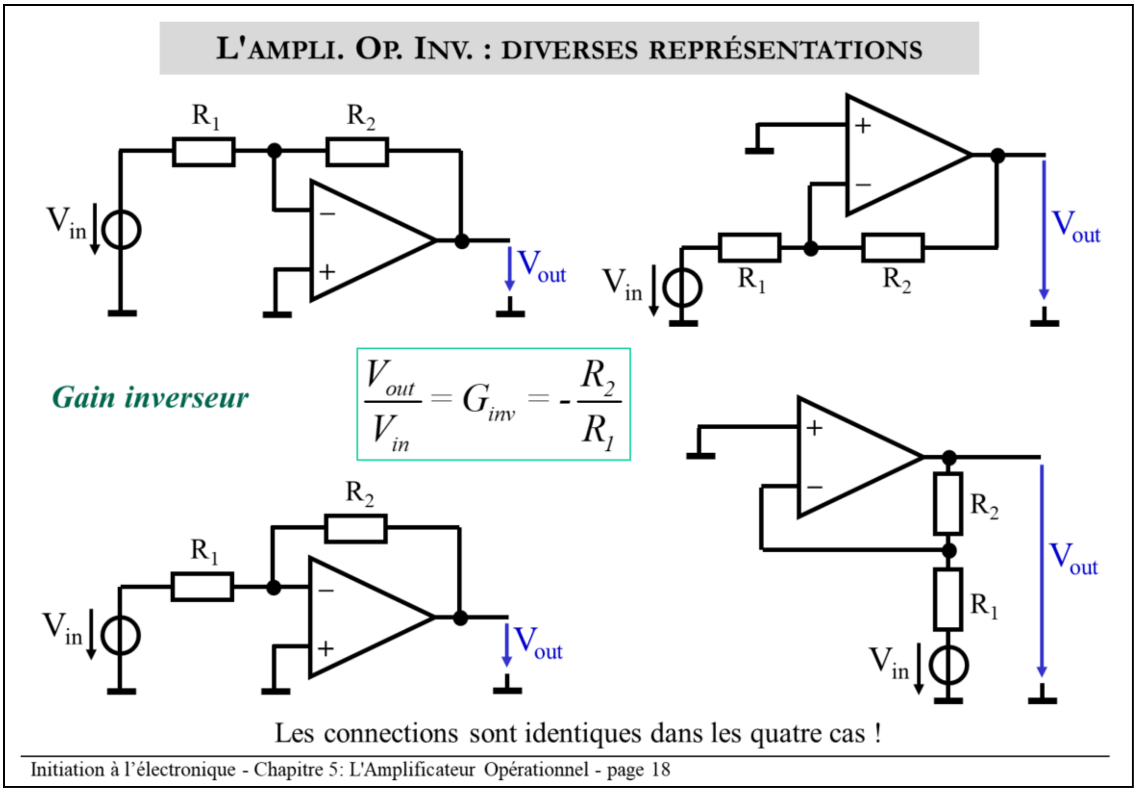
-Etant donné que $i_- = 0$, $i_1 = i_2$

-L'équation de la maille de sortie 2:

$u_{R2} + v_{out} + u_i = 0 \quad => \quad v_{out} = -u_{R2} = -i_2 R_2 = -v_{in} \cdot R_2/R_1$

Le rapport $v_{out}/v_{in} = -R_2/R_1$ est le gain du montage, il est toujours négatif.

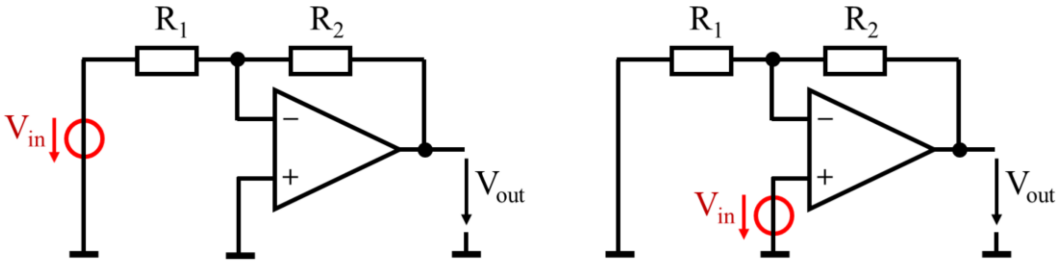
Le terme inverseur vient du fait que v_{out} et v_{in} sont toujours de signe opposé.



Les éléments peuvent être disposés graphiquement de diverses manières, mais les connections sont identiques dans tous les cas.

Les connexions des éléments au potentiel de référence 0V du circuit, appelé "masse« sont représentées par des symboles.

AMPLIFICATEUR INVERSEUR ET NON-INVERSEUR, COMPARAISON



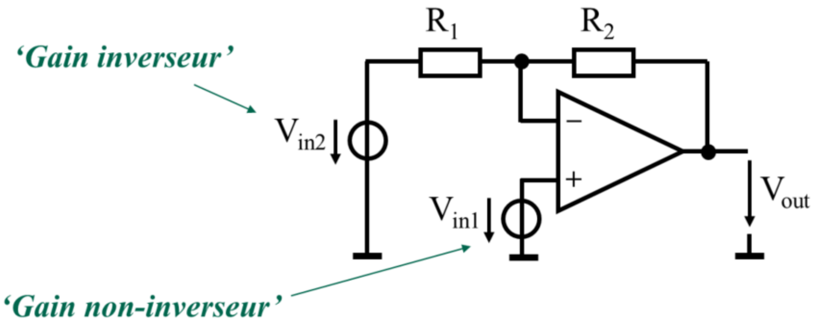
$$G_{inv} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$G_{non\text{-}inv} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = +\frac{R_2 + R_1}{R_1} = +\frac{R_2}{R_1} + 1$$

Les éléments de réaction sont disposés de la même façon dans les deux montages. Ce sont eux qui déterminent le gain.

C'est l'emplacement de la source du signal à amplifier qui détermine s'il est inversé (gain négatif) ou non-inversé (gain positif).

AMPLIFICATEUR À AMPLI OP: CAS GÉNÉRAL



$$V_{out} = G_{non-inv}\, V_{in1} + G_{inv}\, V_{in2}$$

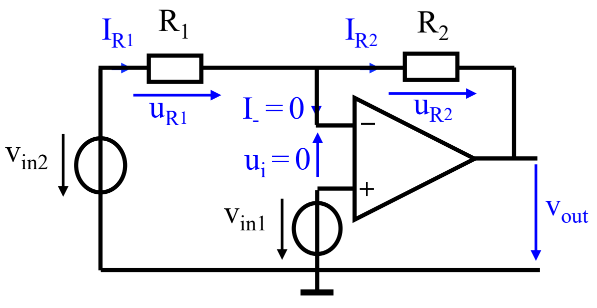
$$\boxed{V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in1} - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) V_{in2}}$$

Le cas général peut facilement être étudié comme la superposition d'un amplificateur non-inverseur et d'un amplificateur inverseur.

Ou par la méthode générale:

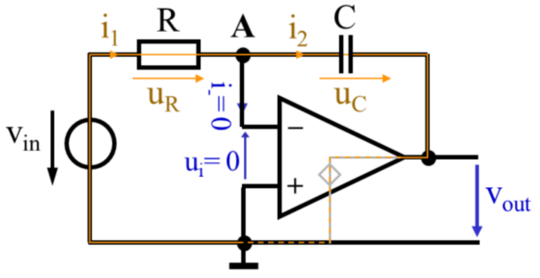
- L'AO est en réaction négative par R_2, on sait à priori que u_i est nulle.
- L'équation de la maille d'entrée :
  $u_{R1} - u_i + v_{in1} - v_{in2} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{R1} = v_{in2} - v_{in1} \quad \Rightarrow$
  $i_{R1} = (v_{in2} - v_{in1})/R_1$
- Comme $i\_ = 0$, $i_{R2} = i_{R1} = (v_{in2} - v_{in1})/R_1$

- L'équation de la maille de sortie :
  $u_{R2} + v_{out} - v_{in1} + u_i = 0$
  $\Rightarrow \quad v_{out} = v_{in1} - u_{R2} = v_{in1} - i_2 R_2 = v_{in1} - (v_{in2} - v_{in1}) \cdot R_2/R_1$
  $v_{out} = v_{in1} \cdot (1 + R_2/R_1) - v_{in2} \cdot R_2/R_1$



L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION NÉGATIVE

Intégrateur inverseur



$$u_i = 0 \Rightarrow u_R = v_{in} \Rightarrow i_1 = \frac{v_{in}}{R}$$

$$i\_ = 0 \Rightarrow i_2 = i_1 = \frac{v_{in}}{R}$$

$$u_C = u_C(0) + \frac{1}{C}\int i_2 dt$$

$$= u_C(0) + \frac{1}{RC}\int v_{in}\, dt$$

$$u_i = 0 \Rightarrow v_{out} = -u_C$$

$$\boxed{V_{out} = V_{out}(0) - \frac{1}{RC}\int V_{in}\, dt}$$

'inverseur'

En régime sinus $\quad H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_C}{Z_R} = -\frac{1}{j\omega RC}$

- L'équation de la maille d'entrée:

  $u_R - u_i - v_{in} = 0 \quad => \quad u_R = v_{in} \quad => \quad i_1 = v_{in}/R_1$

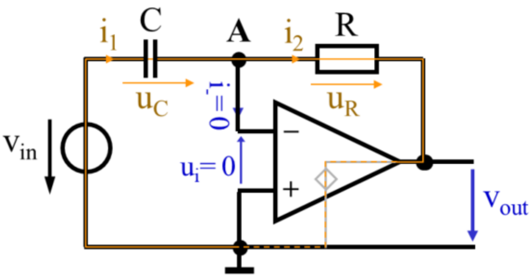
- Comme $i\_ = 0$, $i_1 = i_2$

- L'équation de la maille de sortie:

  $u_C + v_{out} + u_i = 0 \quad => \quad v_{out} = -u_C = -u_C(0) - 1/C \int i_2 dt = v_{out}(0) - 1/RC \int v_{in} dt$

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION NÉGATIVE

Dérivateur inverseur



$$u_i = 0 \quad \Rightarrow \quad u_C = v_{in} \quad \Rightarrow \quad i_1 = C\frac{dv_{in}}{dt}$$

$$i_- = 0 \quad \Rightarrow \quad i_2 = i_1 = C\frac{dv_{in}}{dt}$$

$$u_R = R \cdot i_2 = RC\frac{dv_{in}}{dt}$$

$$u_i = 0 \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -u_R = -RC\frac{dv_{in}}{dt}$$

$$\boxed{V_{out} = -RC\frac{dV_{in}}{dt}}$$

'inverseur'

En régime sinus $$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_R}{Z_C} = -j\omega RC$$

- L'équation de la maille d'entrée:

  $u_C - u_i - v_{in} = 0$ => $u_C = v_{in}$ => $i_1 = C\, dv_{in}/dt$

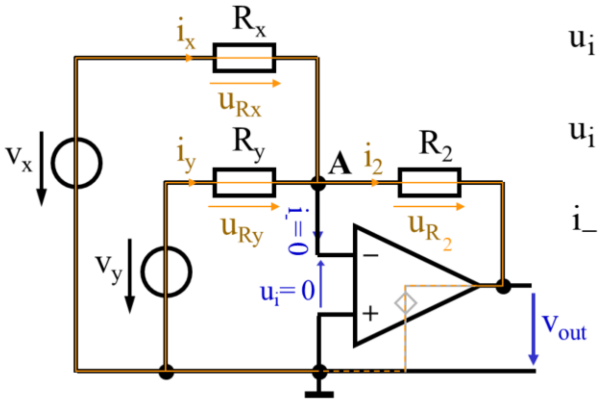
- Comme $i_- = 0$, $i_1 = i_2$

- L'équation de la maille de sortie:

  $u_R + v_{out} + u_i = 0$ => $v_{out} = -u_R = -Ri_2 = -RC\, dv_{in}/dt$

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION NÉGATIVE

Sommateur inverseur



$$u_i = 0 \;\Rightarrow\; u_{Rx} = v_x \;\Rightarrow\; i_x = \frac{v_x}{R_x}$$

$$u_i = 0 \;\Rightarrow\; u_{Ry} = v_y \;\Rightarrow\; i_y = \frac{v_y}{R_y}$$

$$i_- = 0 \;\Rightarrow\; i_2 = i_x + i_y = \frac{v_x}{R_x} + \frac{v_y}{R_y}$$

$$u_{R2} = R_2 \cdot i_2 = R_2 \cdot \left(\frac{v_x}{R_x} + \frac{v_y}{R_y}\right)$$

$$u_i = 0 \;\Rightarrow\; v_{out} = -u_{R2}$$

$$\boxed{\mathbf{v_{out}} = -\frac{\mathbf{R_2}}{\mathbf{R_x}} \cdot \mathbf{v_x} - \frac{\mathbf{R_2}}{\mathbf{R_y}} \cdot \mathbf{v_y}}$$

Somme pondérée (extensible à n termes).
Chaque coefficient de pondération est indépendant et ajustable par une résistance en entrée.

- L'équation des mailles d'entrée:

$u_{Rx} - u_i - v_x = 0 \quad => \quad u_{Rx} = v_x \quad => \quad i_x = v_x / R_x$

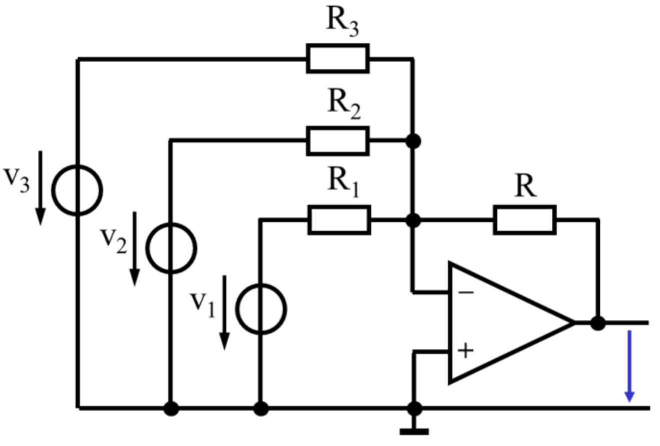
$u_{Ry} - u_i - v_y = 0 \quad => \quad u_{Ry} = v_y \quad => \quad i_y = v_y / R_y$

- Comme $i_- = 0$, $i_2 = i_x + i_y$

- L'équation de la maille de sortie:

$u_{R2} + v_{out} + u_i = 0 \quad => \quad v_{out} = -u_{R2} = -i_2 R_2 = -v_x \cdot R_2 / R_x - v_y \cdot R_2 / R_y$

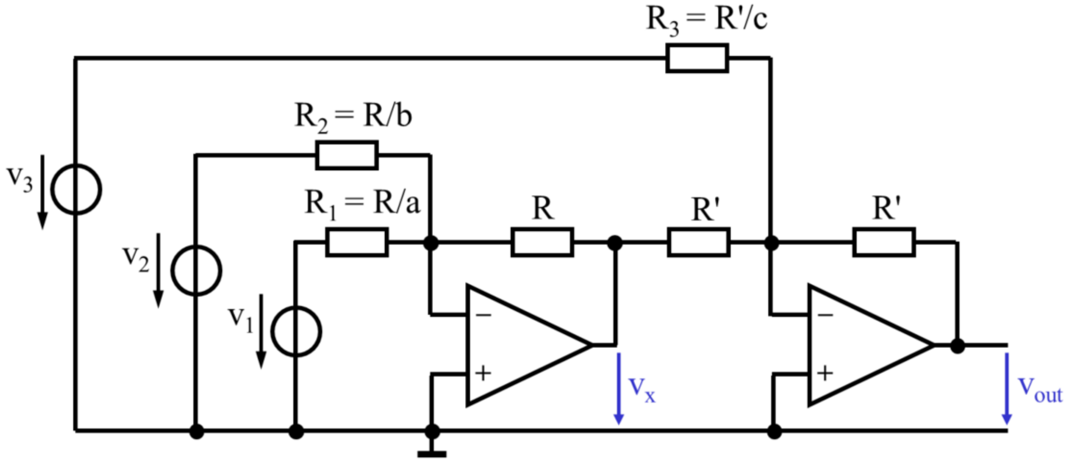
Sommateur inverseur, exemple 1



$R_1 = 10\ \mathrm{k\Omega}$
$R_2 = 33\ \mathrm{k\Omega}$
$R_3 = 1\ \mathrm{k\Omega}$
$R = 10\ \mathrm{k\Omega}$

$$\boxed{v_{out} = -v_1 - 0.3 \cdot v_2 - 10 \cdot v_3}$$

Sommateur inverseur, exemple 2



‘inverseur’ ‘inverseur’

$v_x = -\,a \cdot v_1 - b \cdot v_2$ $v_{out} = -\,v_x - c \cdot v_3$

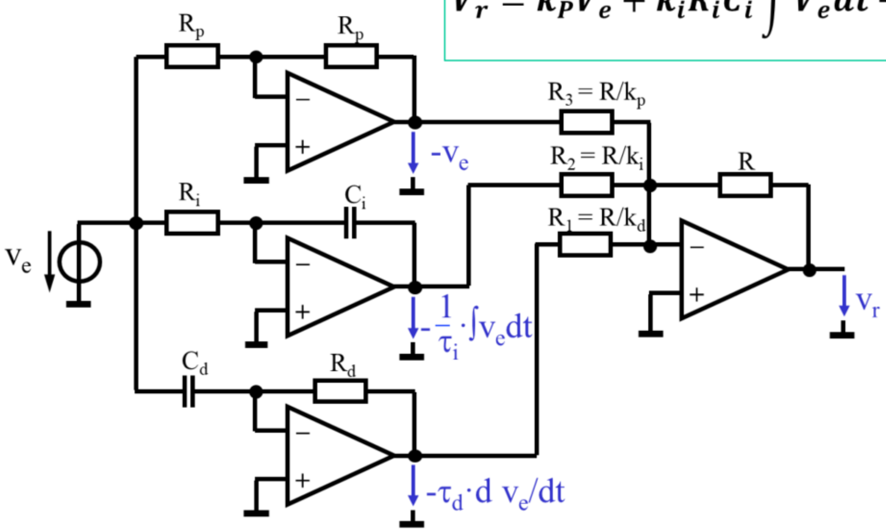
$$\boxed{\mathbf{v_{out} = a \cdot v_1 + b \cdot v_2 - c \cdot v_3}}$$

Avec deux amplificateurs opérationnels et des résistances, on peut réaliser une somme pondérée de ***n*** tensions avec des facteurs de pondération arbitraires, positifs ou négatifs, indépendants les uns des autres.

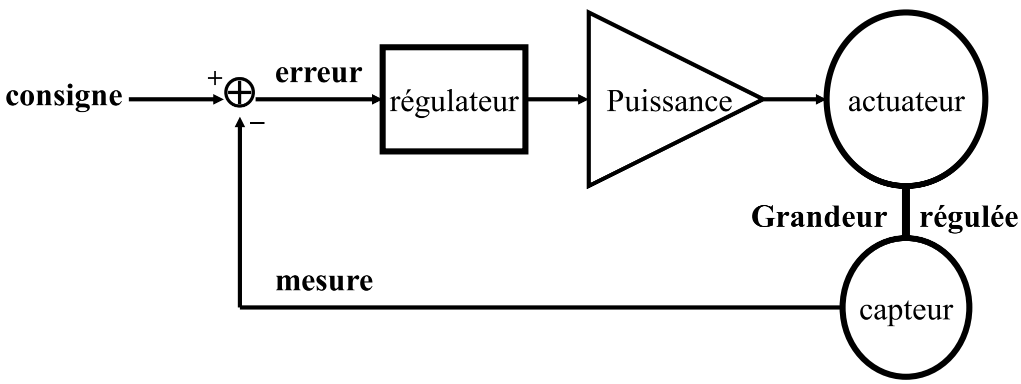
Sommateur inverseur, exemple 3

Régulateur Proportionnel, Intégrateur, Différentiel

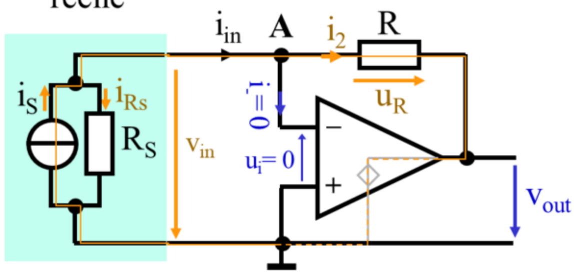
$$V_r = k_P V_e + k_i R_i C_i \int V_e dt + k_d \frac{1}{R_D C_D} \frac{dV_e}{dt}$$



Asservissement analogique classique:



CONVERSION COURANT-TENSION PHOTODIODE



$i_- = 0 \Rightarrow i_2 = i_{in}$

$u_R = R \cdot i_2 = R \cdot i_{in}$

$\boldsymbol{V_{out} = -U_R = -R\, i_{in}}$

$u_i = 0 \Rightarrow v_{in} = -u_i = 0$

$v_{in} = 0 \Rightarrow i_{Rs} = \dfrac{v_{in}}{R_S} = 0$

$i_{Rs} = 0 \Rightarrow i_{in} = i_S$

$\boxed{V_{out} = -R\, i_S}$

La lecture du courant est une tension en sortie

Cette tension est indépendante de la résistance interne R_S de la source

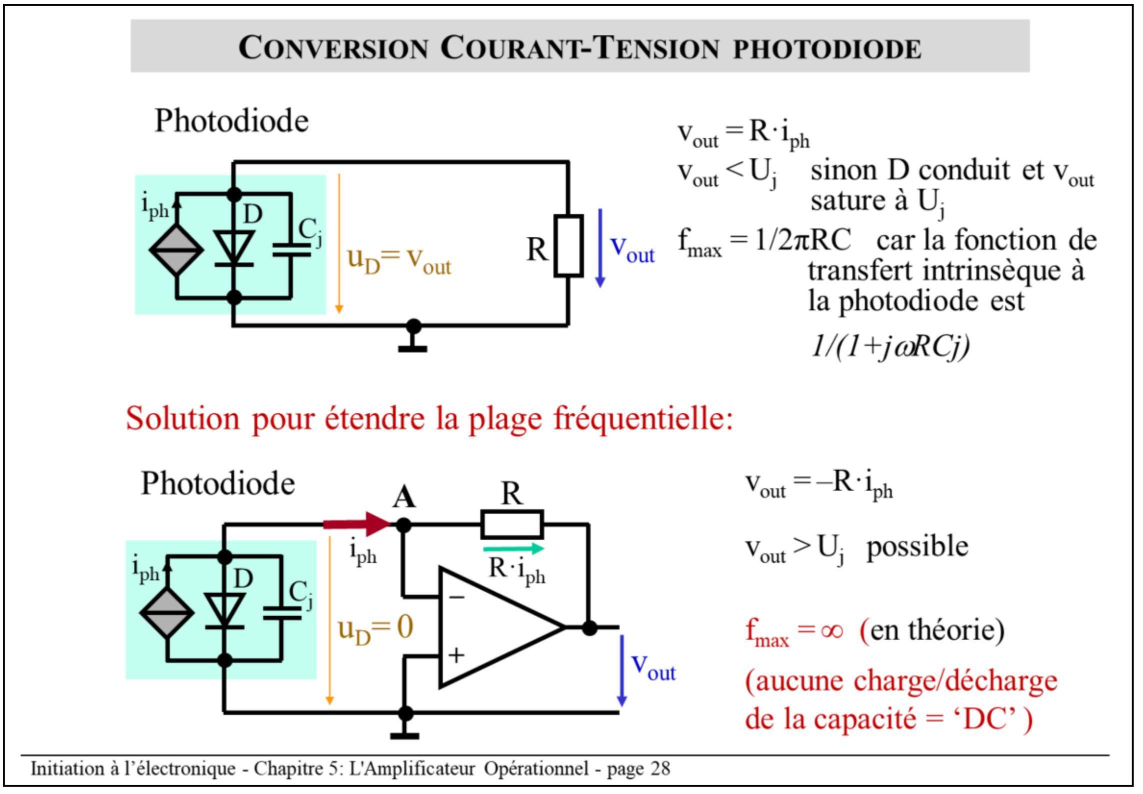
- On sait que u_i sera nulle.

En toute généralité, ce circuit à base d'AO effectue une transformation Courant-Tension.

- Etant donné que $i_- = 0$, on a $i_2 = i_{in}$
- L'équation de la maille de sortie :

$u_R + v_{out} + u_i = 0 \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -u_R = -i_2 R = -i_{in} \cdot R$

L'intérêt de ce montage est que sa tension d'entrée, et donc aussi sa résistance équivalente d'entrée, sont nulles. Ceci a pour effet que la résistance interne de la source du signal sera sans effet sur le courant mesuré.



Le circuit équivalent de la photodiode ressemble au cas précédent, mais une diode et une capacité intrinsèque à la jonction pn viennent ajouter des contraintes.

Circuit du haut:

Tant que $v_{out} = u_D < U_j$ le courant dans la diode est nul et i_{ph} passe dans R:

$v_{out} = R \cdot i_{pH}$

Lorsque $v_{out} = u_D = R \cdot i_{pH}$ atteind U_j la diode conduit et limite v_{out} à U_j en absorbant toute augmentation de i_{ph}.

Dans la pratique, la capacité qui existe aux bornes de la photodiode n'est pas gênante si on utilise le composant en régime continu: dans ce cas, la capacité agit comme un circuit ouvert et n'a pas d'influence sur le signal à mesurer.

Par contre, en régime périodique ou transitoire, cette capacité va intervenir.

On adopte alors le circuit avec l'AO.

Circuit du bas:

Comme la réaction négative impose $u_D = 0$, le courant dans la diode sera toujours nul et i_{ph} passera entièrement dans R, d'où:

$v_{out} = R \cdot i_{pH}$

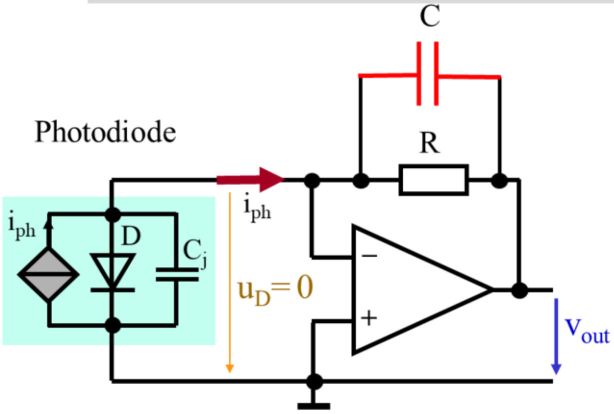
Par contre, en régime sinus il faut tenir compte de l'impédance de la capacité. Dans le cas du circuit du haut, on aura $\underline{V}_{out}/\underline{I}_{ph} = \underline{Z}_{R//C} = R/(1+j\omega RC)$

une réponse de type passe-bas: le signal mesuré dépendra de la fréquence, ce qui affectera la mesure.

Une solution est approtée par le circuit du bas:

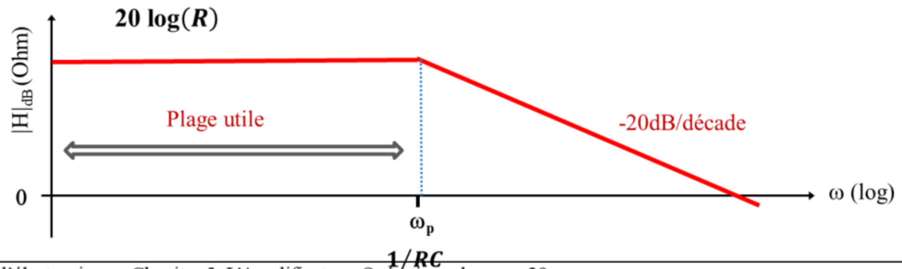
Comme $\underline{U}_D = 0$, le courant dans C sera toujours nul et $\underline{V}_{out}/\underline{I}_{ph} = R$ à toutes les fréquences (en théorie).

FILTRAGE BASSES-FRÉQUENCES



Pour éviter les signaux parasites, et ne laisser passer que les fréquences en dessous d'une valeur limite f_p , on ajoute une capacité C en parallèle avec R.

$$\mathbf{H} = \frac{V_{out}}{i_{ph}} = -\frac{R}{1 + j\omega RC}$$



Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 29

Nous verrons plus loin dans le chapitre des filtres à base d'AO.

Dans la pratique, de la lumière parasite sera également amplifiée, il faudra éliminer par filtrage.

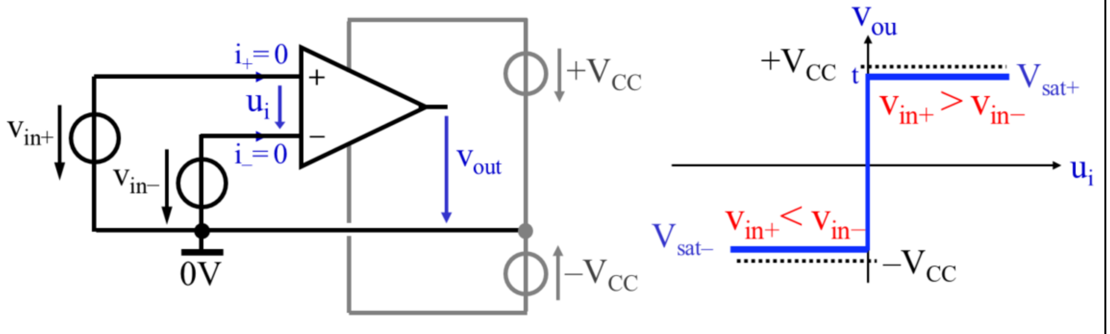
Comme nous allons nous intéresser à des signaux relativement basse fréquence, une solution consiste à n'amplifier que des signaux en dessous d'une fréquence limite, f_c.

C'est ce que permet le simple ajout de la capacité C, nous le verrons pas la suite.

Le Comparateur

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN COMPARATEUR SIMPLE

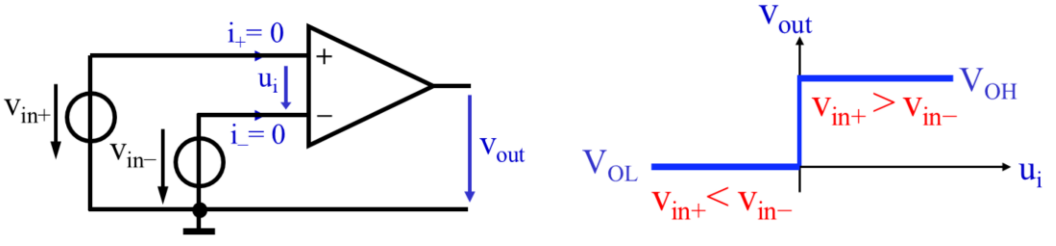
Vu le gain élevé de l'amplificateur opérationnel, en l'absence de réaction négative, sa sortie peut être considérée comme binaire: V_{sat+} ou V_{sat-} , suivant que u_i est positive ou négative, donc que le potentiel de l'entrée + est supérieur ou inférieur à celui de l'entrée − .



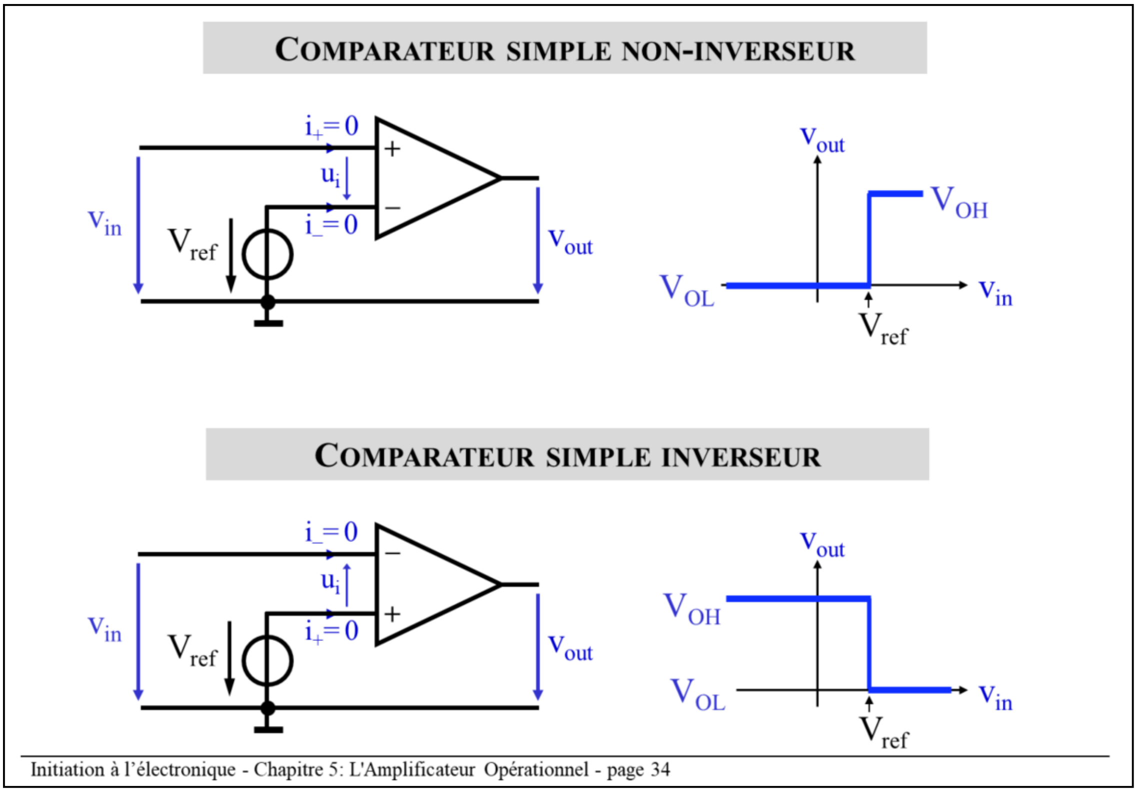
En l'absence de réaction négative, l'amplificateur opérationnel fonctionne en comparateur simple.

LE "COMPARATEUR"

Les "comparateurs" sont des circuits assez semblables à des amplificateurs opérationnels, mais dont les caractéristiques sont optimisées pour la fonction de comparaison. En particulier la sortie d'un comparateur sature à deux valeurs V_{OH} et V_{OL} adaptées à la commande de circuits logiques (par ex. $V_{OH} = +5$ V et $V_{OL} = 0$ V).



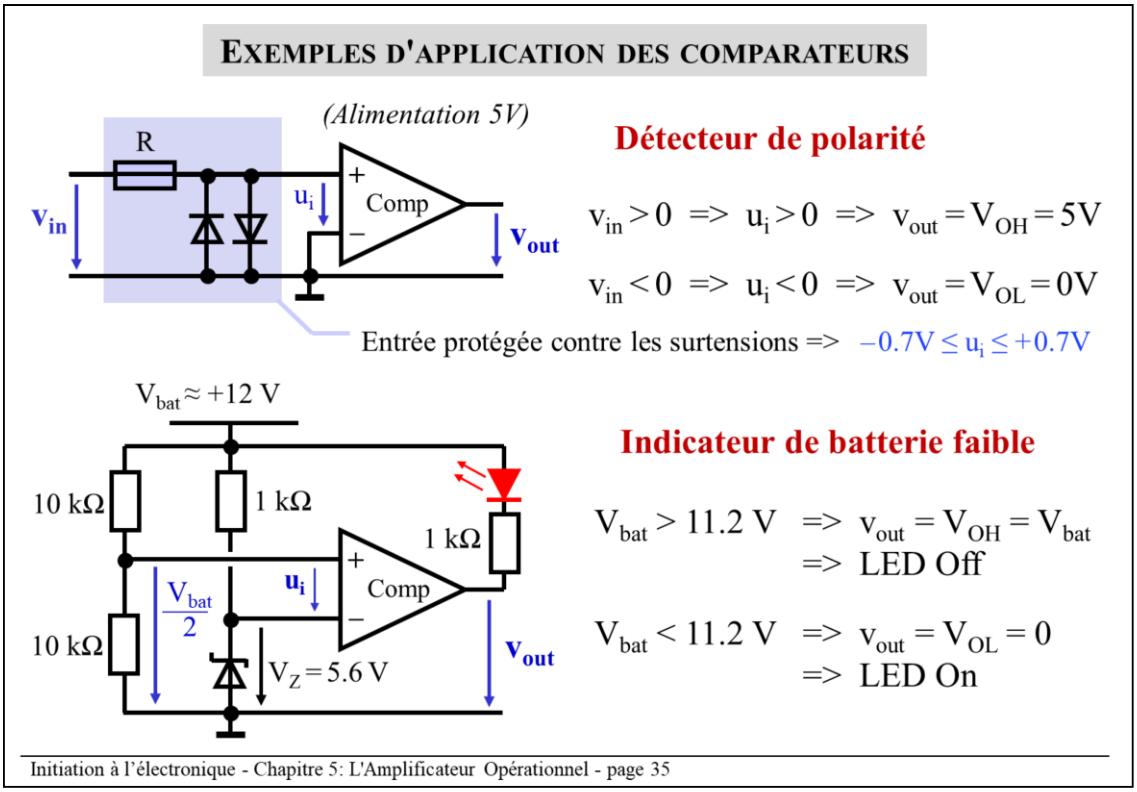
Un amplificateur opérationnel peut parfois remplacer un comparateur, mais un comparateur <u>ne peut pas</u> fonctionner en réaction <u>négative</u> comme un ampli op.



Pour effectuer une comparaison, il est préférable d'utiliser un circuit dédié dit "comparateur« , plutôt qu'un ampli op

L'ampli-op a une 'vitesse limite' de la tension de sortie, appelée Slew Rate:

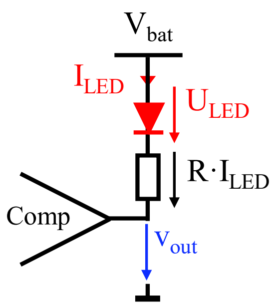
les temps de montée et de descente de la tension de sortie peuvent ne pas être suffisant courts et créer des distorsions.



Le composant "comparateur" utilisé dans ces deux exemples est spécifié avec: $V_{OL} = 0$ V et $V_{OH} = +V_{alim}$.

Le détecteur de polarité est une simple comparaison de la tension d'entrée avec la masse (référence 0V). La résistance et les deux diodes forment un limiteur de tension à $\pm U_j$. La valeur de la résistance dépend du courant qu'il faut faire passer dans la diode pour que sa tension soit proche de 0.7 volts. Cependant, on pourrait utiliser une résistance élevée qui créerait une chute de tension moindre, comme par exemple 0.4 V (on obtiendrait cette tension en utilisant cette fois la loi exponentielle de la diode, voir exercice). Il faut juste s'assurer que le comparateur puisse discerner le signe de la tension à ses entrées.

La tension d'une batterie de voiture peut varier entre environ 14.4 V, quand elle est chargée, et 10 à 11 V, quand elle est presque vide. Le but est d'allumer une LED quand la tension s'approche de la limite inférieure, ceci sans autre source que la batterie elle-même. Il s'agit de comparer une fraction de la tension variable de la batterie avec une référence constante réalisée avec une diode Zener.



$V_{bat} = U_{LED} + R \cdot I_{LED} + v_{out}$

Lorsque $v_{out} = 0$ on a $I_{LED} = (V_{bat} - U_{LED}) / R \approx 10$ mA

La LED est allumée.

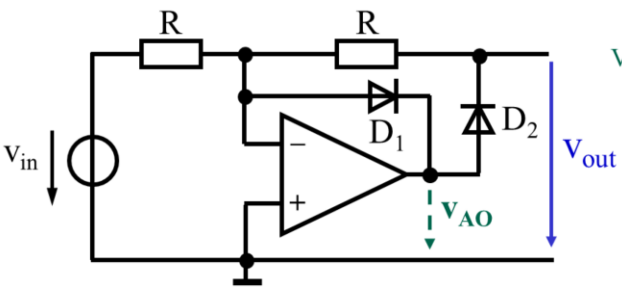
Lorsque $v_{out} = V_{bat}$ on a $I_{LED} = -U_{LED} / R < 0$ impossible.

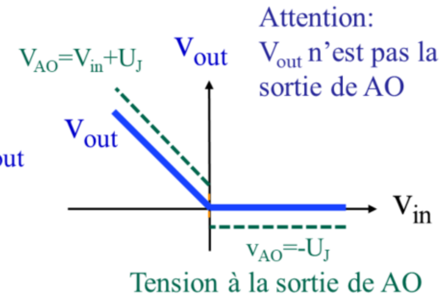
$I_{LED} = 0$, la LED est éteinte

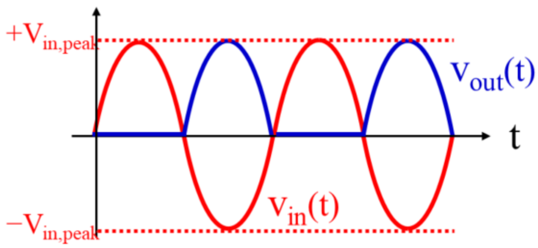
LE REDRESSEUR IDÉAL

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION NÉGATIVE

Circuit non-linéaire: redresseur parfait simple alternance

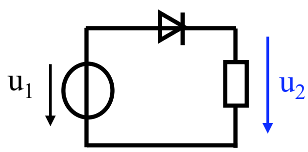






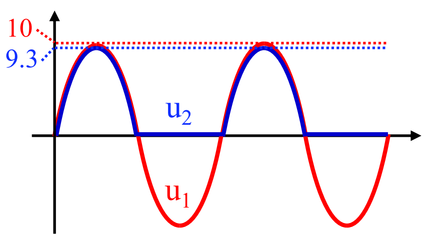
Ce redresseur actif est dit sans seuil car il n'y a pas de perte U_j entre l'entrée et la sortie, contrairement au redresseur simple à diode.

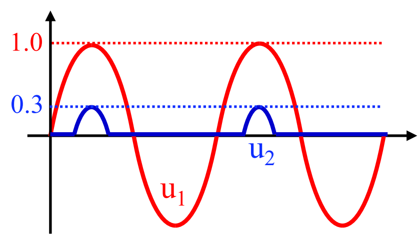
Par comparaison voilà ce que donne le redresseur simple à diode.



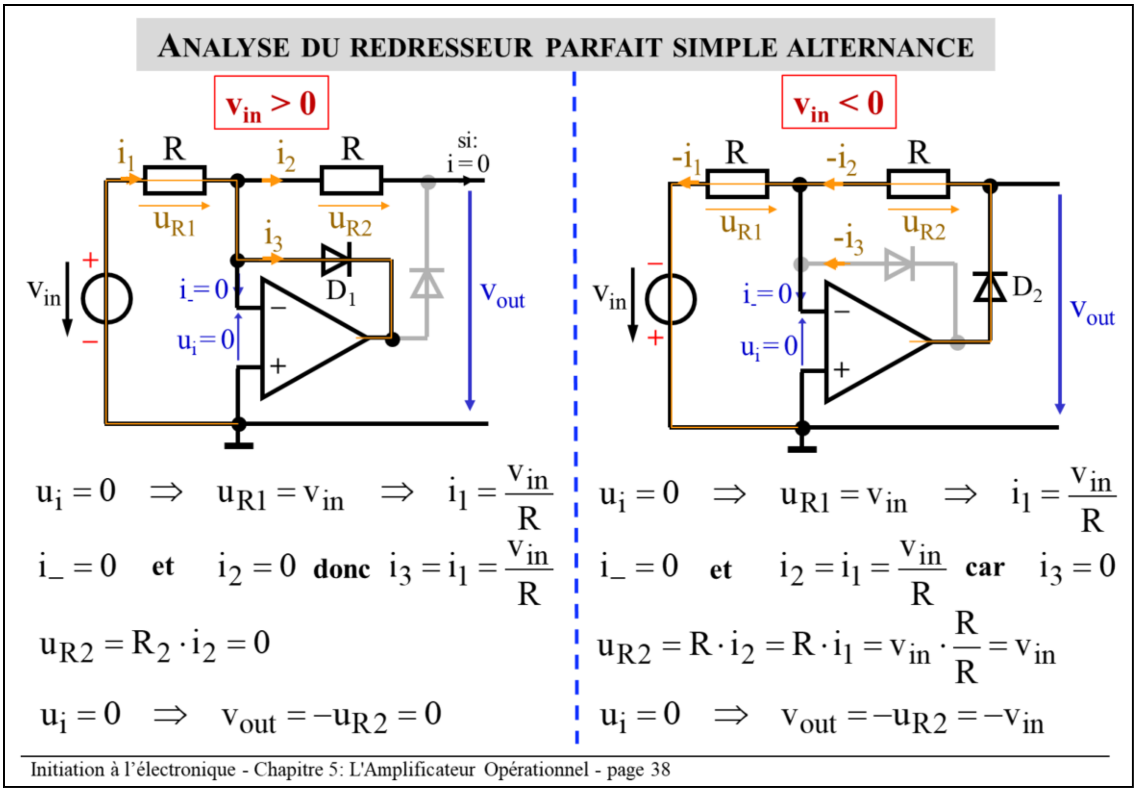
pour une tension $\hat{U}_1 = 10$ V

pour une tension $\hat{U}_1 = 1$ V





Le redresseur simple à diode est inefficace avec un signal inférieur à quelques volts, et ne fonctionne plus avec un signal inférieur à 0.7 V.

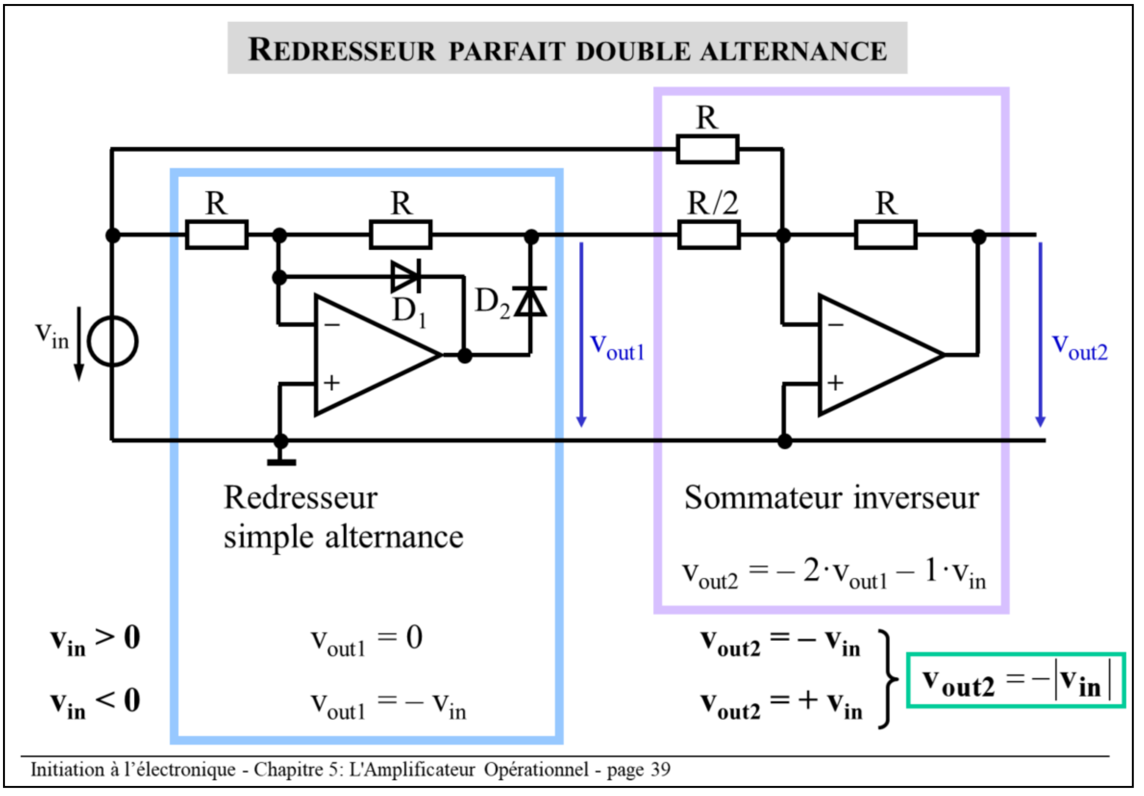


Pour simplifier, l'analyse se fait à sortie ouverte. Les résultats obtenus restent valables pour une charge purement résistive, même si le raisonnement est un peu plus compliqué. *Toutefois, ce circuit se comporte différemment avec une charge capacitive ou inductive ou active (résistance avec une source)*.

L'ampli op est toujours en réaction négative, par D_2 et R lorsque sa sortie est positive, par D_1 lorsque sa sortie est négative. Donc $u_i = 0$.

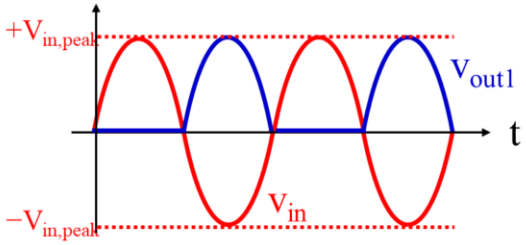
Les flèches indiquent le sens réel du courant.

Les diodes D_1 et D_2 ne peuvent pas conduire simultanément, car cela donnerait une équation de maille $U_j + U_j - R\, i_2 = 0$, et donc i_2 serait positif, ce qui est impossible dans D_2, comme le montre la figure de gauche.

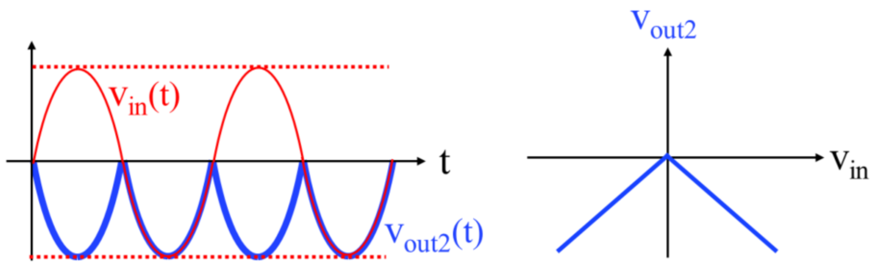


La résistance R/2 constitue la charge purement résistive du redresseur, puisqu'elle est connectée entre la sortie de celui-ci et un point à potentiel nul, qui est la masse fictive du sommateur inverseur.

Redresseur parfait double alternance (suite)



$$v_{out2} = -2 \cdot v_{out1} - 1 \cdot v_{in}$$

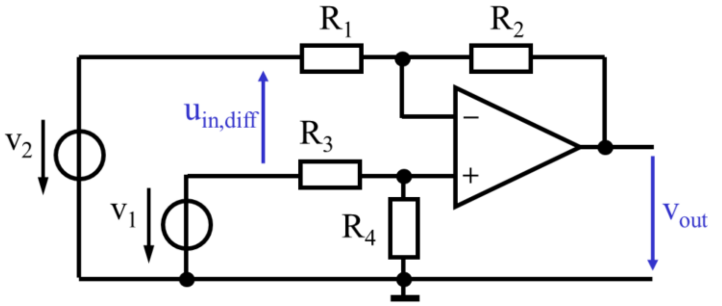


$$\boxed{\mathbf{v_{out2}} = -\left|\mathbf{v_{in}}\right|}$$

L'amplificateur Différentiel

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL, ANALYSE DU CAS GÉNÉRAL

L'amplificateur différentiel



Sous certaines condition (voir prochain transparent), ce circuit se comporte comme un amplificateur différentiel: la tension de sortie ne dépend que de la différence de tension entre ses deux entrées, et non de la tension moyenne qui est appelée tension de mode commun.

$$\boxed{\mathbf{v_{out}} = \mathbf{A}_{Diff} \cdot (\mathbf{v_1} - \mathbf{v_2}) = \mathbf{A}_{Diff} \cdot \mathbf{u_{in,diff}}}$$

'+' '-'

$\mathbf{A}_{Diff}$: Gain Différentiel

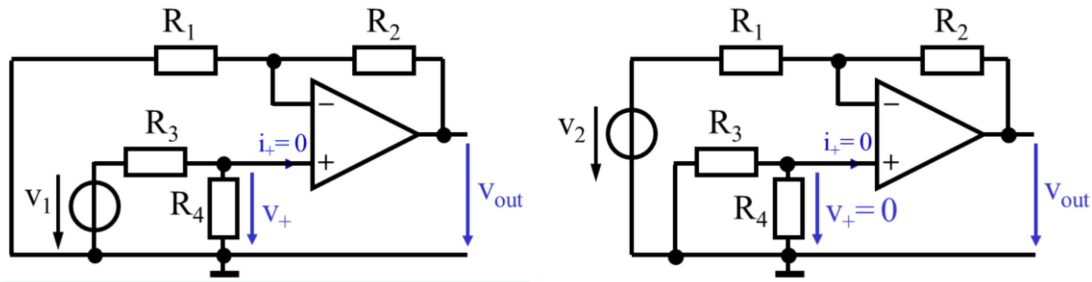
L'amplificateur opérationnel peut se comporter comme un amplificateur différentiel dont le gain est défini par :

$$A_{diff} = \frac{v_{out}}{u_{in,diff}} = \frac{v_{out}}{v_1 - v_2}$$

Dans le circuit ci-dessus, un choix judicieux de résistance permet de réaliser cette fonction.

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL, ANALYSE DU CAS GÉNÉRAL

Application du théorème de superposition



ampli non-inverseur vis-à-vis de $\mathbf{v}_+$

$$v_{out} = \frac{R_2+R_1}{R_1}\cdot v_+ = \frac{R_2+R_1}{R_1}\cdot\frac{R_4}{R_4+R_3}\cdot v_1$$

ampli inverseur vis-à-vis de $\mathbf{v_2}$

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1}\cdot v_2$$

$$\mathbf{v_{out}} = \frac{R_2+R_1}{R_1}\cdot\frac{R_4}{R_4+R_3}\cdot v_1 - \frac{R_2}{R_1}\cdot v_2$$

Condition pour avoir un ampli purement différentiel: $\frac{R_2+R_1}{R_1}\cdot\frac{R_4}{R_4+R_3} = \frac{R_2}{R_1}$

En toute généralité, on obtient la tension de sortie V_{out} en appliquant le principe de superposition pour chacune des sources V_1 et V_2.

Le résultat montre que la tension de sortie est une combinaison linéaire des tensions V_1 et V_2.

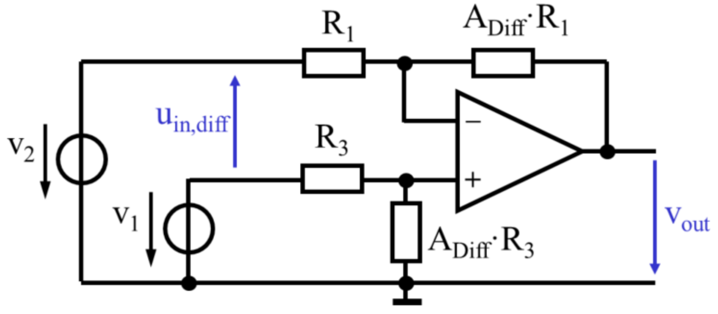
Pour obtenir une forme v v v

Il faut verifier que $\frac{R_2+R_1}{R_1}\cdot\frac{R_4}{R_4+R_3} = \frac{R_2}{R_1}$

L'amplificateur différentiel, analyse du cas général

Ce qui revient à imposer $\mathbf{R_2/R_1 = R_4/R_3 = A_{Diff}}$

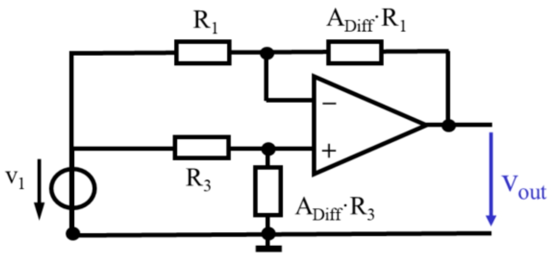
Dans ce cas, on peut définir le gain différentiel $\mathbf{v_{out}} = \mathbf{A}_{Diff}\,(\mathbf{v_1} - \mathbf{v_2})$



L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL. LE MODE COMMUN

Il existe aussi un mode commun donné par $(v_1+v_2)/2$

Comme pour le gain différentiel, on définit le gain en mode commun: $A_{mc} = \frac{v_{out}}{u_{in-mc}}$ où $v_1 = v_2 = u_{in-mc}$



⇨ L'idéal est de rejeter le mode commun de sorte que dans ce cas $V_{out} = 0$

Le taux de réjection en mode commun CMRR : $CMRR = \frac{A_{diff}}{A_{mc}}$

Toute différence entre ces deux rapports de résistances a pour conséquence que la sortie dépendra non seulement de la différence $(v_1 - v_2)$, mais également de la valeur moyenne $(v_1 + v_2)/2$, dite tension de mode commun $u_{in,mc}$, un artéfact ce qui est à minimiser.

On définit le gain de mode commun: $A_{mc} = \frac{v_{out}}{u_{in,mc}}$ lorsque $v_1 = v_2 = u_{in,mc}$

Le taux de rejection de mode commun est donné par: $CMRR = \frac{A_{diff}}{A_{mc}}$

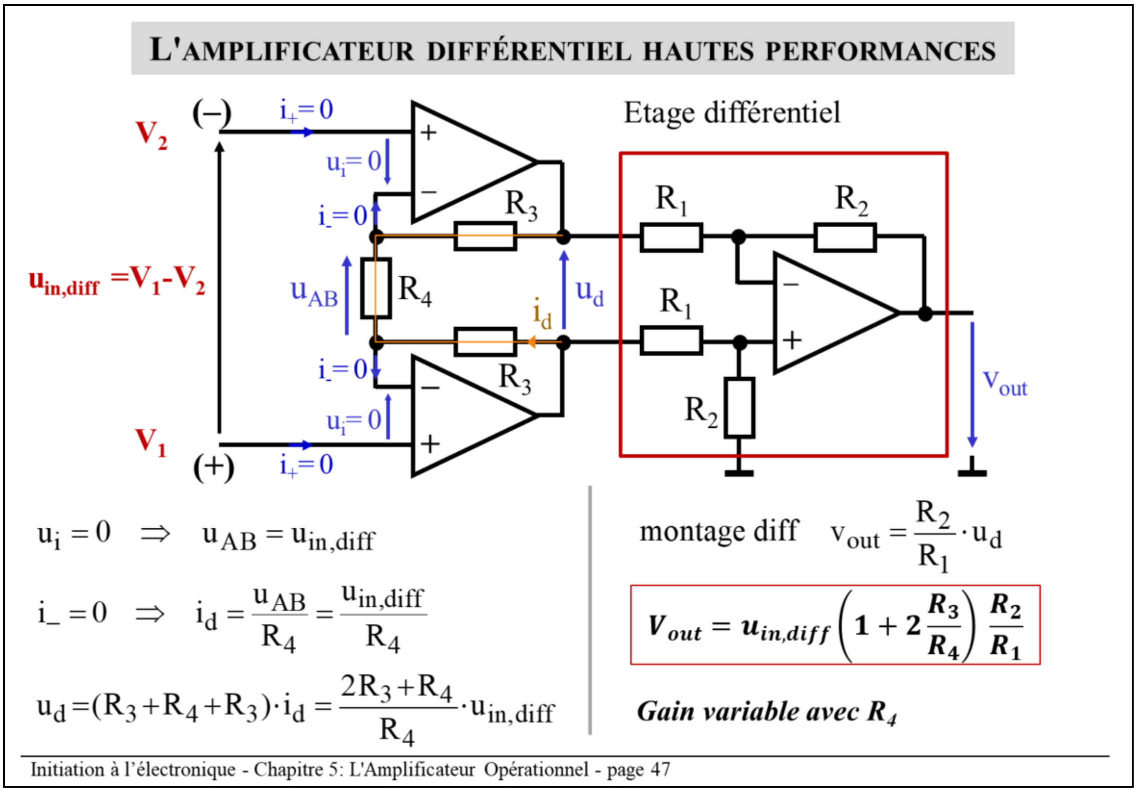
Plus CMRR est élevé, meilleur est l'ampli différentiel.

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL HAUTES PERFORMANCES

Il existe principalement 2 inconvénients à cette approche:

- Un courant circule à travers les sources V_1 et V_2, ce qui pourrait changer leurs valeurs si leurs impédances internes sont élevées (capteurs).
- On doit changer simultanément 2 résistances pour changer le gain.

Ces limitations peuvent être résolues en adoptant une autre topologie qui utilisent plusieurs ampli. Op.



Ce circuit présente un avantage:
Contrairement au circuit avec un seul Ampli. Op où on doit coordonner la variation de 2 résistances pour changer le gain, dans ce cas le gain peut être changé en modifiant uniquement R_3.
De plus, la résistance d'entrée est infinie pour les source V_1 et V_2.

Analyse. Sur la partie gauche du circuit:

- Les ampli op sont en réaction négative, donc u_i est nul pour chacun.
- L'équation de la maille d'entrée (dans le sens horaire):

  $u_i - u_{AB} - u_i + u_{in,diff} = 0 \quad => \quad u_{AB} = u_{in,diff}$

- Comme $i_- = 0$ pour chaque ampli op, les résistance R_3, R_4 et R_3 sont parcourues par le même courant $i_d = u_{AB} / R_4 = u_{in,diff} / R_4$, et la tension totale aux bornes de ces trois éléments en série $u_d = i_d\,(R_3+R_4+R_3) = u_{in,diff}$ $(R_3+R_4+R_3) / R_4$

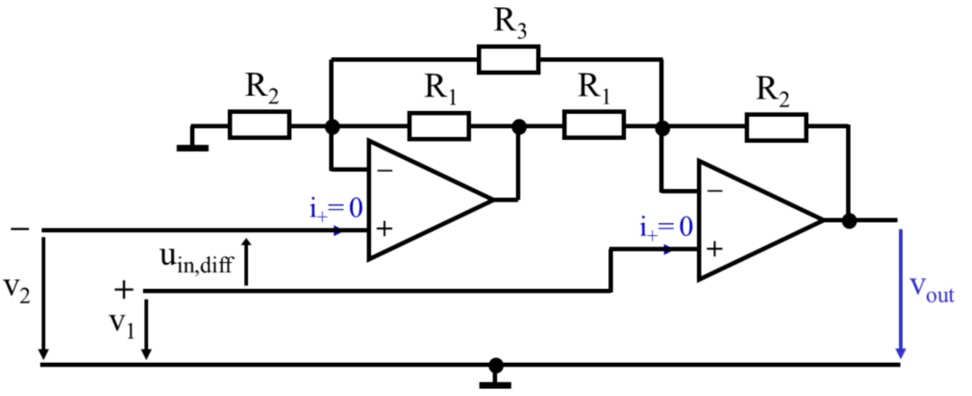
La partie droite du circuit est le classique montage différentiel de gain R_2 / R_1 dont u_d est la tension différentielle d'entrée, d'où le gain différentiel total:

$$A_{diff} = \frac{2R_3+R_4}{R_4} \cdot \frac{R_2}{R_1} = \left(\frac{2R_3}{R_4}+1\right) \cdot \frac{R_2}{R_1}$$ ajustable en modifiant la seule R_4.

On peut montrer que le CMRR est aussi augmenté du facteur $\left(\frac{2R_3}{R_4}+1\right)$

La résistance d'entrée est théoriquement infinie puisque $i_+ = 0$.

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL, VARIANTE À DEUX AMPLI OP



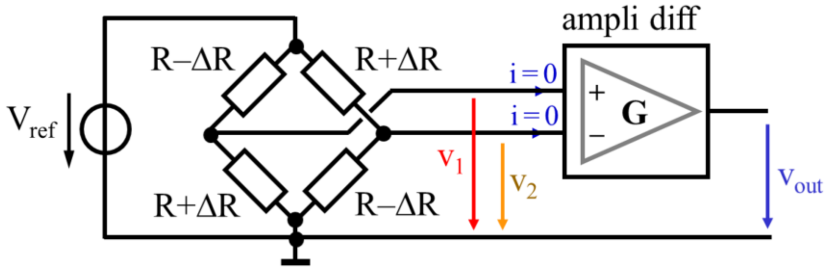
$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R_3}\right)(V_1 - V_2) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R_3}\right) u_{in.diff}$$

(voir exercice série 7)

Plus simple car ne nécessite que 2 ampli. Op.

Cependant, le CMRR est moins bon que pour le montage précédent à trois ampli. Op.

Applications de l'ampli diff : ampli pour capteur en pont



$$v_1 = \frac{R+\Delta R}{R+\Delta R+R-\Delta R}\cdot V_{ref} = \frac{R+\Delta R}{2R}\cdot V_{ref} = \frac{V_{ref}}{2}(1+\frac{\Delta R}{R})$$

$$v_2 = \frac{R-\Delta R}{R-\Delta R+R+\Delta R}\cdot V_{ref} = \frac{R-\Delta R}{2R}\cdot V_{ref} = \frac{V_{ref}}{2}(1-\frac{\Delta R}{R})$$

$$\boxed{\mathbf{v_{out} = G\cdot(v_1 - v_2) = V_{ref}\cdot\frac{\Delta R}{R}\cdot G}}$$

Exemple: $V_{ref} = 5$ V, $\Delta R/R = \pm 1‰$ => $2.4975 \text{ V} \leq v_1$ et $v_2 \leq 2.5025$ V
$G = A_{diff} = 1000$ => $-5 \text{ V} \leq v_{out} \leq 5$ V

Il s'agit d'un circuit qui est sensé mesurer un écart de résistance très faible entre quatre résistances. Il est utilisé pour mesurer d'infimes déformations, par exemple dans un pédalier de vélo électrique.

Le gain doit être très important si on veut une grande sensibilité, mais il faut s'assurer que l'amplificateur ne va pas 'saturer' à cause de la tension en mode commun qui peut être très élevée.

Dans notre cas, la tension de mode commun vaut: $u_{in,mc} = (v_1 + v_2)/2 = V_{ref}/2 = 2.5$ V.

Si l'on veut que son impact sur la tension de sortie soit < 5 mV, alors on doit avoir un gain en mode commun $A_{mc} < 0.002$

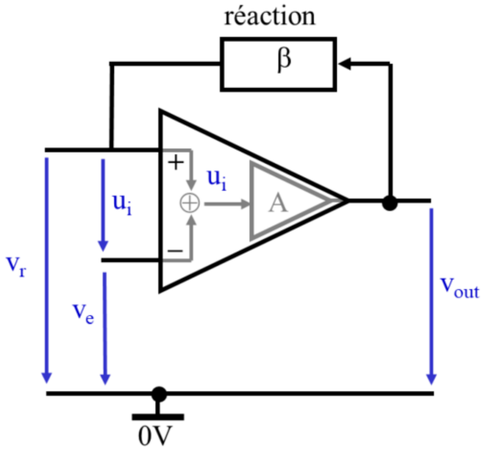
Dans ce cas, d'après les calculs on doit satisfaire $A_{Diff} = 1000$.

Le CMRR de l'ampli différentiel doit donc être > 500'000, soit 114 dB.

L'AO EN RÉACTION POSITIVE

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION POSITIVE

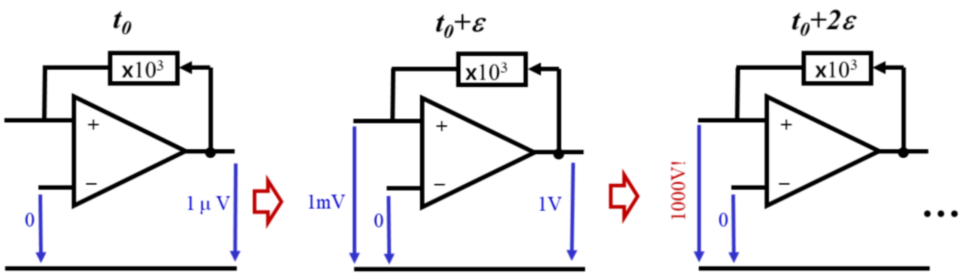
La réaction positive est un principe qui consiste à ramener une image du signal de sortie pour **l'additionner au signal initial d'entrée.**



Le système n'aura pas d'état d'équilibre; il va diverger vers la saturation positive ou négative suivant que $u_i = v_r - v_e$ est positive ou négative.

La réaction positive consiste à ramener une image de la sortie de l'AO vers l'entrée '+'.

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION POSITIVE



Toute tension résiduelle à la sortie ou sur l'une des entrée finira par créer une tension de sortie qui divergera.
Le système est instable, il amplifie 'à l'infini' le moindre 'bruit' électrique.

Lorsque l'amplificateur opérationnel (ou le comparateur) est en réaction positive :

- la sortie ne peut prendre que deux valeurs V_{sat+} (V_{OH}) ou V_{sat-} (V_{OL})
- la sortie change d'état lorsque u_i change de signe, donc passe par zéro

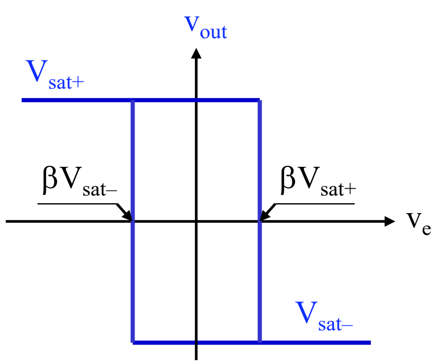
(si intéressé-e par une démonstration rigoureuse, voir le lien dans les notes)

L'ampli op en réaction positive n'a pas d'état d'équilibre stable.

En effet supposons un état d'équilibre à un instant donné, toute augmentation de v_{out} (à cause de fluctuations (bruit électronique) …), aussi infime soit-elle, entraîne une augmentation de u_i, qui multipliée par le très grand gain A provoque une augmentation de v_{out}, et ainsi de suite jusqu'à la saturation.

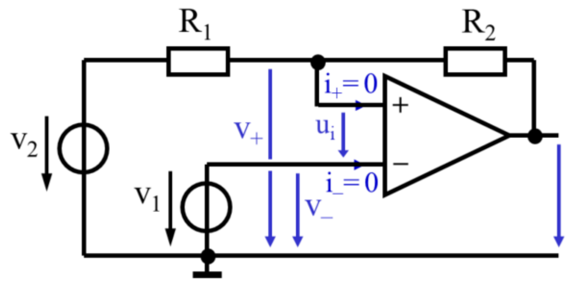
Une fois que la sortie est en saturation V_{sat+} ou V_{sat-} , v_r est constante, égale à βV_{sat+} ou βV_{sat-} . Pour que la sortie change d'état, il faut que u_i change de signe, ce qui n'est possible qu'en modifiant v_e pour le qu'il soit supérieur à βV_{sat+} ou inférieur à βV_{sat-}.

Ceci donne une caractéristique à hystérèse.



Pour aller plus loin, voir : *10.13140/RG.2.2.18337.83049/1*

L'AMPLI OP EN RÉACTION POSITIVE, ANALYSE DU CAS GÉNÉRAL



$v_{out} = V_{OH}$ **ou** V_{OL}

Superposition: $\boxed{v_+ = \dfrac{R_2}{R_2+R_1}\cdot v_2 + \dfrac{R_1}{R_2+R_1}\cdot v_{out}}$ $\qquad v_- = v_1$

La sortie change d'état **si u_i change de signe**, donc pour $u_i = v_+ - v_- = 0$

lorsque la sortie est à V_{OH}, elle bascule si : $\dfrac{R_2}{R_2+R_1}\cdot v_2 + \dfrac{R_1}{R_2+R_1}\cdot V_{OH} = v_1$

lorsque la sortie est à V_{OL}, elle bascule si : $\dfrac{R_2}{R_2+R_1}\cdot v_2 + \dfrac{R_1}{R_2+R_1}\cdot V_{OL} = v_1$

Dans le cas général on a deux variables v_1 et v_2, ainsi qu'une **constante v_{out} qui ne peut prendre que deux valeurs possibles V_{OH} ou V_{OL}.**

v_- est directement égale à v_1.

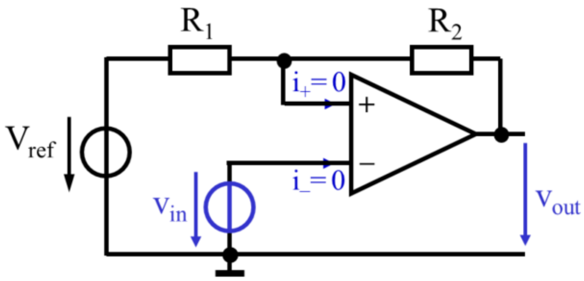
v_+ dépend de v_2 et de v_{out} selon la relation ci-dessus que l'on peut obtenir en utilisant le théorème de superposition.

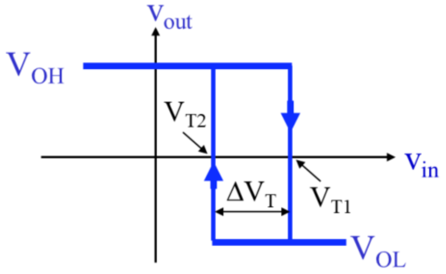
La condition de changement d'état (basculement) impose que u_i change de signe, donc passe par $u_i = 0$, donc que $v_+ = v_-$.

Ceci donne deux états pour la sortie :

- $v_{out} = V_{OH}$
- $v_{out} = V_{OL}$

Comparateur à seuils inverseur





Inverseur : V_{in} 'vers le '-'

la sortie descend de V_{OH} à V_{OL} pour : $v_{in} = V_{T1} = \frac{R_2}{R_2+R_1} \cdot V_{ref} + \frac{R_1}{R_2+R_1} \cdot V_{OH}$

la sortie monte de V_{OL} à V_{OH} pour : $v_{in} = V_{T2} = \frac{R_2}{R_2+R_1} \cdot V_{ref} + \frac{R_1}{R_2+R_1} \cdot V_{OL}$

l'hystérèse vaut : $\boxed{\Delta V_T = \frac{R_1}{R_2+R_1} \cdot (V_{OH} - V_{OL})}$

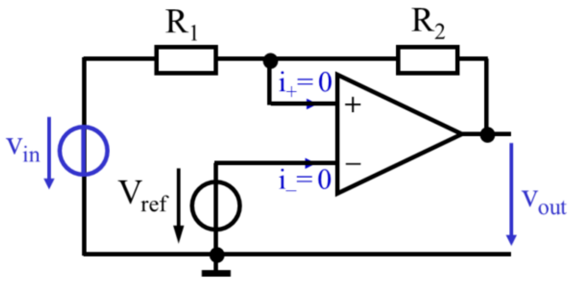
$\boldsymbol{V_{T2} < V_{T1}}$

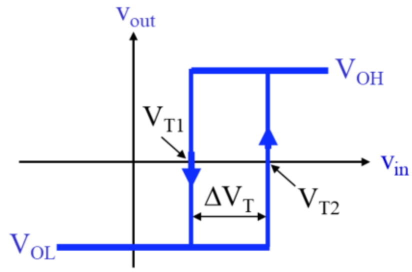
Par rapport au cas général, v_1 est la variable d'entrée v_{in} et v_2 la tension de référence.

Comme par définition $V_{OH} > V_{OL}$, on a toujours $V_{T1} > V_{T2}$

Si dans ce cas on pose $V_{ref} = 0$, on retrouve le schéma de principe de la réaction positive avec $\beta = R_1/(R_1+R_2)$

Comparateur à seuils non-inverseur





Non-Inverseur : V_{in} 'vers le '+'

la sortie descend de V_{OH} à V_{OL} pour : $v_{in} = V_{T1} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{OH}$

la sortie monte de V_{OL} à V_{OH} pour : $v_{in} = V_{T2} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{OL}$

l'hystérèse vaut : $\boxed{\Delta V_T = \frac{R_1}{R_2} \cdot (V_{OH} - V_{OL})}$

$\boldsymbol{V_{T2} > V_{T1}}$

Si la sortie est à V_{OH}, elle bascule pour: $$\frac{R_2}{R_2+R_1} v_{in} + \frac{R_1}{R_2+R_1} V_{OH} = V_{ref}$$

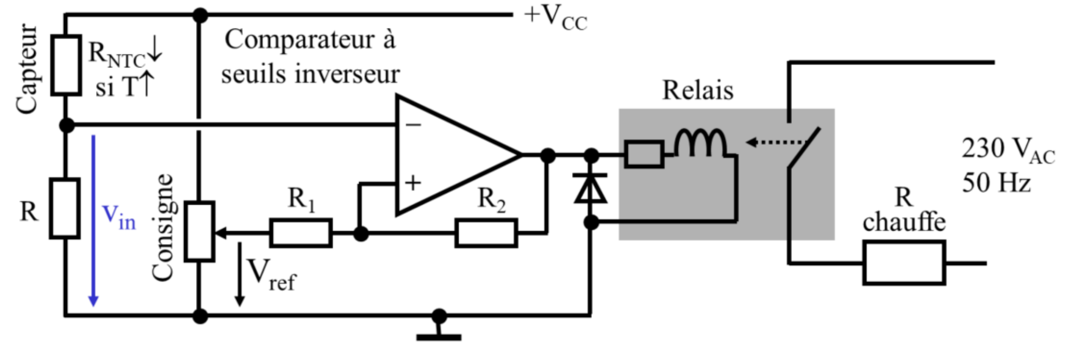
Si la sortie est à V_{OL}, elle bascule pour: $$\frac{R_2}{R_2+R_1} v_{in} + \frac{R_1}{R_2+R_1} V_{OL} = V_{ref}$$

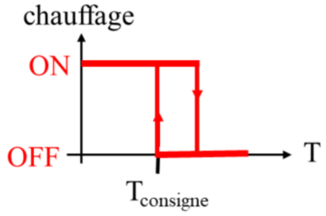
D'où l'on tire les deux valeurs particulières de v_{in} (V_{T1} et V_{T2}) qui font basculer la sortie.

Comme par définition $V_{OH} > V_{OL}$, on a toujours $V_{T1} < V_{T2}$

EXEMPLE 1 D'APPLICATION DU COMPARATEUR À SEUILS: THERMOSTAT

Inverseur : V_{in} 'vers le '-'





L'hystérèse permet d'éviter que le relais ne commute continuellement lorsque la température seuil est atteinte.

R_{NTC} est une résistance à coefficient de température négatif: la valeur de la résistance diminue lorsque la température augmente.

Comme le courant dans l'entrée – du comparateur est nul, on a:

$v_{in} = +V_{CC}\,R / (R + R_{NTC})$ augmente lorsque la température monte.

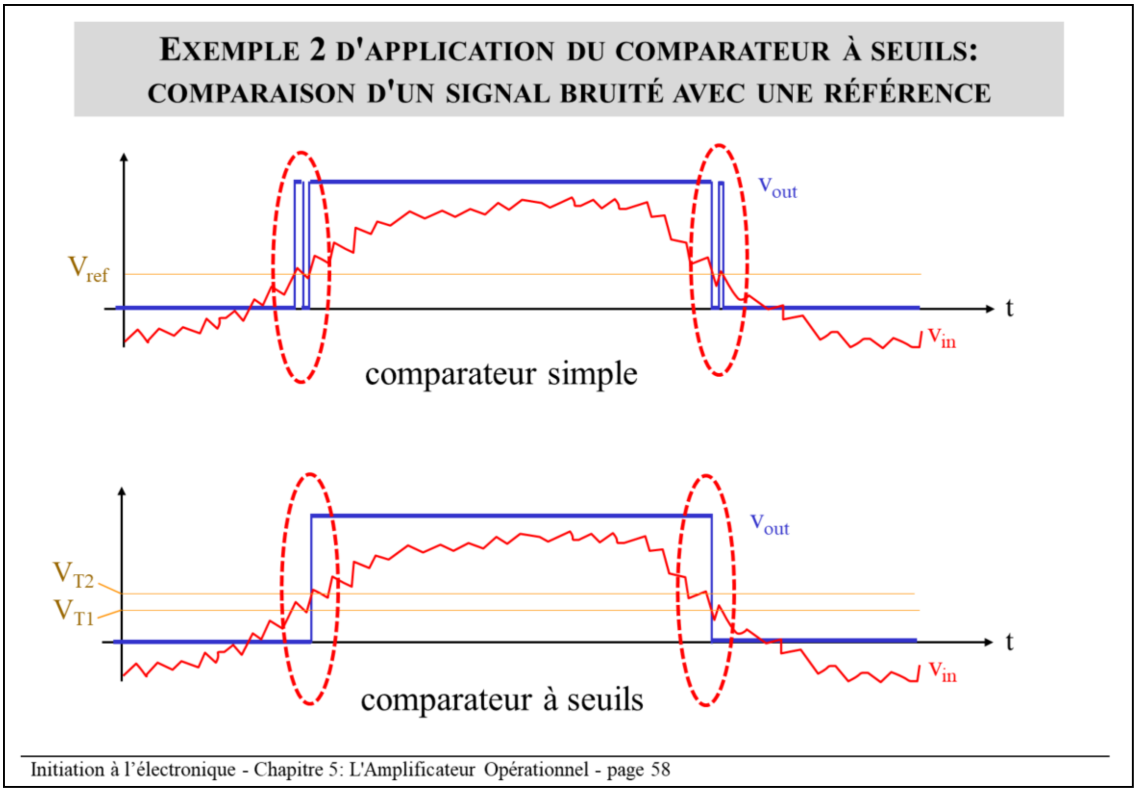
V_{ref} est une constante réglable par l'utilisateur pour ajuster la température de consigne.

Le comparateur à seuil est inverseur.

Lorsque la sortie du comparateur est à $V_{OL} \approx 0V$, il y a une tension nulle aux bornes de la bobine, donc aucun courant n'y circule, le contact est ouvert.

Lorsque la sortie du comparateur est à $V_{OH} \approx +V_{CC}$, il y a une tension $+V_{CC}$ aux bornes de la bobine, donc un courant y circule, le contact est attiré par l'électroaimant et se ferme: le corps de chauffe est alimenté.

La diode en parallèle sur la bobine du relais protège la sortie du comparateur lors de la coupure du courant de commande (diode 'roue libre').



Si l'on compare une référence et un signal auquel est superposé du bruit, un comparateur simple va générer des transitions multiples incontrôlées.

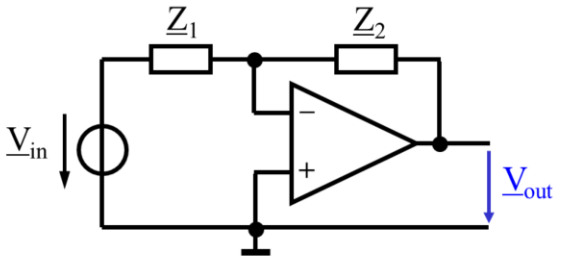
C'est un problème si ce signal binaire sert d'horloge à un compteur qui compte chaque front montant.

Si l'on utilise un comparateur à seuils avec une hystérèse supérieure au niveau du bruit, on obtient un seul front montant, puis un seul front descendant.

AO EN RÉGIME SINUS. CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES.

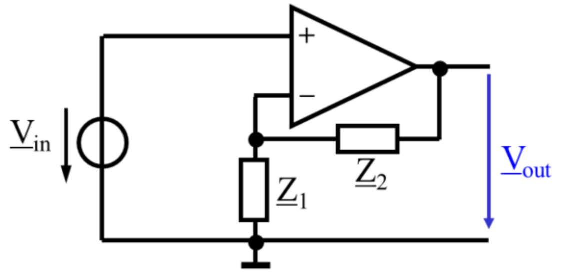
L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION NÉGATIVE

Filtres et fonctions de transfert simples



AO en mode Inverseur

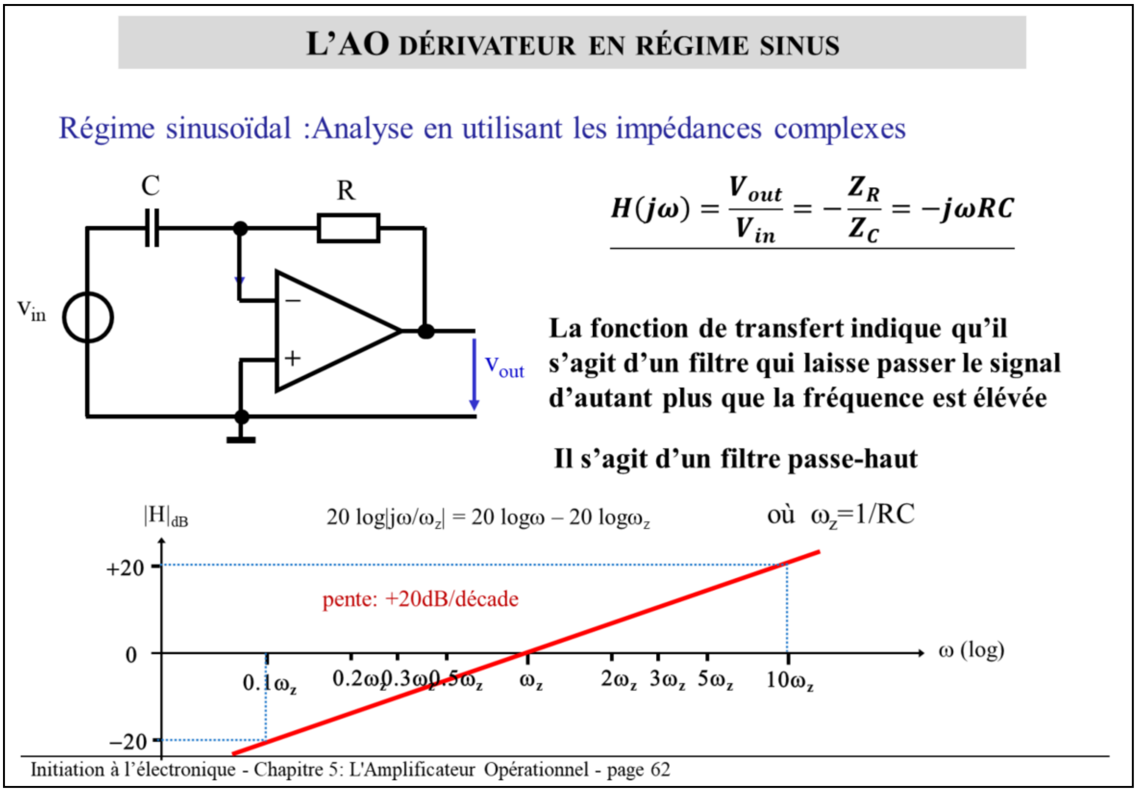
$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{V}_{out}}{\underline{V}_{in}} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}$$



AO en mode non-Inverseur

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{V}_{out}}{\underline{V}_{in}} = \frac{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1}{\underline{Z}_1} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} + 1$$

Il s'agit d'une généralisation de la notion d'amplificateur inverseur et non-inverseur avec des impédances complexes à la place de résistances.



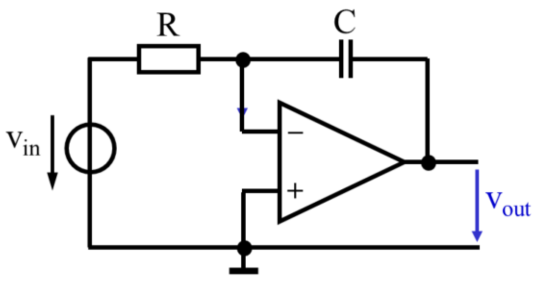
Nous avons vu que ce circuit réaliser en sortie V_{out} une image de la dérivée de la tension d'entrée V_{in}.

Si la tension Vin est sinusoïdale, alors on peut analyser le circuit avec les impedances complexes.

Ce circuit réalise un filtre passe-haut, car plus la fréquence est élevée, plus l'amplitude du signal de sortie augmente.

L'AO INTÉGRATEUR EN RÉGIME SINUS

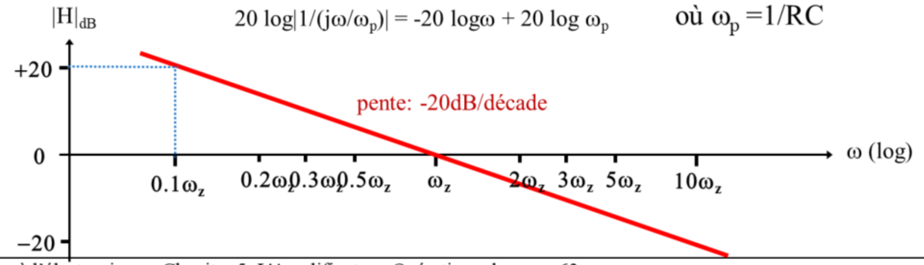
Régime sinusoïdal :Analyse en utilisant les impédances complexes



$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_C}{Z_R} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

Cette fois, la fonction de transfert indique qu'il s'agit d'un filtre qui laisse passer le signal d'autant plus que la fréquence est basse

Il s'agit d'un filtre passe-bas

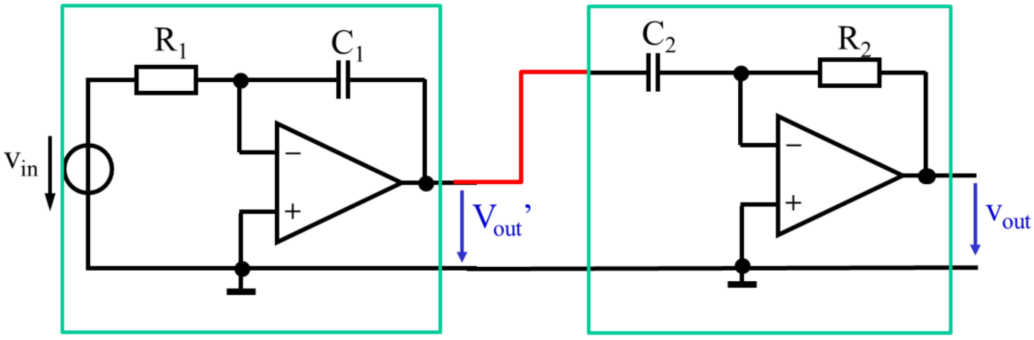


Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 63

En permutant résistance et capacité, on réalise en sortie une function qui représente l'intégrale du signal d'entrée.

En régime sinusoïdale, ce circuit réalise un filtre passe-bas, car plus la fréquence est basse, plus l'amplitude du signal de sortie diminue .

Exemple simplifié de mise en série



$$\underline{H1(j\omega) = \frac{V_{out}'}{V_{in}} = -\frac{Z_{C1}}{Z_{R1}} = -\frac{1}{j\omega R_1 C_1}}$$

$$\underline{H2(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{out}'} = -\frac{Z_{R2}}{Z_{C2}} = -j\omega R_2 C_2}$$

$$\underline{H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}$$

'La dérivée' d'une 'intégrale' redonne la function.

Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 64

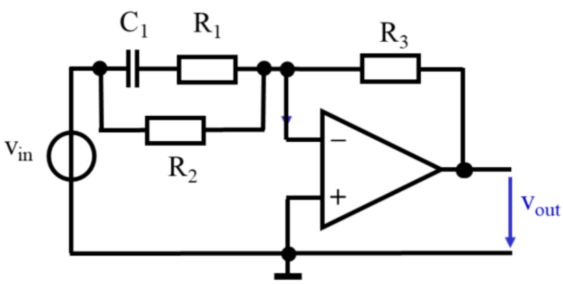
Dans le cas des AO, la tension de sortie ne depend pas du courant de sortie. Cette propriété implique que la tension de sortie ne changera pas si on connecte un autre élément à la suite.

Ceci permet de dire que la function de transfert finale est le produit des fonctions de transfert prises individuellement.

Attention, ce raisonnement n'est plus valable si le signal de l'étage de sortie depend de l'impédance que l'on connectera !

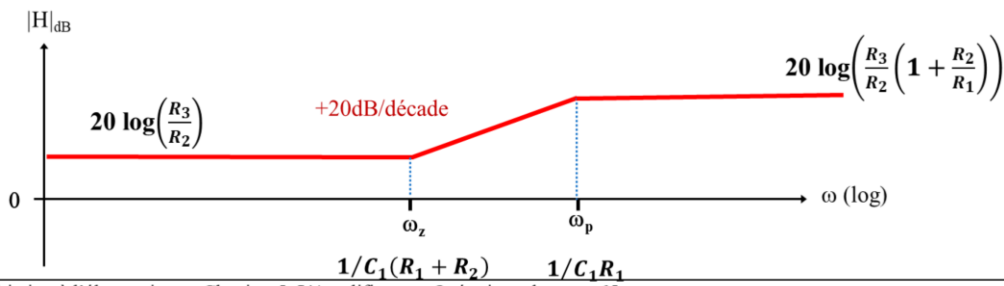
Variantes d'un filtre passe-haut Inverseur

Un exemple de circuit.



$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_3}{\dfrac{\left(R_1 + \dfrac{1}{j\omega C_1}\right) R_2}{R_1 + R_2 + \dfrac{1}{j\omega C_1}}}$$

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{R_3}{R_2}\right) \frac{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)}{1 + j\omega C_1 R_1}$$



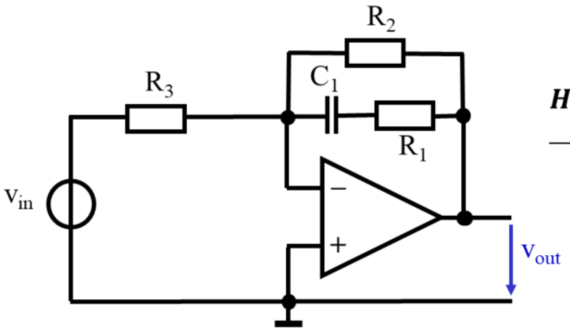
Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 65

Les filtres reels ont une architecture plus complexe.

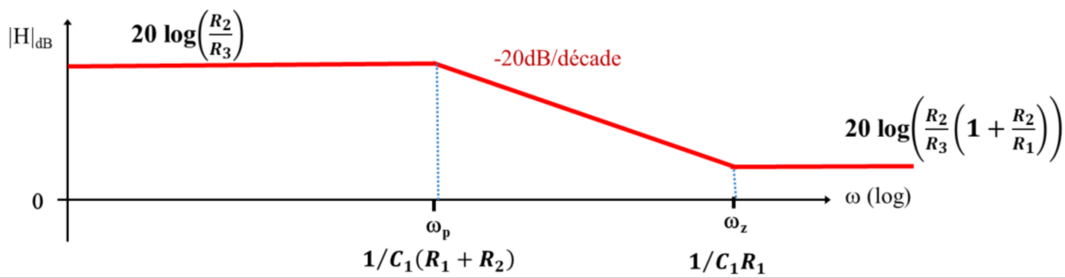
On remarquera qu`aux basses et hautes fréquences la capacité C_1 n'intervient plus dans l'expression de l'amplitude du signal de sortie V_{out}: la capacité agit soit comme un court-circuit (hautes fréquences), soit comme un circuit ouvert (basses fréquences).

Variante d'un filtre passe-bas Inverseur

En permutant les impédances, on obtient la fonction inverse



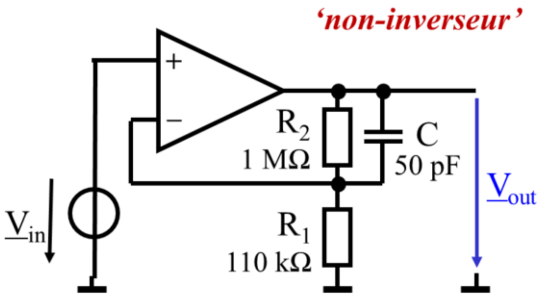
$$\boldsymbol{H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{R_2}{R_3}\right)\frac{1 + j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)}}$$



Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 66

Il s'agit là aussi d'un filtre plus réaliste. Notez qu'il est le 'mirroir' du filtre précédent.

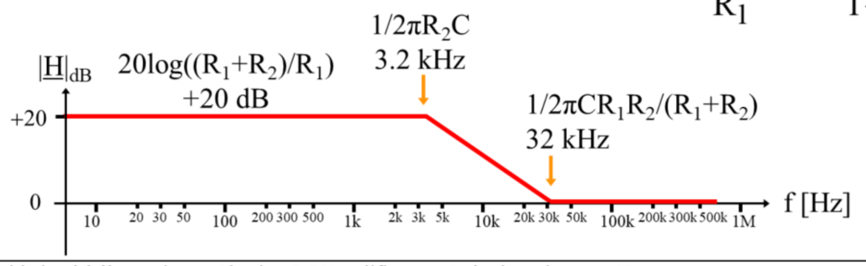
Variante d'un filtre passe-bas non-inverseur



$$\underline{H}(j\omega)=\frac{\boxed{\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_2}+j\omega C}}+R_1}{R_1}=\frac{\dfrac{R_2}{1+j\omega R_2 C}+R_1}{R_1}$$

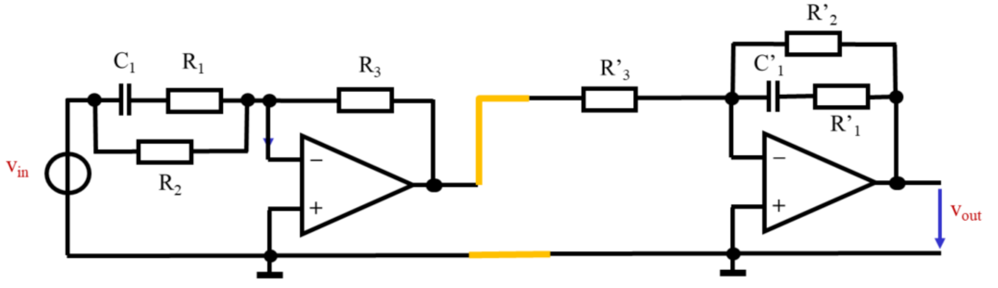
$$\underline{H}(j\omega)=\frac{R_1+R_2+j\omega R_1 R_2 C}{R_1(1+j\omega R_2 C)}$$

$$\underline{H}(j\omega)=\frac{R_1+R_2}{R_1}\cdot\frac{1+j\omega\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C}{1+j\omega R_2 C}$$



Exemple 'académique' d'un filtre basse-bande

En connectant en série le filtre basse haut avec le filtre passe-bas non-inverseurs précédents, la fonction de transfert globale est le produit des fonctions de transfert



$$\boldsymbol{H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R'_2 R_3}{R_2 R'_3}\right)\frac{(1 + j\omega C_1(R_1 + R_2))(1 + j\omega C'_1 R'_1)}{(1 + j\omega C'_1(R'_1 + R'_2))(1 + j\omega C_1 R_1)}}$$

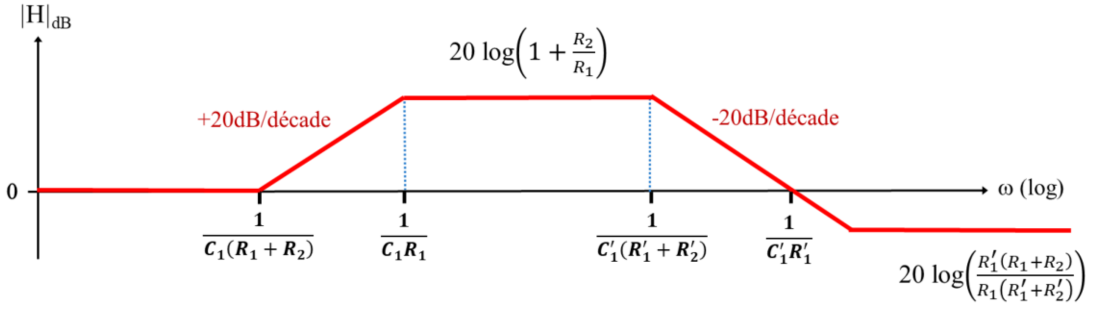
Pour simplifier, on choisira $R'_2 = R'_3$ et $R_2 = R_3$

$$\boldsymbol{H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(1 + j\omega C_1(R_1 + R_2))(1 + j\omega C'_1 R'_1)}{(1 + j\omega C'_1(R'_1 + R'_2))(1 + j\omega C_1 R_1)}}$$

Exemple 'académique' d'un filtre basse-bande

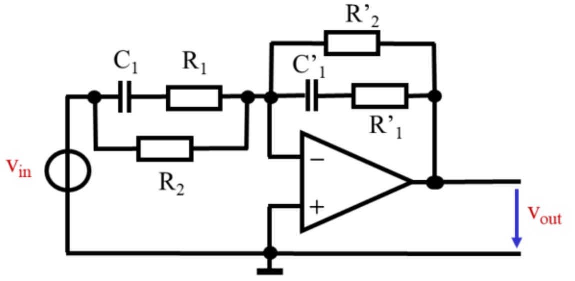
En choisissant les composants de sorte que les zéros et les pôles soient ordonnés de la manière suivante, on réalise un filtre basse-bande.

$$\frac{1}{C_1(R_1+R_2)} < \frac{1}{C_1R_1} < \frac{1}{C_1'(R_1'+R_2')} < \frac{1}{C_1'R_1'}$$



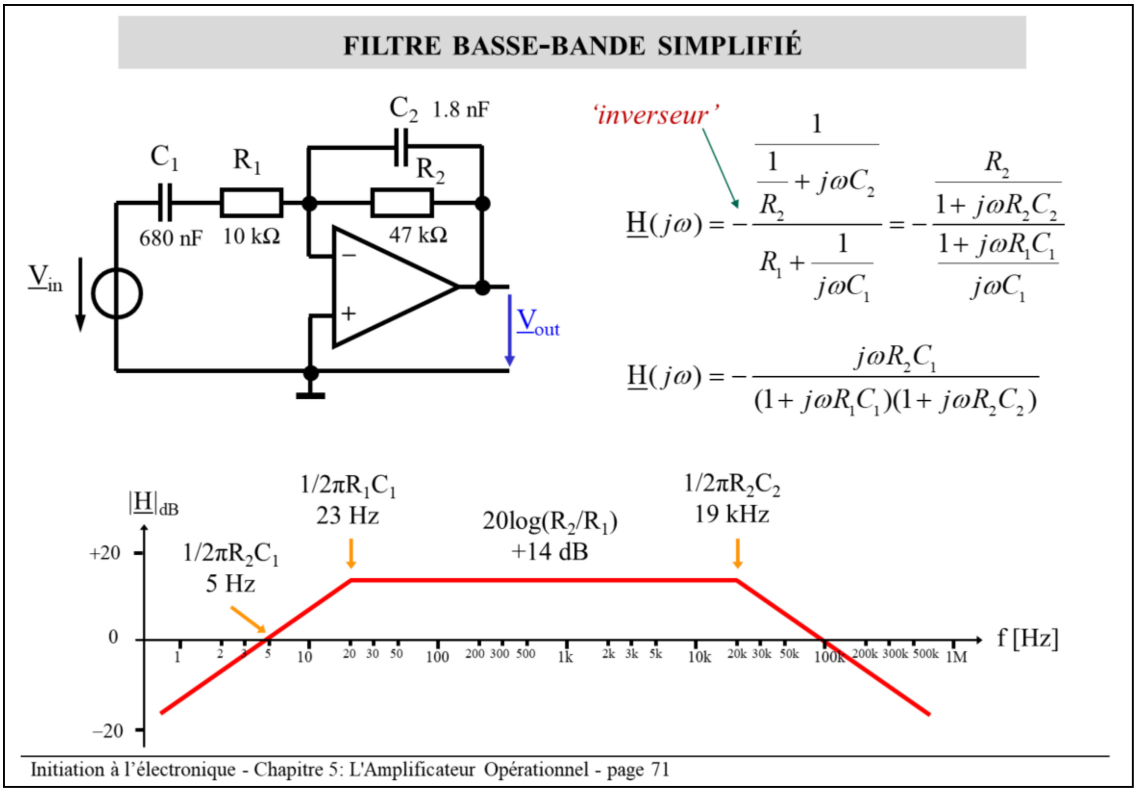
FILTRE BASSE-BANDE ÉQUIVALENT

On montre que le circuit précédent, sous la condition $R'_2 = R'_3$ et $R_2 = R_3$, peut se simplifier en utilisant un seul AO :

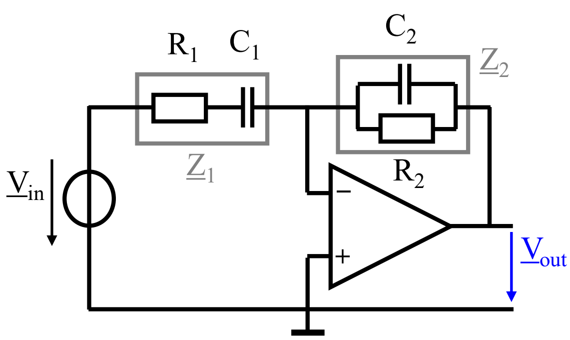


On obtient la même fonction de transfert, au signe près (donc avec un déphasage supplémentaire de 180°)

$$\boldsymbol{H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-(1 + j\omega C_1(R_1 + R_2))(1 + j\omega C'_1 R'_1)}{(1 + j\omega C'_1(R'_1 + R'_2))(1 + j\omega C_1 R_1)}}$$



Le circuit ci-dessus peut être redessiné pour faire apparaître $\underline{Z}_1$ et $\underline{Z}_2$:



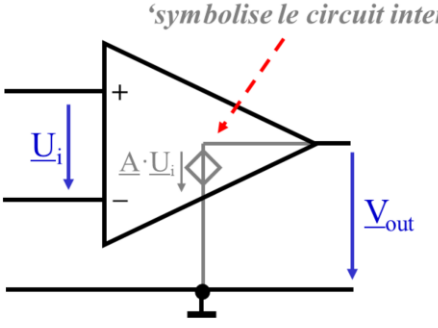
Notion de bande passante intrinsèque à l'AO: Le Gain Bandwidth

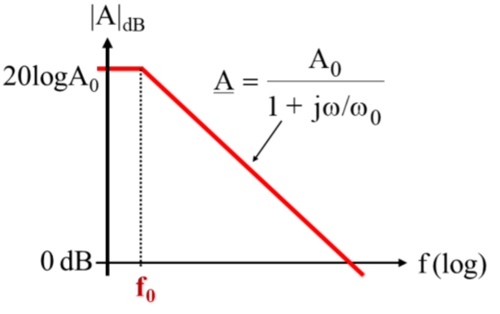
RÉPONSE EN FRÉQUENCE ET SLEW RATE: CARACTÉRISTIQUES INTRINSÈQUES DE L'AO

Un ampli Op a un gain qui diminue au delà d'une fréquence f_0 (il est conçu pour varier de – 20dB/décade jusqu'à 0 dB).

$$\underline{A} = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}$$

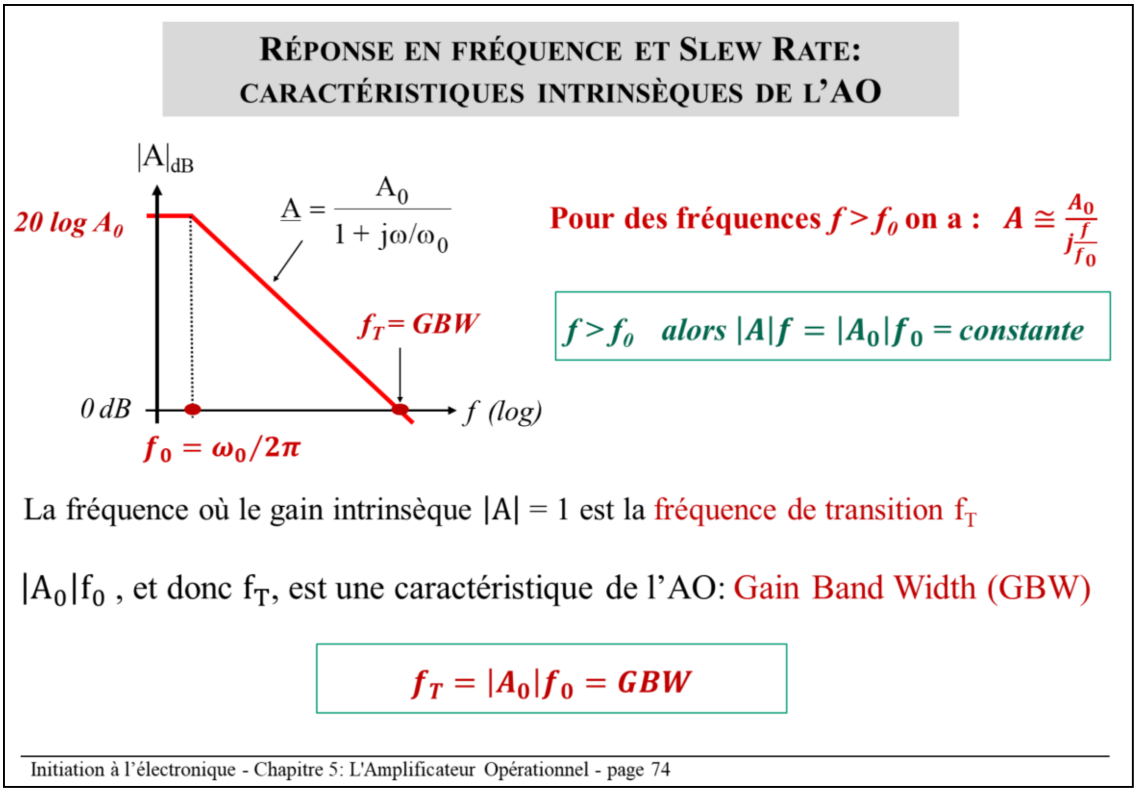
La fréquence du signal impose le gain intrinsèque A de l'Ampli Op





Tout amplificateur voit son gain diminuer plus ou moins rapidement au delà d'une certaine fréquence limite, souvent appelée bande passante.

Pour que l'ampli-op en réaction négative reste stable, c'est à dire qu'il ne se mette pas à osciller spontanément, il faut que sa propre fonction de transfert soit du type passe-bas du 1er ordre, avec un gain très élevé en basse fréquence puis décroissant de 20 dB/décade, ceci jusqu'à la fréquence dite de transition f_T où le gain vaut 1 (0 dB).



Les fabricants spécifient cette fréquence qu'ils appellent couramment GBW pour Gain Band Width product, en français produit gain × bande passante.

Démonstration:

A des fréquences bien supérieures à f_0, on a: $\boldsymbol{A} \cong \frac{A_0}{j\frac{f}{f_0}}$

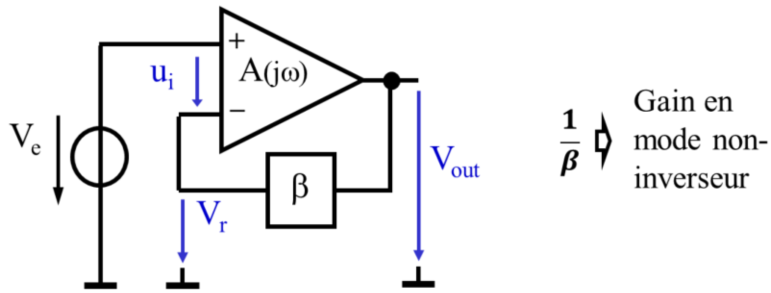
Par conséquent, on a la propriété : $\boldsymbol{Af} \cong \boldsymbol{A_0 f_0}$

Le gain devient égal à 1 à la ***fréquence dite de transition*** $\boldsymbol{f_T}$ qui vérifie

$\boldsymbol{f_T} \cong \boldsymbol{A_0 f_0}$.

C'est le GBW de l'AO, une caractéristique intrinsèque.

Effet du GBW sur les montages à réaction négative



$$V_{out} = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0} \cdot u_i$$ ← Propriété intrinsèque de l'AO

$$V_r = \beta \cdot V_{out}$$ ← Réaction négative du circuit externe

$$u_i = V_e - V_r \Rightarrow H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_e} = \frac{A_0}{1+\beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{(1+\beta A_0)\omega_0}}$$

Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 75

Prenons le cas de l'AO en réaction négative.

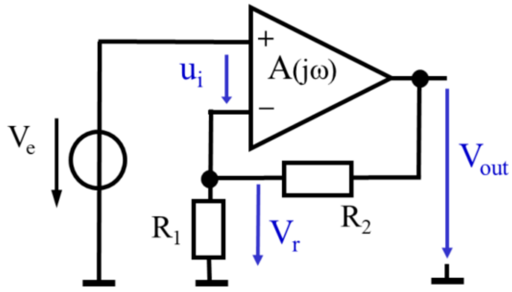
Le facteur $\frac{1}{\beta}$ représente la valeur du gain de ce montage en mode non-inverseur. Pour s'en convaincre, il faut traiter le cas simple qui a été vu au cours d'introduction au TPI où le gain intrinsèque de l'AO était très élevé.

On a vu dans ce cas que u_i~0, et donc $V_r \cong V_e$, ce qui donnerait $V_{out} = \frac{V_e}{\beta}$.

On voit donc que $\frac{1}{\beta}$ est le gain en mode non-inverseur du cas de l'AO ideal.

Effet du GBW sur les montages à réaction négative

Exemple.



$$V_r = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} R_1 = V_{out} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Ce schema donne pour β : $\beta = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$

Rappelons que le gain en mode non-inverseur est $\frac{1}{\beta} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 76

Dans un cas très simple, ce gain se réalise simplement avec 2 résistances.

On retrouve bien que $\frac{1}{\beta}$ correspond à la formule vue au cours d'introduction au TPI.

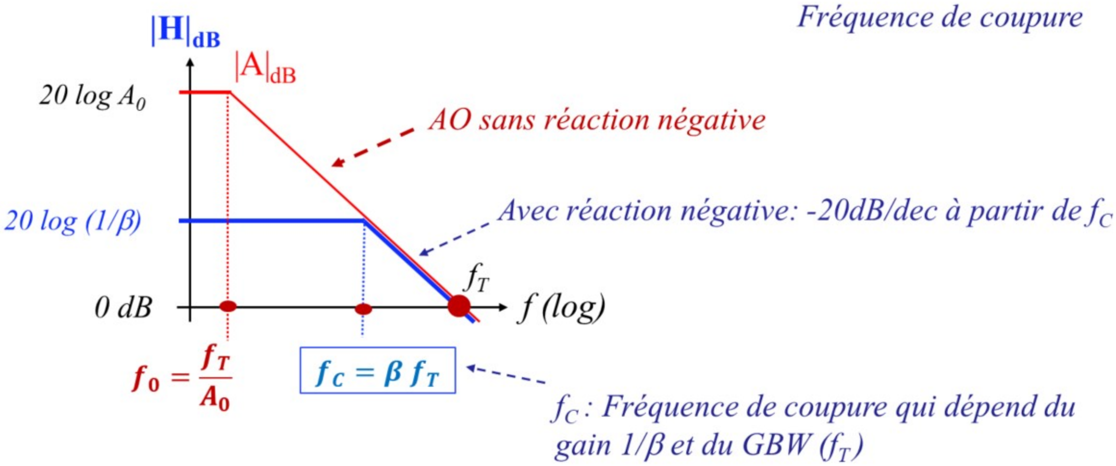
Effet du GBW sur les montages à réaction négative

Si $\beta A_0 \gg 1$

$$\underline{H}(\omega) \cong \frac{1}{\beta}\,\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\beta A_0 \omega_0}} = \frac{1}{\beta}\,\frac{1}{1+j\frac{f}{\beta f_T}} = \frac{1}{\beta}\,\frac{1}{1+j\frac{f}{f_C}}$$

$$f_C = \beta f_T = \frac{GBW}{G_{non-inv}}$$

Fréquence de coupure



Si la fréquence f est supérieure à f_0, la fonction de transfert finale montre qu'on obtient un "gain" $1/\beta$ correspondant à celui de l'amplificateur non-inverseur**, mais uniquement jusqu'à une fréquence de coupure $f_c = \beta \cdot f_T$**

On peut l'exprimer ainsi:

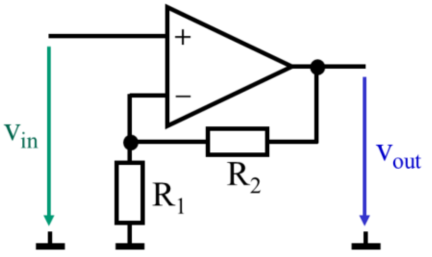
bande passante = produit gain × bande passante / gain = $GBW/G_{non\text{-}inv}$

On peut facilement vérifier que $1/\beta$ est le gain non inverseur en posant $\omega=0$ et $A_0>>1$. On voir alors que $H(\omega)=1/\beta$, et donc $V_{out}=1/\beta\ _{Vin.}$

$1/\beta$ est donc bien le gain en mode non-inverseur.

EXEMPLE 1: "BANDE PASSANTE" D'UN AMPLIFICATEUR NON-INVERSEUR

A la place de **fréquence de coupure**, on utilise l'expression **bande passante**, sous entendu, bande de fréquence de 0 Hz à la fréquence de coupure f_c.



$R_1 = 1\ k\Omega$

$R_2 = 10\ k\Omega$

AO: **GBW = 1 MHz**

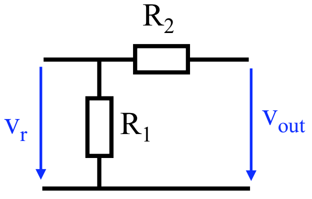
$$G_{non-inv} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{1}{\beta} = 11 \quad \text{soit} \quad +21\ \text{dB}$$

On utilise : **gain × bande passante (f_c) = GBW = constante**

$$f_c = \frac{GBW}{G_{non-inv}} = \frac{10^6}{11} = 91\ kHz$$

Un gain de 11 ne pourra être obtenu que pour des fréquences < 91 kHz

L'amplificateur non-inverseur est l'application directe de la théorie de la page précédente. Le facteur constant de réaction β est réalisé avec un simple diviseur résistif

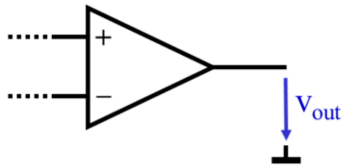


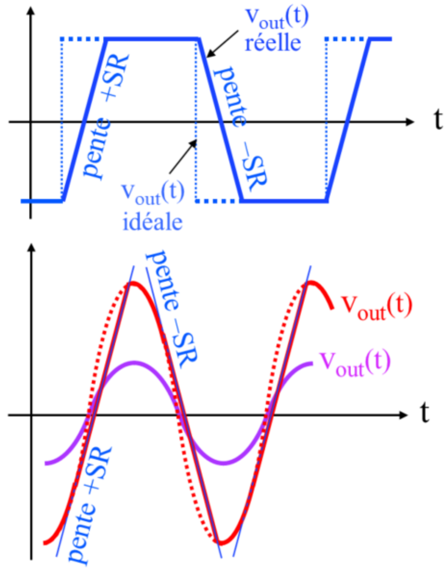
$$v_r = v_{out} \cdot \underbrace{R_1/(R_1+R_2)}_{\beta}$$

EFFET DU SLEW RATE SUR LES MONTAGES À AMPLI OP

La tension de sortie présente une vitesse de variation dv_{out}/dt qui est limitée.

L'ampli op est aussi caractérisé par cette 'dynamique' : **SR (*Slew Rate*)** en V/µs.





La pente de v_{out} (en valeur absolue) ne peut pas dépasser le Slew Rate.

La déformation provoquée par le Slew Rate est un phénomène non-linéaire qui dépend de l'amplitude du signal de sortie.

A cause de leur structure interne, les amplificateurs opérationnels ont aussi une limitation de la vitesse de variation de la tension de sortie appelé Slew Rate. Les fabricants spécifient ce Slew Rate : $SR = (dv_{out}/dt)_{max}$ en V/µs.

La dérivée de la tension de sortie, c'est à dire la pente de v_{out} dans une représentation temporelle, ne peut pas excéder une limite appelée Slew Rate, que l'on considère généralement symétrique à la montée et à la descente.

La dérivée d'un signal dépend de sa forme, de sa fréquence <u>et de son amplitude</u>. Un problème courant est celui d'un amplificateur qui, testé avec un signal donné, semble fonctionner correctement, alors que ce même signal, mais avec une amplitude supérieure, sera distordu.