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

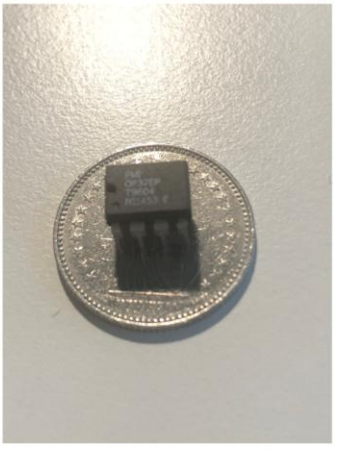
L'Ampli Op en réaction positive

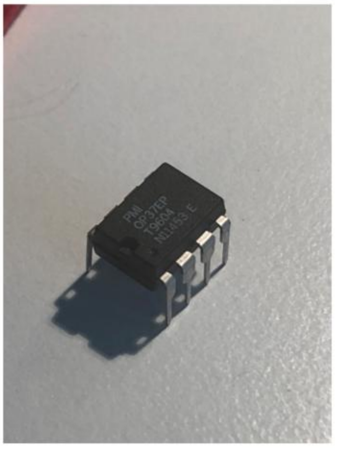
L'Ampli Op en régime sinus

Gain Bandwidth et Slew Rate

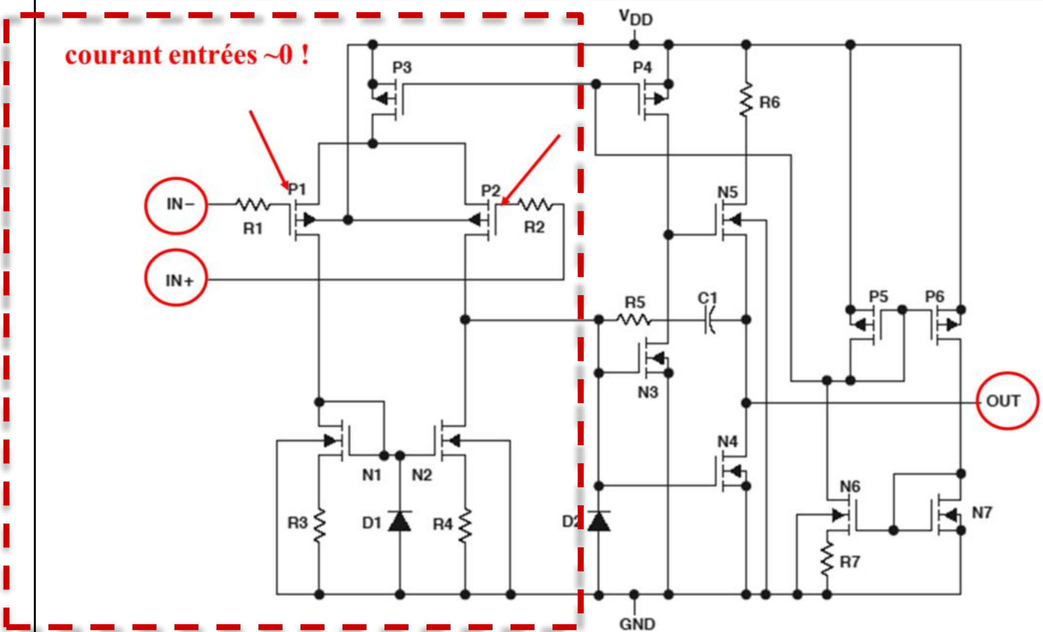
LE MODÈLE

A QUOI RESSEMBLE UN 'AMPLI-OP' ?





Le cœur de l’amplificateur opérationnel



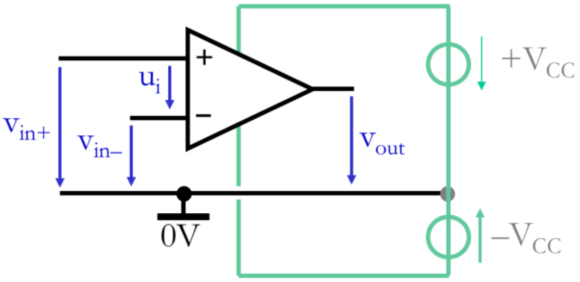
TLV2322: LinCMOS Low-Voltage Low-Power Operational Amplifier

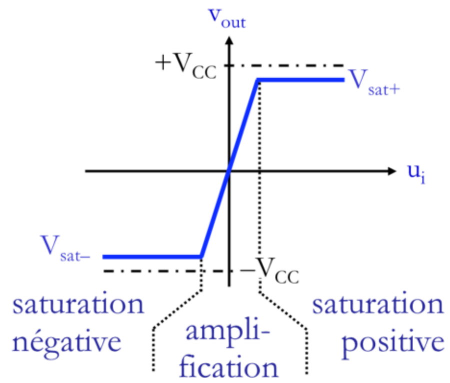
Un amplificateur opérationnel comporte relativement peu de transistors comparé à un circuit numérique qui en compte des centaines de milliers, voire millions (et milliards pour les microprocesseurs).

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.

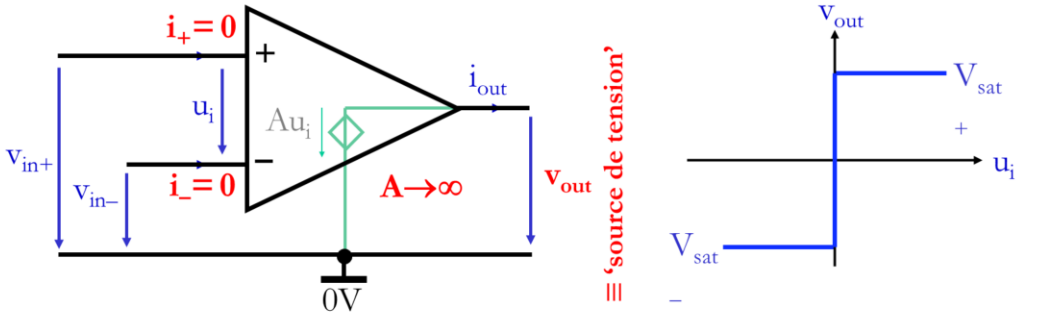
AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL : LE MODÈLE IDÉAL

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)

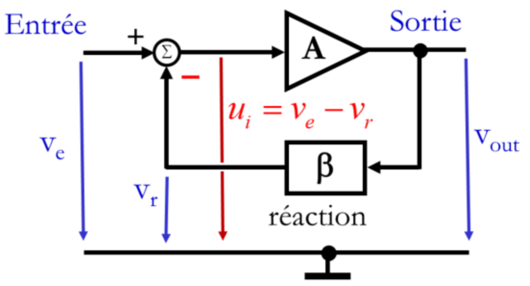
Ce potentiel de sortie est supposé indépendant du courant (**le courant peut être sortant ou entrant**) à cette borne.

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.



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

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

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~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.

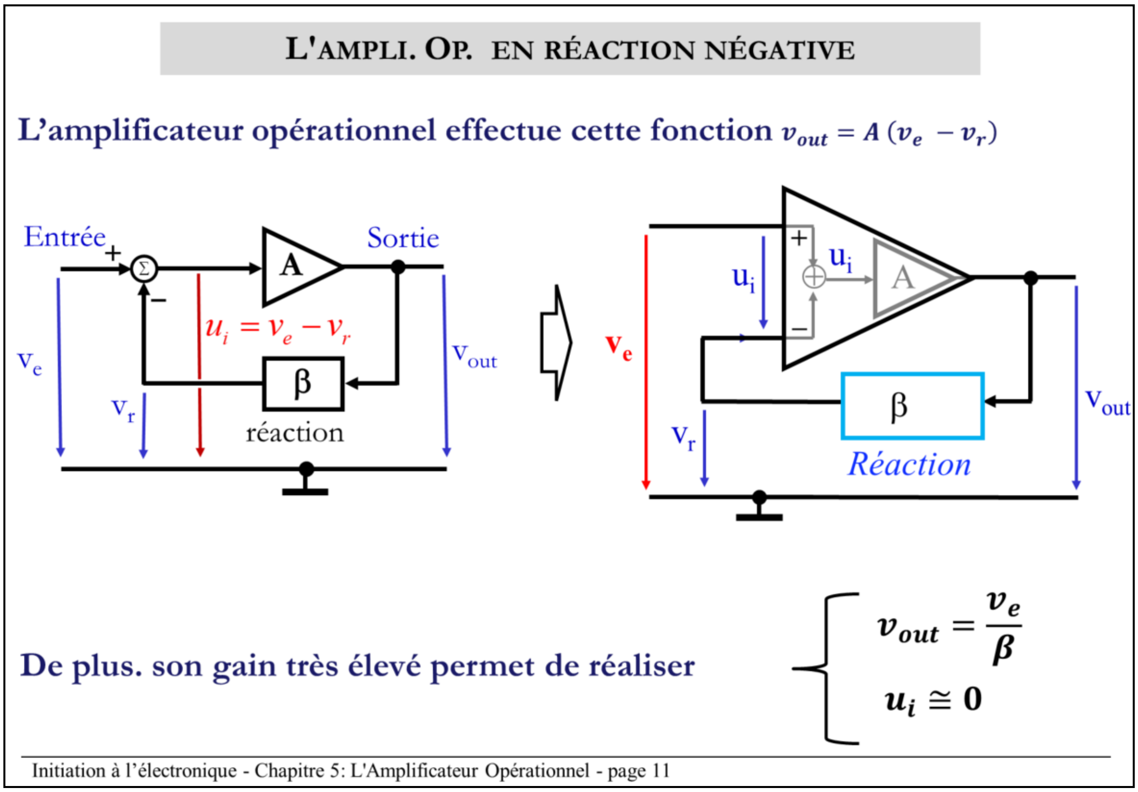
LA RÉACTION NÉGATIVE - PRINCIPE

Avantages de la réaction négative

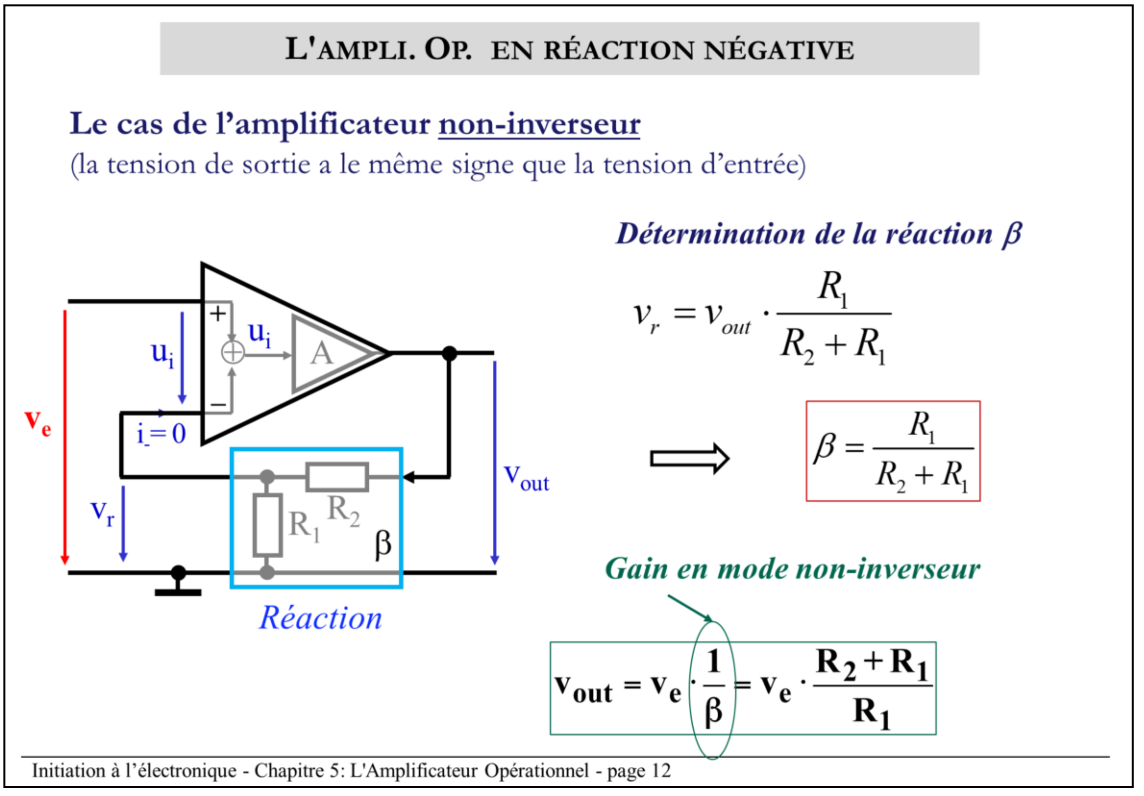
Même si l'amplificateur n'est pas idéal, tant que la condition $A \cdot \beta >> 1$ est vérifiée, l**e comportement du circuit ne dépend plus que des éléments de réaction:** ⇨ $v_{out} = \frac{v_e}{\beta}$

Avantages:

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

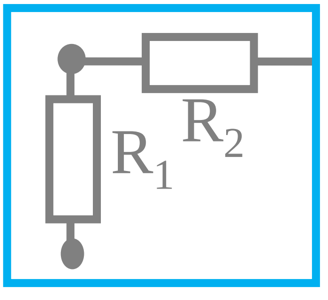


Cette operation conceptuelle peut être réalisée avec les amplificateurs opérationnel étant donné qu'ils effectuent cette operation de 'soustraction' entre l'entrée '+' et l'entrée '-', et qu'ils présentent un gain A très élevé.

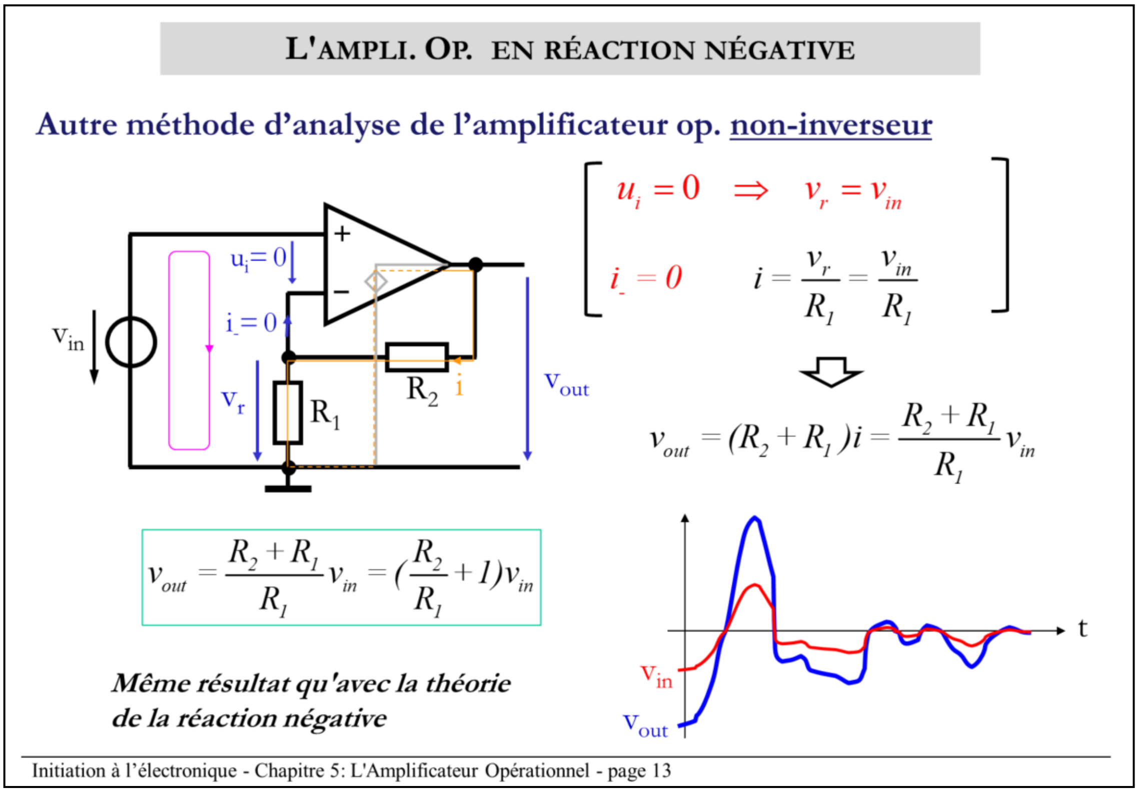


Dans ce cas précis, le bloc de réaction est constitué d'un diviseur de tension résistif. Comme i_- est nul, on peut ignorer la connexion vers l'ampli-op.

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: $u_i + v_r - v_{in} = 0 \Rightarrow v_r = v_{in}$

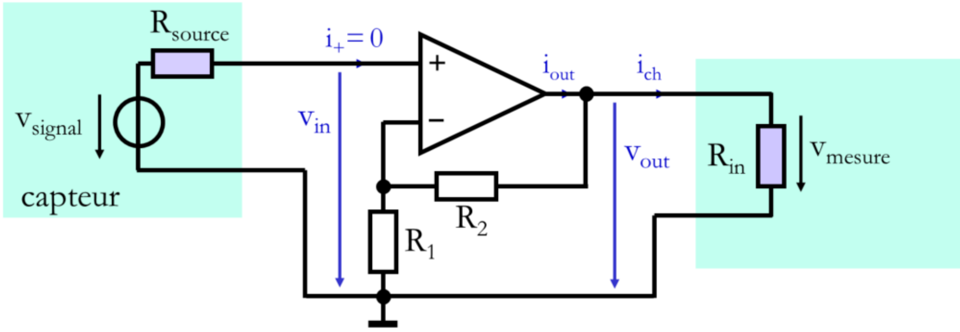
-Comme $i_- = 0$, le même courant traverse R_1 et R_2 : $i = v_r/R_1 = v_{out} / (R_1+R_2)$

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.

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



$i_+ = 0$ => $v_{in} = v_{signal}$, 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}

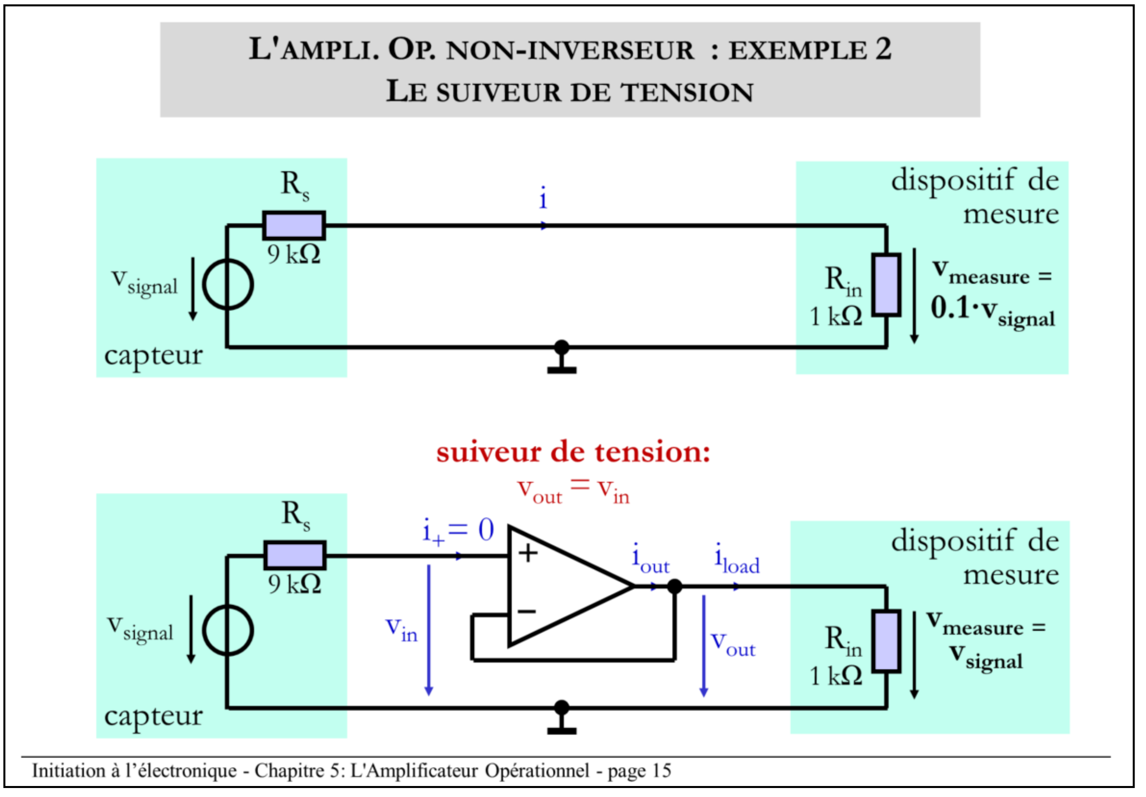
$$v_{mesure} = v_{signal}\left[\frac{R_2}{R_1} + 1\right] \qquad \forall\ R_{source}\ et\ R_{in}$$

Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 14

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

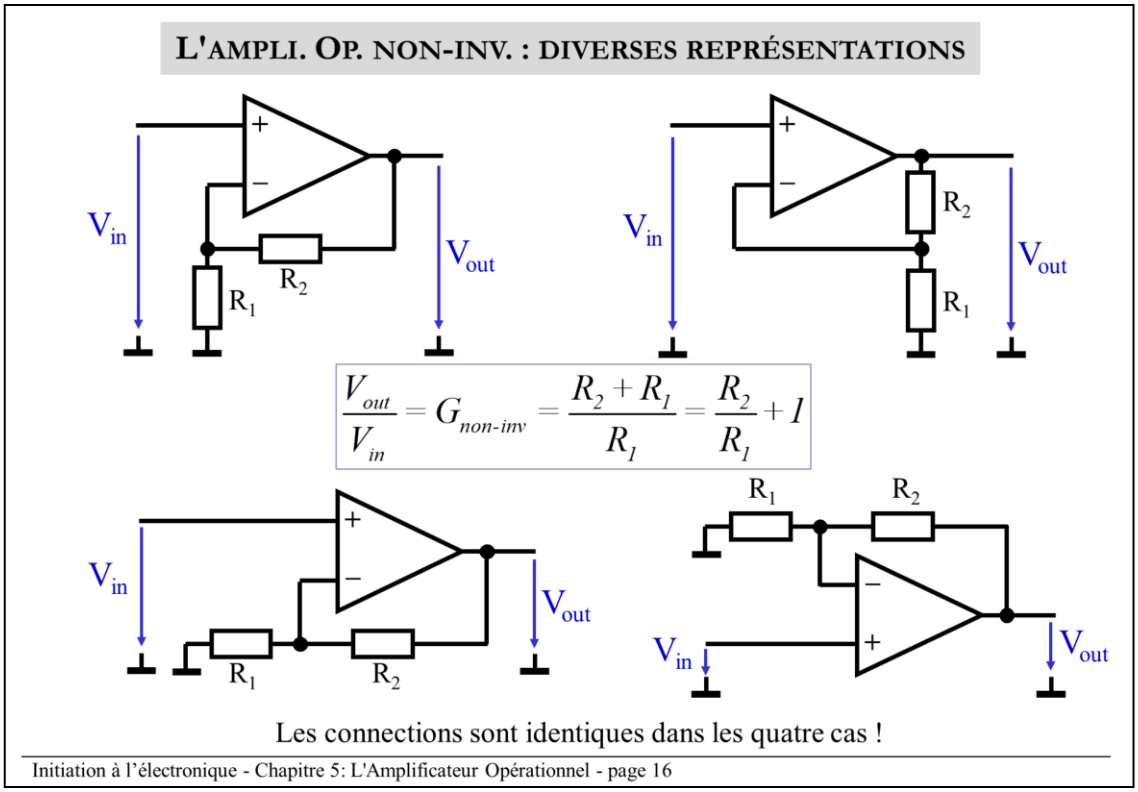
Avantages supplémentaires: la résistance de la source est sans effet, car elle est traversée par un courant i_+ nul.

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.



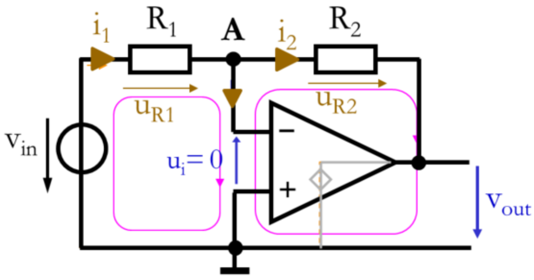
Les éléments peuvent être disposés graphiquement de diverses manières, mais les connections sont identiques dans tous les cas.

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)



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

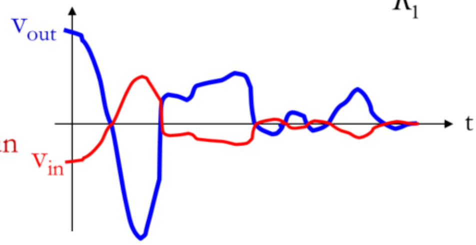
$$i_- = 0 \Rightarrow i_2 = i_1 = \frac{v_{in}}{R_1}$$

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

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

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

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_1} = R_1$$



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:

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

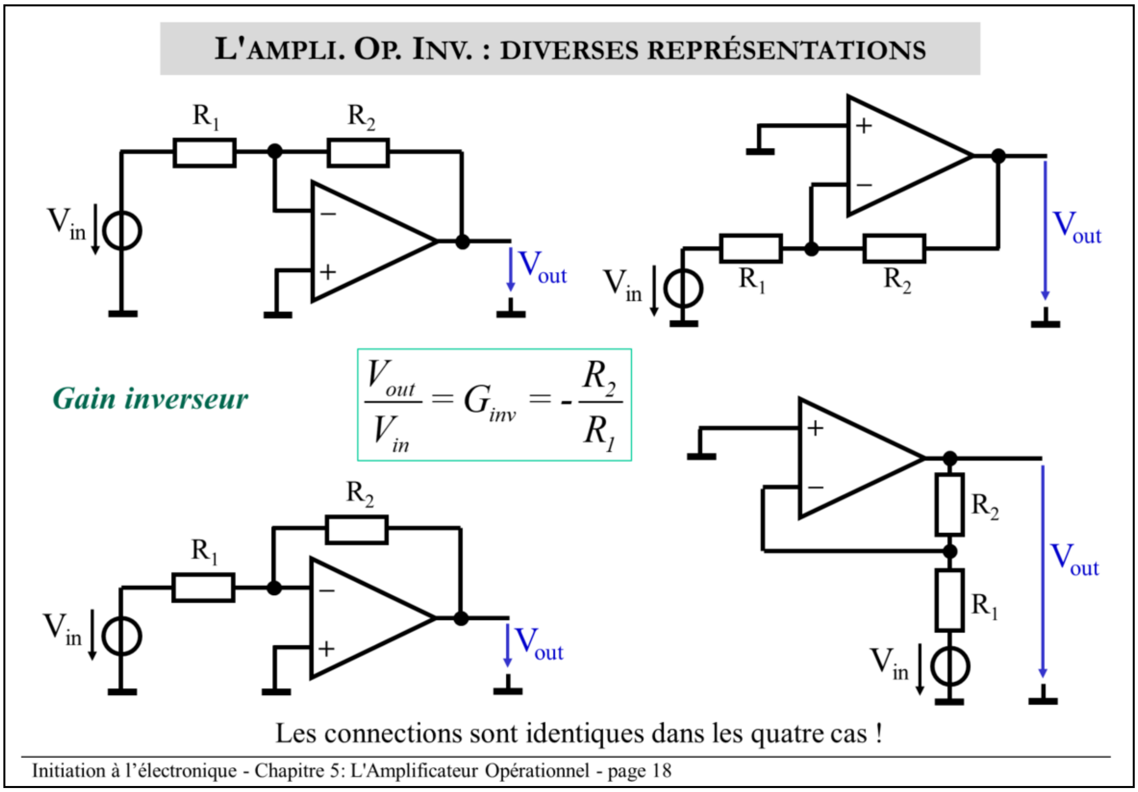
-Etant donné que $i_- = 0$, $i_1 = i_2$

-L'équation de la maille de sortie 2:

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

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

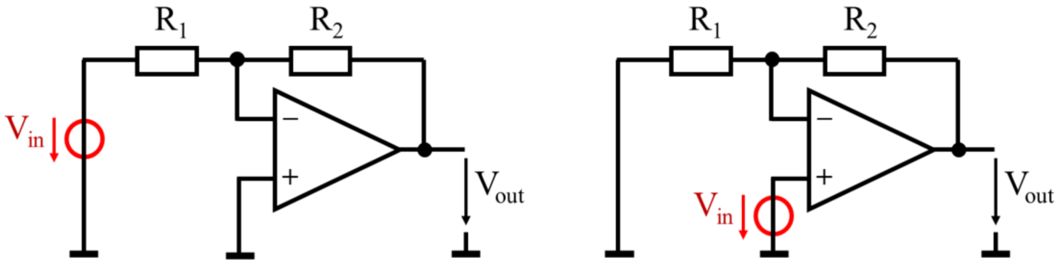
Le terme inverseur vient du fait que v_{out} et v_{in} sont toujours de signe opposé.



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



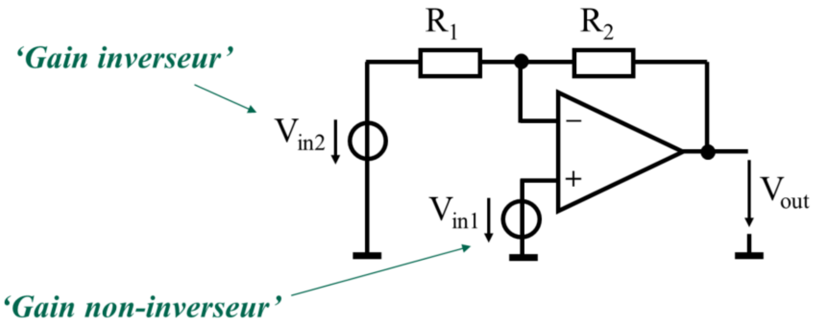
$$G_{inv} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

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

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 :

  $u_{R1} - u_i + v_{in1} - v_{in2} = 0 \quad => \quad u_{R1} = v_{in2} - v_{in1} \quad =>$

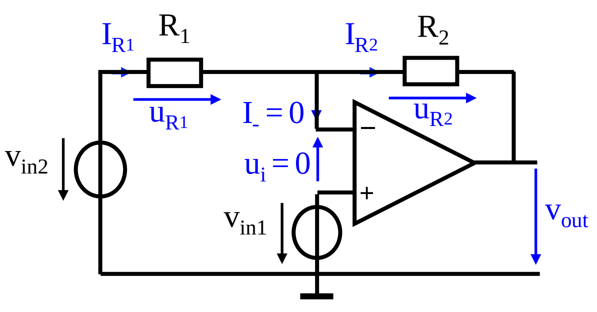
  $i_{R1} = (v_{in2} - v_{in1})/R_1$
- Comme $i\_ = 0$, $i_{R2} = i_{R1} = (v_{in2} - v_{in1})/R_1$

- L'équation de la maille de sortie :

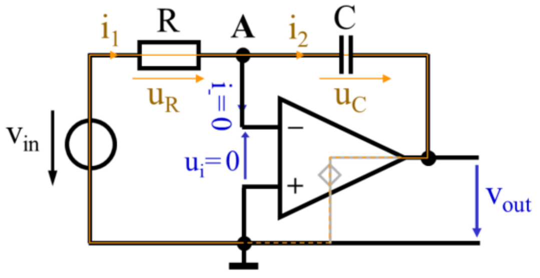
  $u_{R2} + v_{out} - v_{in1} + u_i = 0$

  $=> \quad v_{out} = v_{in1} - u_{R2} = v_{in1} - i_2 R_2 = v_{in1} - (v_{in2} - v_{in1}) \cdot R_2/R_1$

  $v_{out} = v_{in1} \cdot (1 + R_2/R_1) - v_{in2} \cdot R_2/R_1$



Intégrateur inverseur



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

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

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

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

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

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

'inverseur'

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

- L'équation de la maille d'entrée:

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

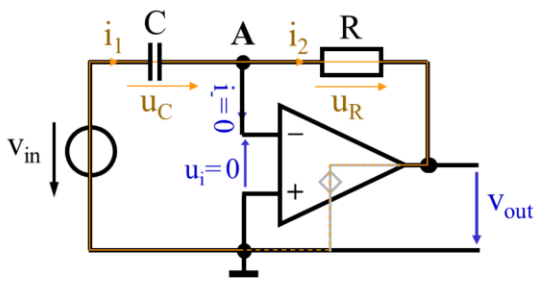
- Comme $i\_ = 0$, $i_1 = i_2$

- 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



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

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

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

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

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

'inverseur'

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

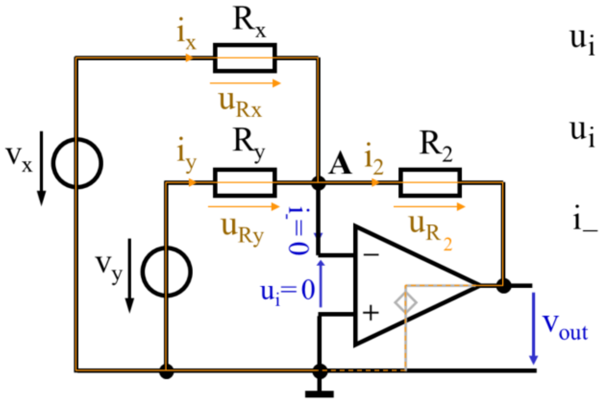
- L'équation de la maille d'entrée:

  $u_C - u_i - v_{in} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_C = v_{in} \quad \Rightarrow \quad i_1 = C\, dv_{in}/dt$
- Comme $i_- = 0$, $i_1 = i_2$
- L'équation de la maille de sortie:

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

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION NÉGATIVE

Sommateur inverseur



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

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

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

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

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

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

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:

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

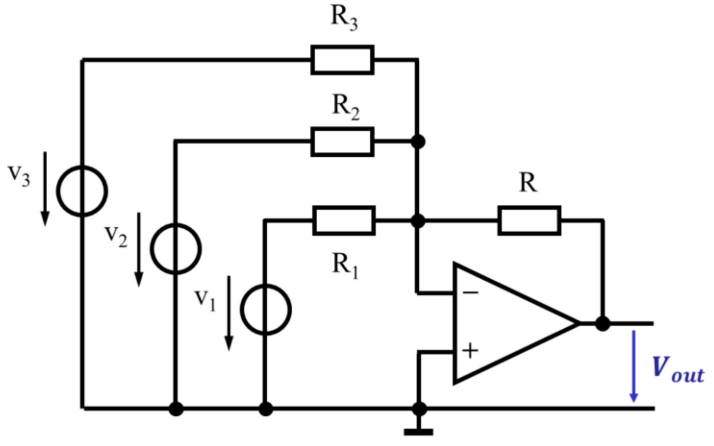
  $u_{Ry} - u_i - v_y = 0 \quad => \quad u_{Ry} = v_y \quad => \quad i_y = v_y / R_y$

- Comme $i\_ = 0$, $i_2 = i_x + i_y$

- L'équation de la maille de sortie:

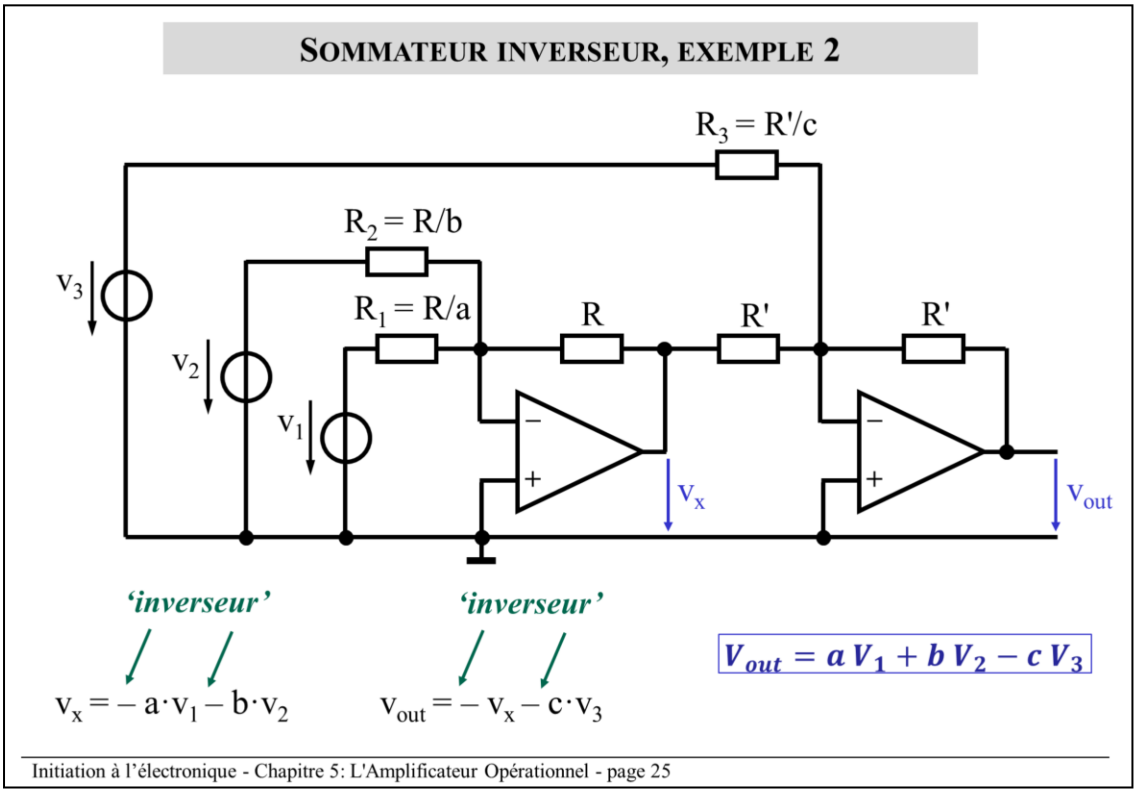
  $u_{R2} + v_{out} + u_i = 0 \quad => \quad v_{out} = -u_{R2} = -i_2\, R_2 = -v_x \cdot R_2 / R_x - v_y \cdot R_2 / R_y$

SOMMATEUR INVERSEUR, EXEMPLE 1



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

$$\boxed{V_{out} = -V_1 - 0.3\,V_2 - 10\,V_3}$$

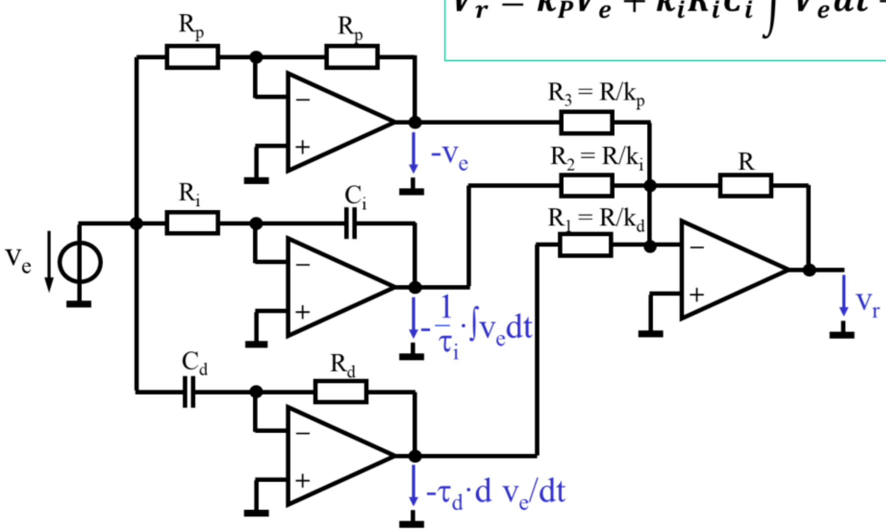


Avec deux amplificateurs opérationnels et des résistances, on peut réaliser une somme pondérée de ***n*** tensions avec des facteurs de pondération arbitraires, positifs ou négatifs, indépendants les uns des autres.

SOMMATEUR INVERSEUR, EXEMPLE 3

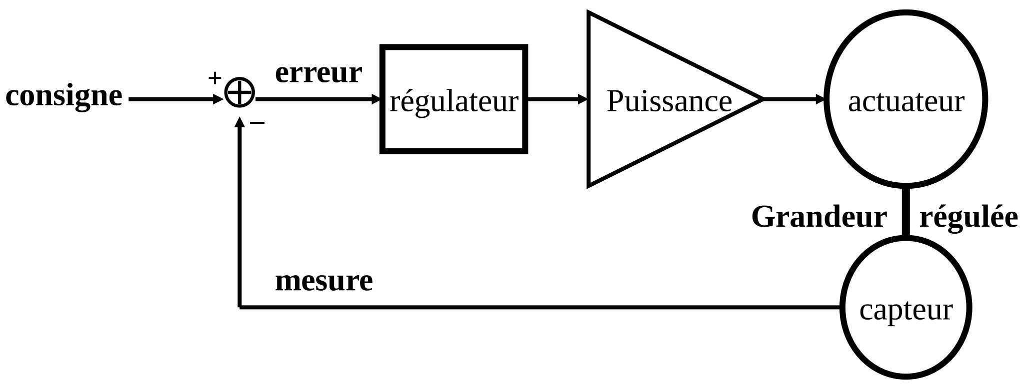
Régulateur Proportionnel, Intégrateur, Différentiel

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

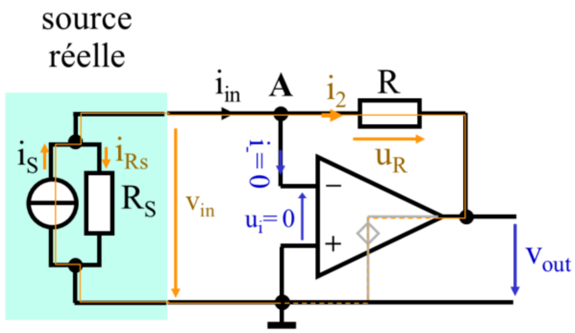


Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 26

Asservissement analogique classique:



CONVERSION COURANT-TENSION



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

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

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

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

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

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

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

La lecture du courant est une tension en sortie
Cette tension est indépendante de la résistance interne R_S de la source

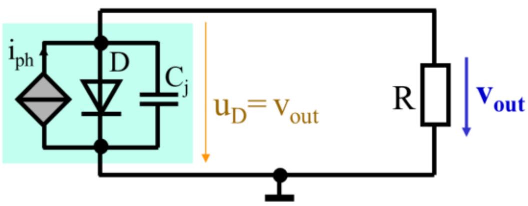
En toute généralité, ce circuit à base d'AO effectue une transformation Courant-Tension.

APPLICATION À LA PHOTODIODE

On souhaiterait $V_{out} = R\, i_{ph}$

Conversion via une résistance

Photodiode

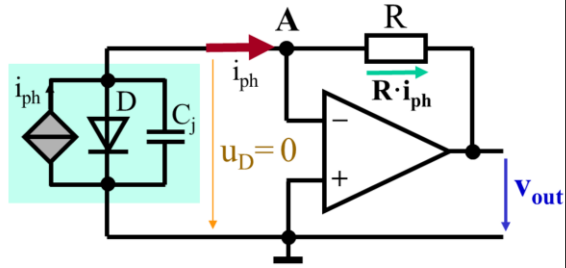


Inconvénients:

$V_{out} < U_J$ (V_{out} sature à U_J)

$f_{max} < \frac{1}{2\pi RC}$, $\frac{V_{out}}{i_{ph}} = \frac{1}{1+j\omega RC}$

Conversion via AO



$V_{out} = -R\, i_{ph}$

V_{out} n'est plus limité à U_J

Idéalement la fréquence n'est plus limitée (elle le sera par les limites de l'AO)

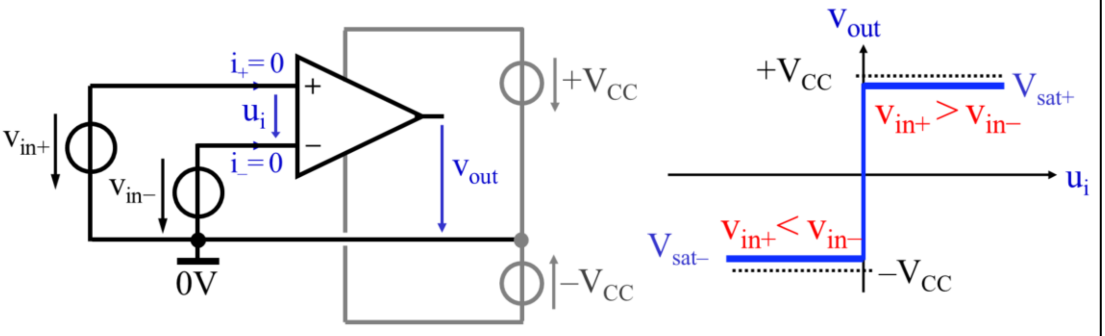
Une photodiode est représentée par un circuit équivalent qui comprend une source de courant (qui dépend de la lumière absorbée), d'une diode, et d'une capacité intrinsèque provenant de la jonction pn.

En régime sinus il faudra tenir compte de l'impédance de la capacité.

LE COMPARATEUR

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN COMPARATEUR SIMPLE

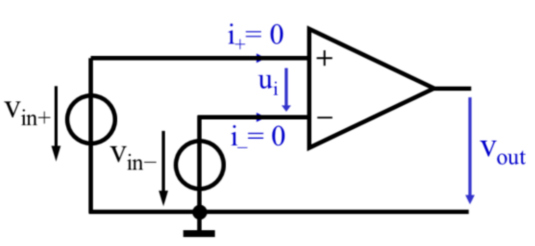
Vu le gain élevé de l'amplificateur opérationnel, en l'absence de réaction négative sa sortie peut être considérée comme binaire: V_{sat+} ou V_{sat-}, suivant que u_i est positive ou négative, donc que le potentiel de l'entrée + est supérieur ou inférieur à celui de l'entrée − .

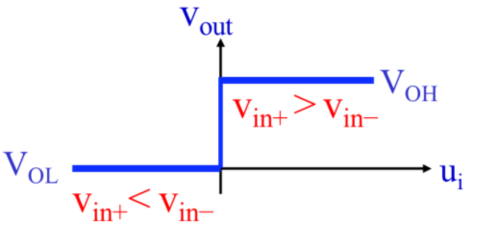


En l'absence de réaction négative, l'amplificateur opérationnel fonctionne en comparateur.

LE "COMPARATEUR"

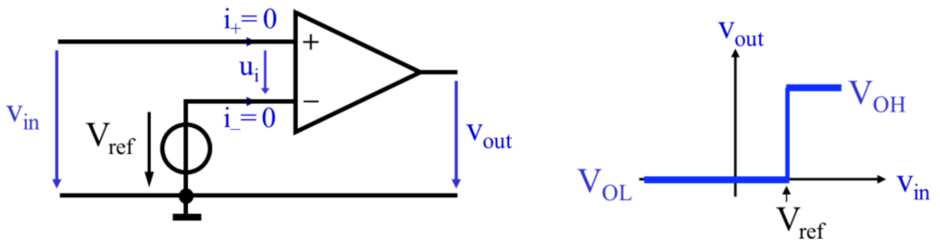
Les comparateurs ressemblent aux amplificateurs opérationnels mais leurs caractéristiques sont optimisées pour la fonction de comparaison. En particulier la sortie d'un comparateur sature à deux valeurs V_{OH} et V_{OL} adaptées aux circuits logiques (par ex. $V_{OH} = +5$ V et $V_{OL} = 0$ V).



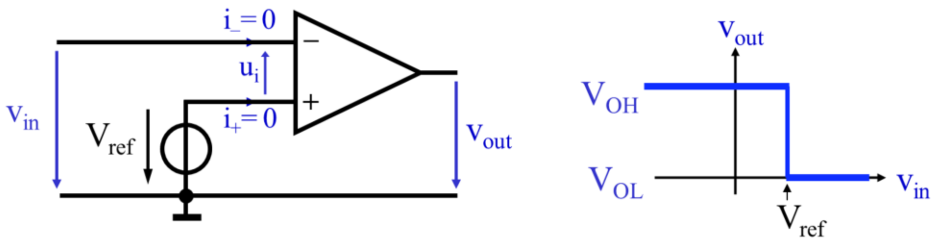


Un amplificateur opérationnel peut parfois remplacer un comparateur, mais un comparateur <u>ne peut pas</u> fonctionner en réaction <u>négative</u> comme un ampli op.

COMPARATEUR NON-INVERSEUR



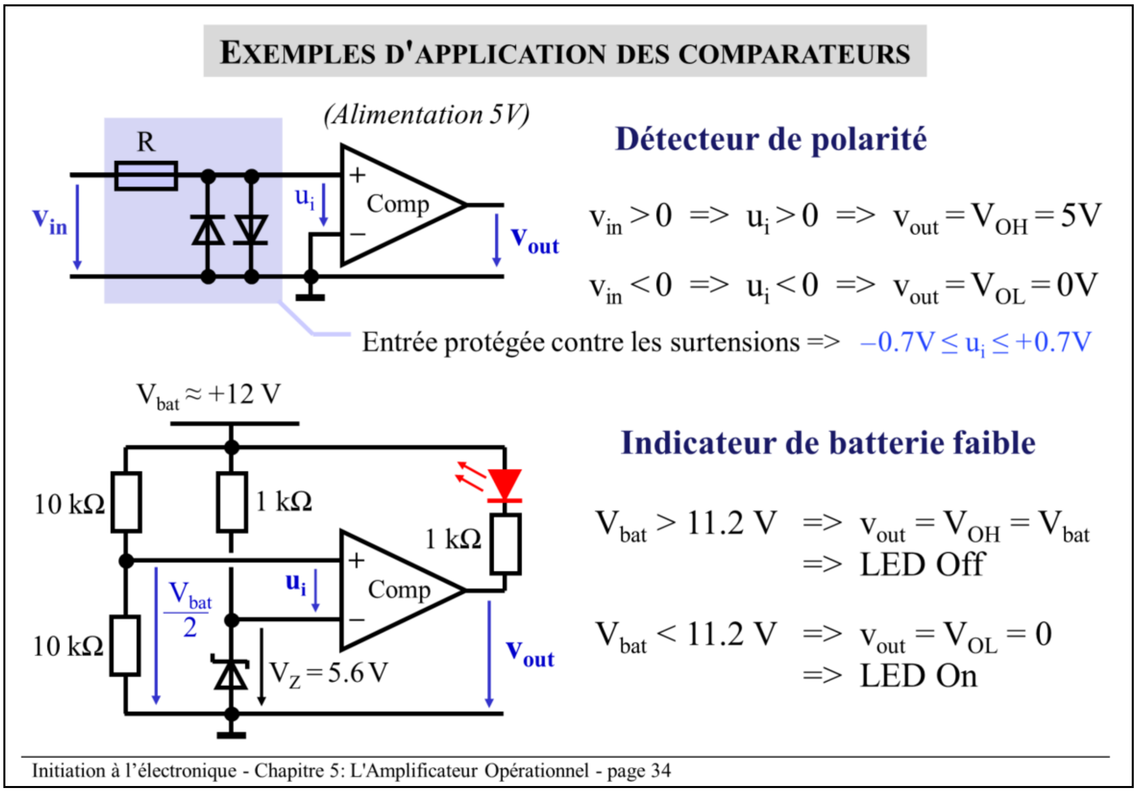
COMPARATEUR INVERSEUR



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:

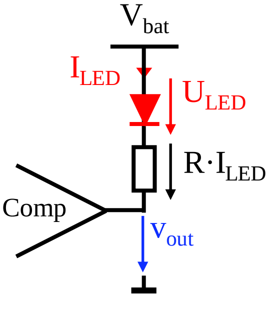
les temps de montée et de descente de la tension de sortie peuvent ne pas être suffisant courts et créer des distorsions.



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 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.



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

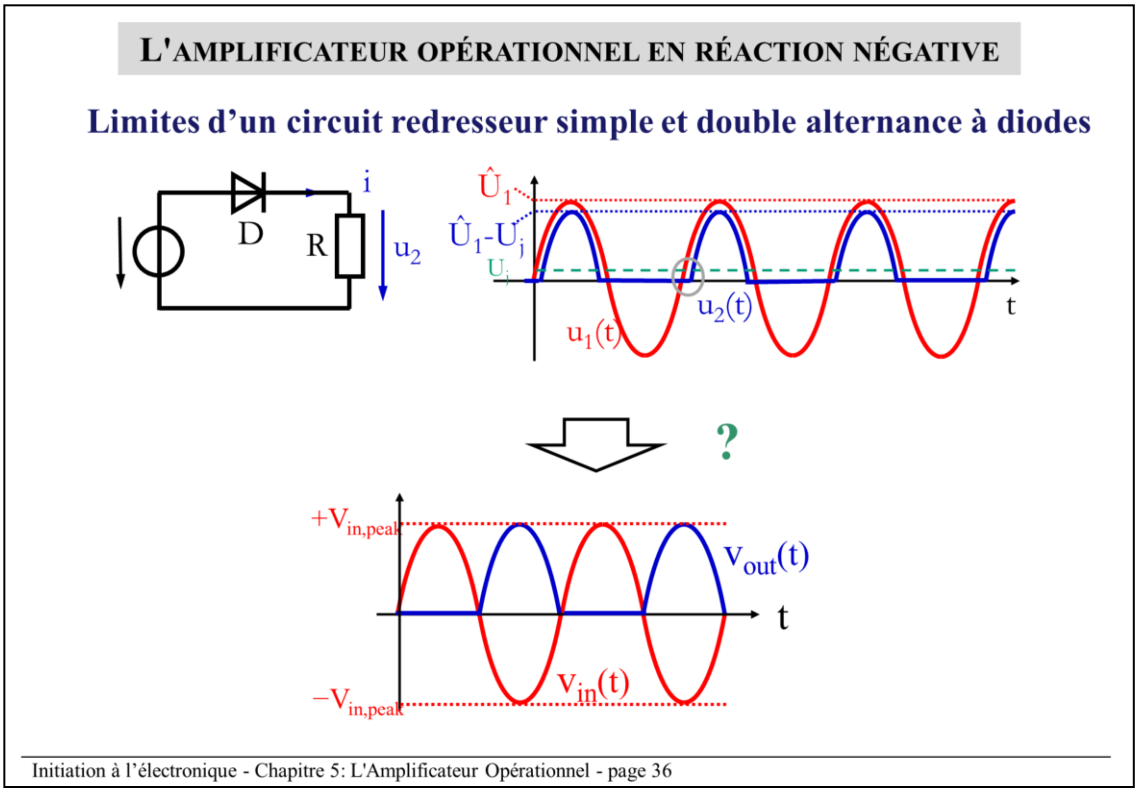
Lorsque $v_{out} = 0$ on a $I_{LED} = (V_{bat} - U_{LED}) / R \approx 10$ mA

La LED est allumée.

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

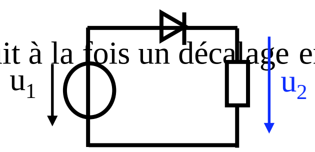
$I_{LED} = 0$, la LED est éteinte

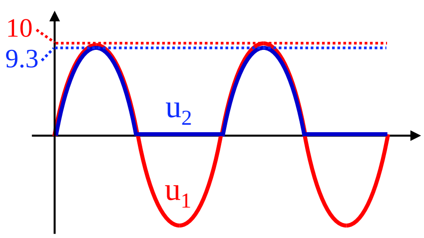
Le Redresseur Idéal

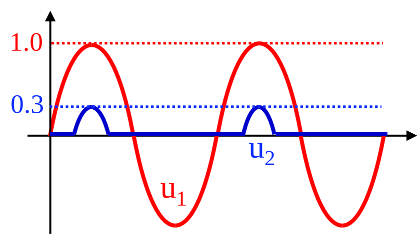


Pour redresser des signaux de faible amplitude, il est nécessaire de recourir à une solution 'active'.

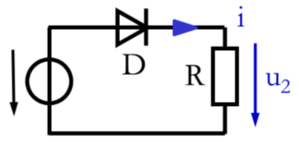
La simple diode induit à la fois un décalage en tension et en temps.

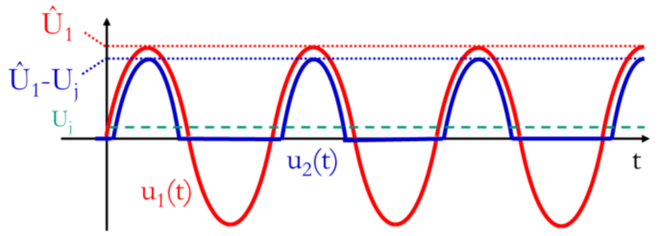






APPLICATION : REDRESSEUR SIMPLE ALTERNANCE





Le redresseur simple alternance est une application directe de l'effet diode.

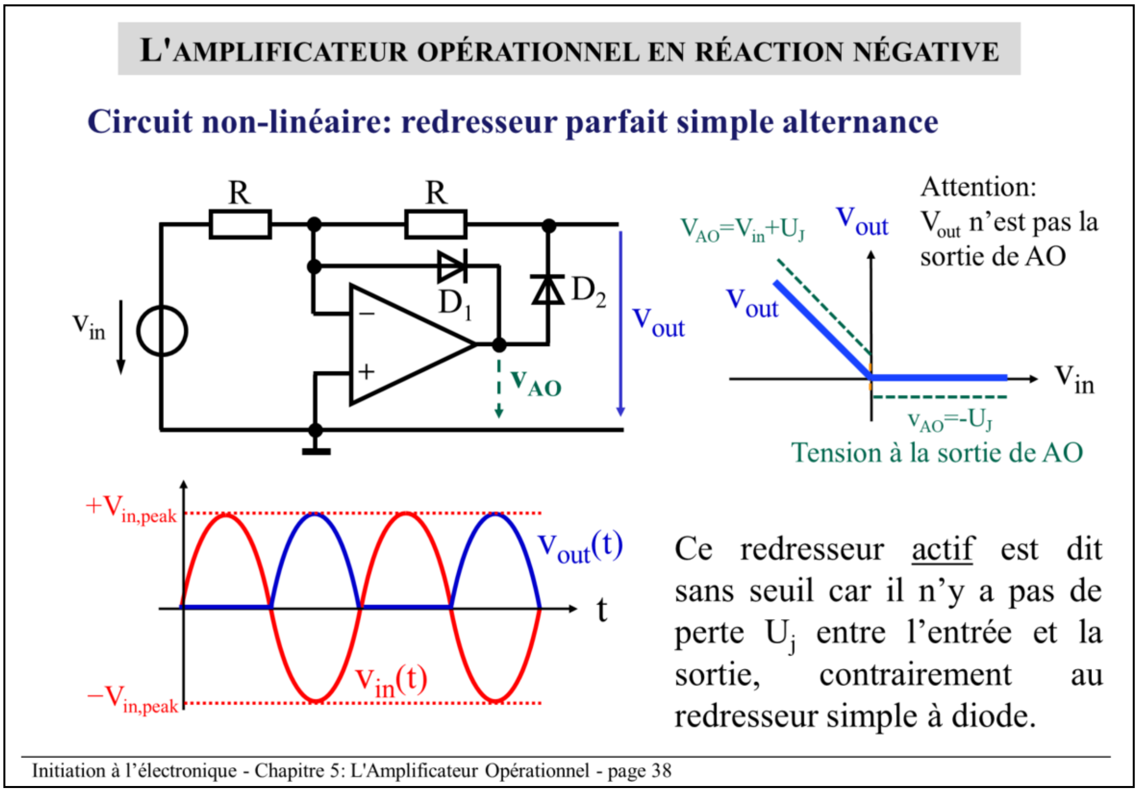
Un redresseur transforme un signal alternatif (périodiquement positif puis négatif) en un signal toujours positif, ou toujours négatif (selon le sens de branchement de la diode). La tension de sortie $\boldsymbol{u_2(t)}$ est donc nulle pendant la moitié d'une période.

On va perdre $\boldsymbol{U_j}$ vis-à-vis de la tension $\boldsymbol{u_1(t)}$ car on doit traverser 1 diode.

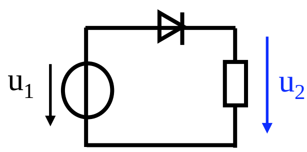
La valeur moyenne de la tension $\boldsymbol{u_2(t)}$ sur la période devient $\boldsymbol{U_{2,moy}} \cong \frac{\widehat{U_1} - U_j}{\pi}$

Les applications d'un tel circuit qui donne une tension et un courant toujours positifs (ou toujours négatifs selon le sens de branchement de la diode), mais pas continus, sont assez limitées.

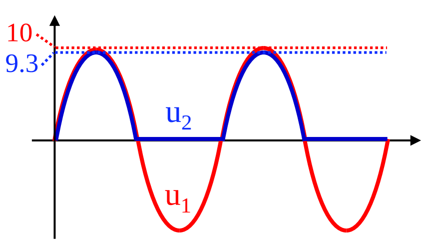
Notons qu'en retournant la diode, on obtient le même comportement avec une tension $\boldsymbol{u_2(t)}$ qui ne comporte que les alternances négatives.



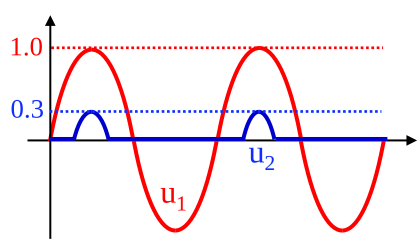
Par comparaison voilà ce que donne le redresseur simple à diode.



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



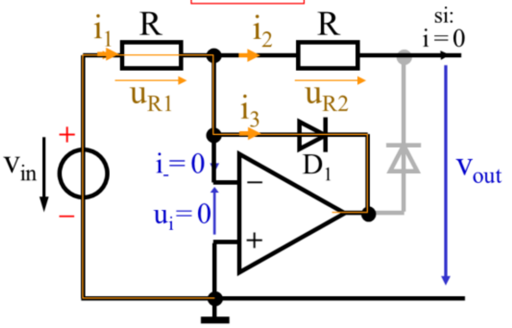
pour une tension $\hat{U}_1 = 1$ V



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.

ANALYSE DU REDRESSEUR PARFAIT SIMPLE ALTERNANCE

$v_{in} > 0$



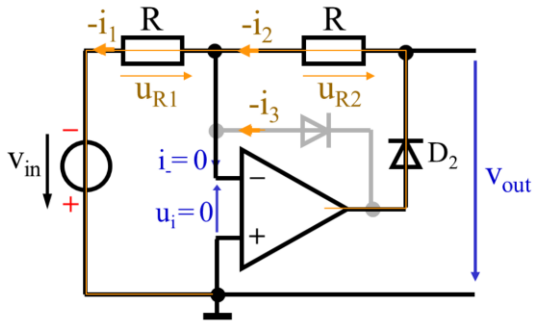
$$u_i = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{R1} = v_{in} \quad \Rightarrow \quad i_1 = \frac{v_{in}}{R}$$

$$i\_ = 0 \quad \textbf{et} \quad i_2 = 0 \quad \textbf{donc} \quad i_3 = i_1 = \frac{v_{in}}{R}$$

$$u_{R2} = R_2 \cdot i_2 = 0$$

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

$v_{in} < 0$



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

$$i\_ = 0 \quad \textbf{et} \quad i_2 = i_1 = \frac{v_{in}}{R} \quad \textbf{car} \quad i_3 = 0$$

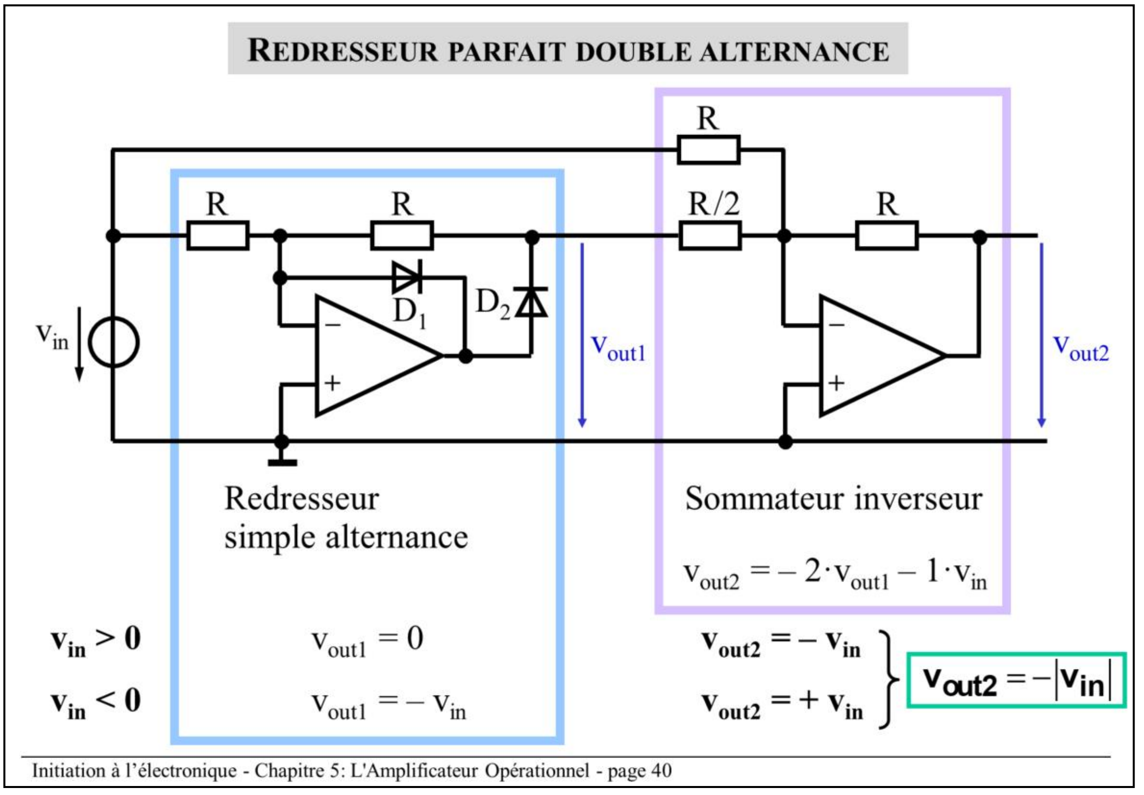
$$u_{R2} = R \cdot i_2 = R \cdot i_1 = v_{in} \cdot \frac{R}{R} = v_{in}$$

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

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.

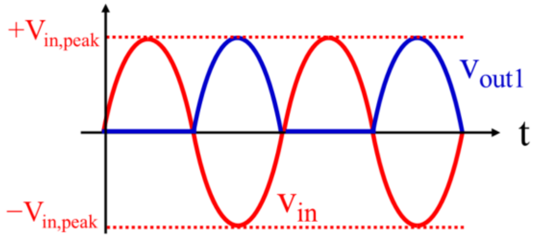
L'ampli op est toujours en réaction négative, par D_2 et R lorsque sa sortie est positive, par D_1 lorsque sa sortie est négative. Donc $u_i = 0$.

Les flèches indiquent le sens réel du courant.

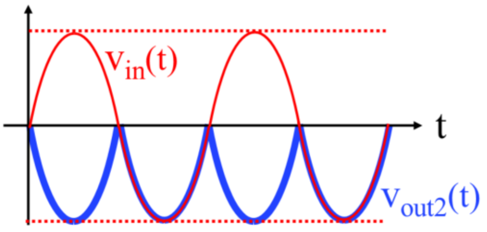


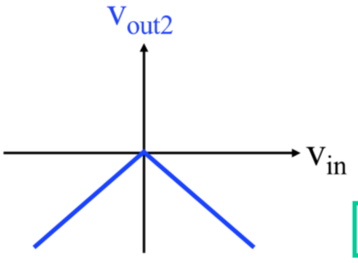
La résistance R/2 constitue la charge purement résistive du redresseur, puisqu'elle est connectée entre la sortie de celui-ci et un point à potentiel nul, qui est la masse fictive du sommateur inverseur.

Redresseur parfait double alternance (suite)



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



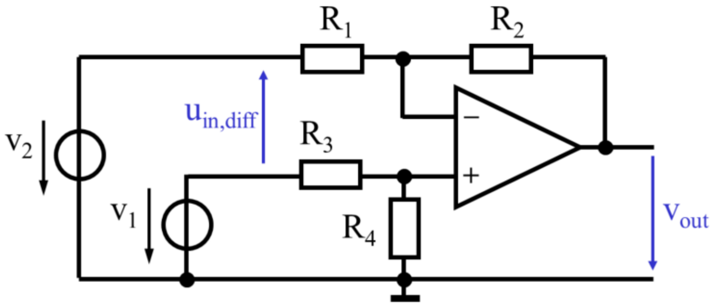


$$\boxed{v_{out2} = -|v_{in}|}$$

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.

$$\boxed{\mathbf{v}_{\mathbf{out}} = \mathbf{A}_{Diff} \cdot (\mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_2) = \mathbf{A}_{Diff} \cdot \mathbf{u}_{\mathbf{in,diff}}}$$

'+' '-'

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

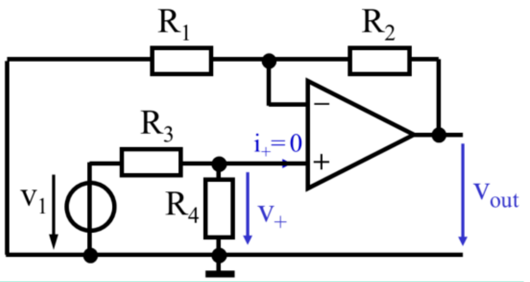
L'amplificateur opérationnel peut se comporter comme un amplificateur différentiel dont le gain est défini par :

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

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

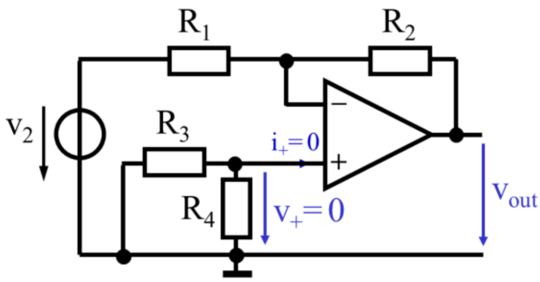
L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL, ANALYSE DU CAS GÉNÉRAL

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.

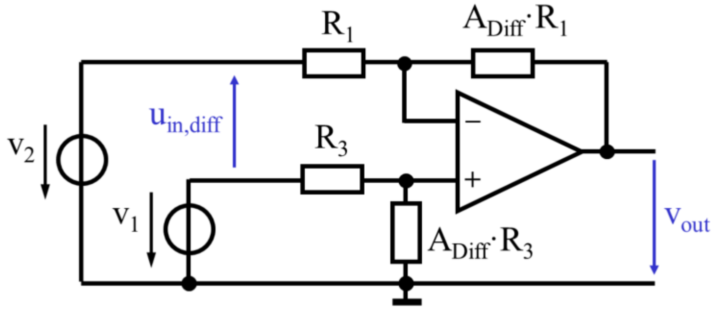
Pour obtenir une forme $\mathbf{v_{out}} = \mathbf{A}_{Diff}\cdot(\mathbf{v_1}-\mathbf{v_2})$

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 $\mathbf{R_2/R_1 = R_4/R_3 = A_{Diff}}$

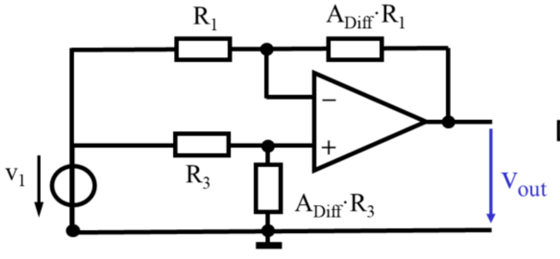
Dans ce cas, on peut définir le gain différentiel $\mathbf{v_{out} = A_{\mathit{Diff}}\,(v_1 - v_2)}$



L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL. LE MODE COMMUN

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

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



⇨ 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 : $CMRR = \dfrac{A_{diff}}{A_{mc}}$

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: $A_{mc} = \dfrac{v_{out}}{u_{in,mc}}$ lorsque $v_1 = v_2 = u_{in,mc}$

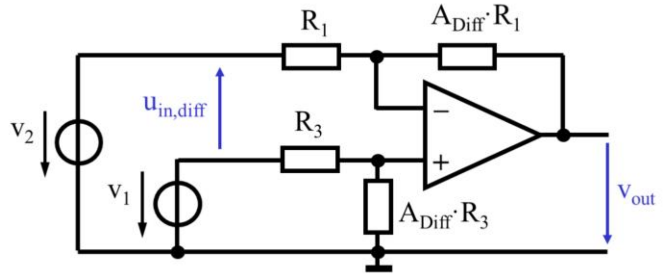
Le taux de rejection de mode commun est donné par: $CMRR = \dfrac{A_{diff}}{A_{mc}}$

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

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL HAUTES PERFORMANCES

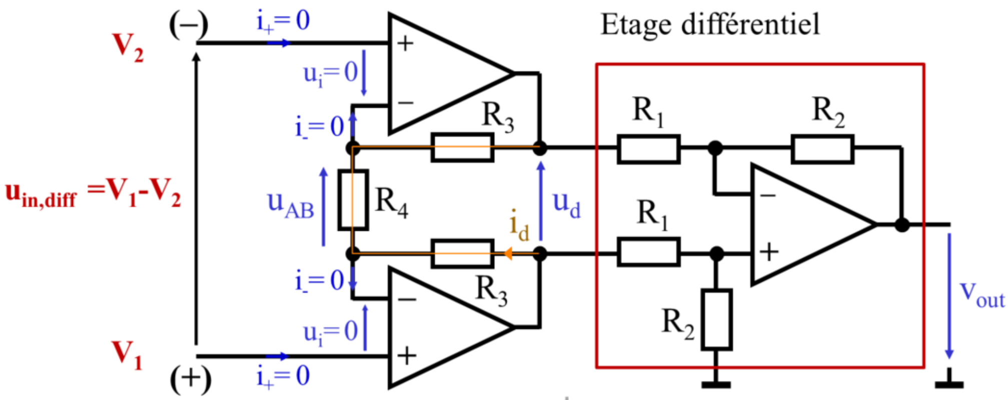
Il existe principalement 2 inconvénients à cette approche:

- 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.

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL HAUTES PERFORMANCES



$u_i = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{AB} = u_{in,diff}$

$i_- = 0 \quad \Rightarrow \quad i_d = \frac{u_{AB}}{R_4} = \frac{u_{in,diff}}{R_4}$

$u_d = (R_3 + R_4 + R_3) \cdot i_d = \frac{2R_3 + R_4}{R_4} \cdot u_{in,diff}$

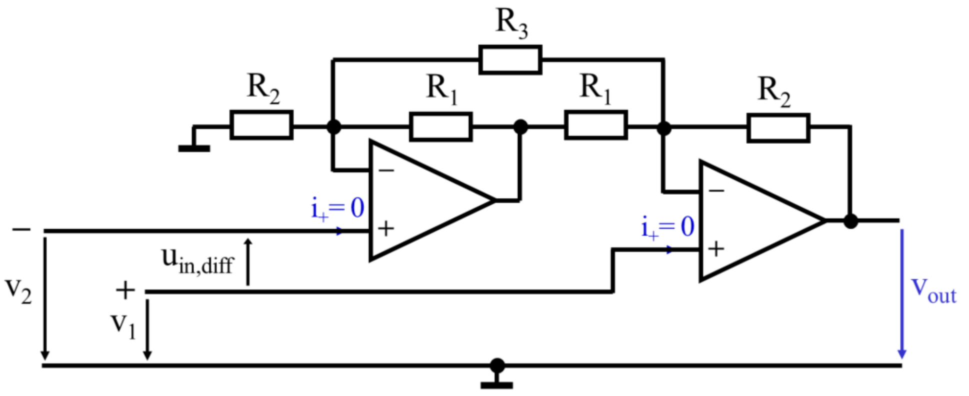
montage diff $v_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot u_d$

$$\boxed{V_{out} = u_{in,diff}\left(1 + 2\frac{R_3}{R_4}\right)\frac{R_2}{R_1}}$$

Gain variable avec R_4

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.

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL, VARIANTE À DEUX AMPLI OP



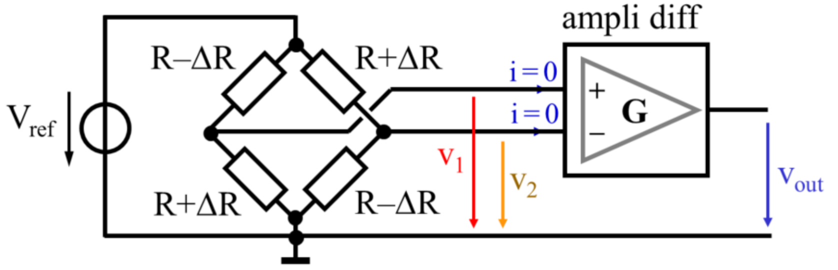
$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R_3}\right)(V_1 - V_2) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R_3}\right)u_{in.diff}$$

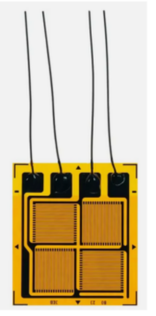
(voir exercice)

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





BF1000-3EB Full Bridge Foil Strain Gauge

CHF 1.22- 2.02

Min. order: 1 piece

★★★★★ 4.7/5.0 (55 reviews)

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

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

$$\boxed{\boldsymbol{V_{out} = G\,(V_1 - V_2) = V_{ref}\,\frac{\Delta R}{R}\,G}}$$

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

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 $A_{mc} < 0.002$

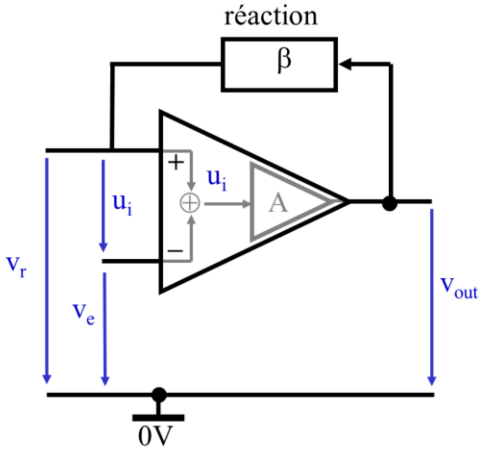
Dans ce cas, d'après les calculs on doit satisfaire $A_{Diff} = 1000$.

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

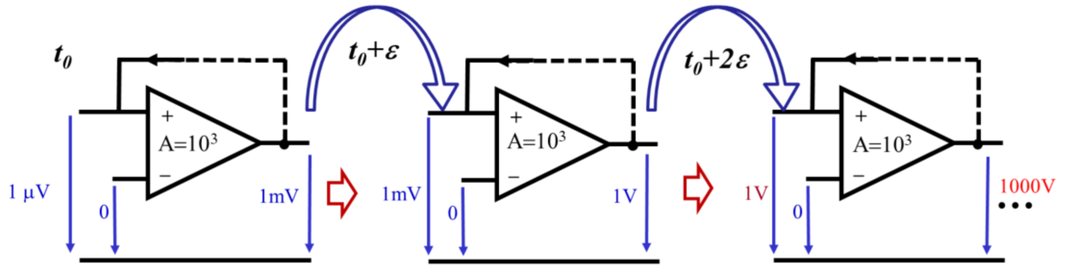
La réaction positive est un principe qui consiste à ramener une image du signal de sortie pour **l'additionner au signal initial d'entrée.**



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 sur l'une des entrées 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 vous êtes intéressé-e par une démonstration rigoureuse, voir le lien dans les notes DOI:10.13140/RG.2.2.18337.83049/1 *)*

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-}.

IN RESEARCH GATE (DOI:10.13140/RG.2.2.18337.83049/1)

Rigorous Proof of Positive and Negative Feedback Modes with Operational Amplifiers.

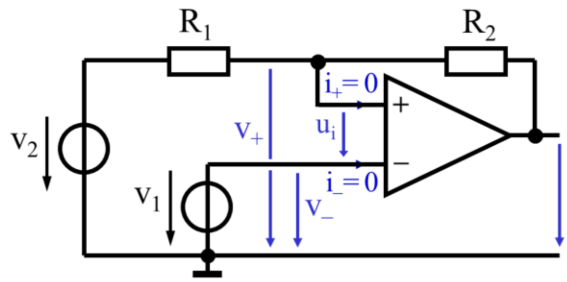
Jean-Michel Sallese and Eytan Zysman

Ecole Polytechnique Fédererale de Lausanne, Electrical Dpt, EDLAB, 1015 Lausanne - Switzerland

ABSTRACT

We claim that the way positive and negative feedback operation with operational amplifiers are presented in some textbooks and taught to students is not rigorous. In this note we propose a unified solution in a coherent approach which, in addition, resolves a major contradiction inherent to the positive feedback mode. We believe that this approach is dedicated for introductory lectures on operational amplifiers.

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



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

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

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 : $\frac{R_2}{R_2+R_1}\cdot v_2 + \frac{R_1}{R_2+R_1}\cdot V_{OH} = v_1$

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

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.

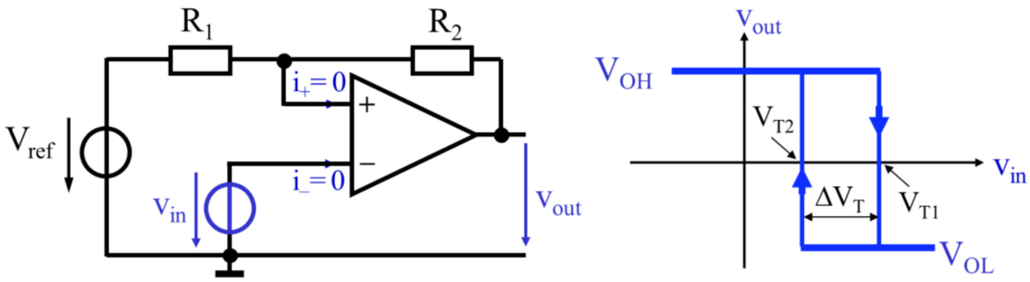
v_+ dépend de v_2 et de v_{out} selon la relation ci-dessus que l'on peut obtenir en utilisant le théorème de superposition.

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 : $v_{in} = V_{T1} = \dfrac{R_2}{R_2+R_1}\cdot V_{ref} + \dfrac{R_1}{R_2+R_1}\cdot V_{OH}$

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

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

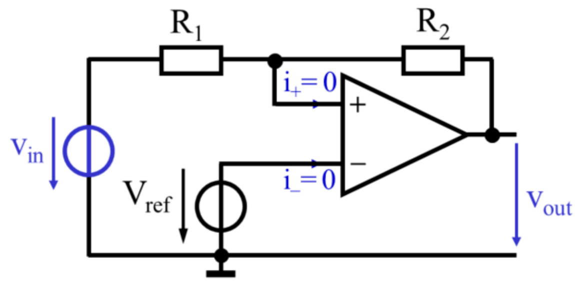
$\boldsymbol{V_{T2} < V_{T1}}$

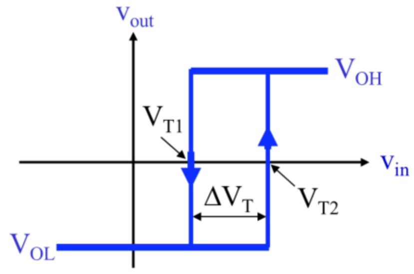
Par rapport au cas général, v_1 est la variable d'entrée v_{in} et v_2 la tension de référence.

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 : $\Delta V_T = \frac{R_1}{R_2} \cdot (V_{OH} - V_{OL})$

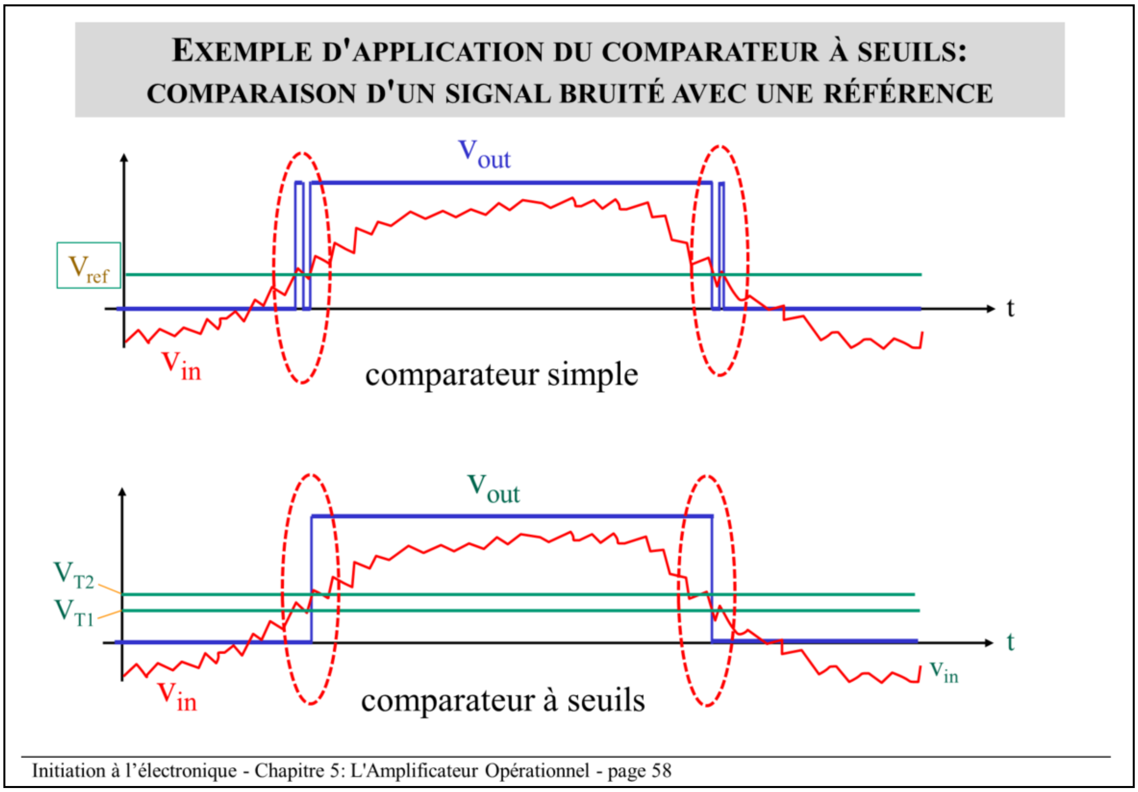
$\boldsymbol{V_{T2} > V_{T1}}$

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 $V_{T1} < V_{T2}$

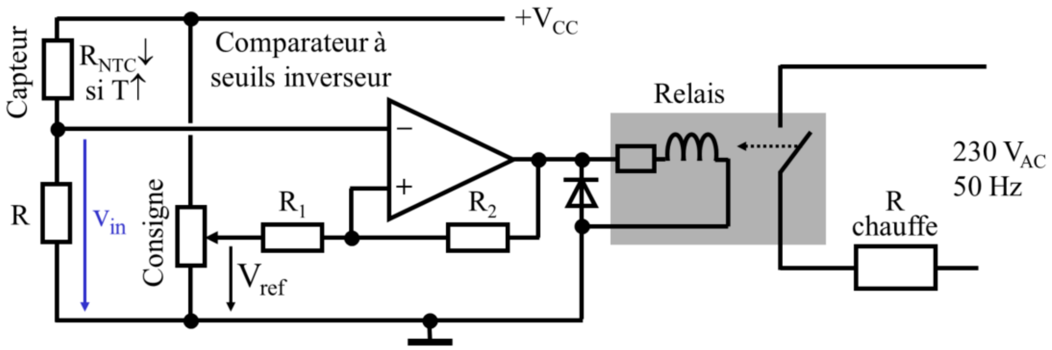


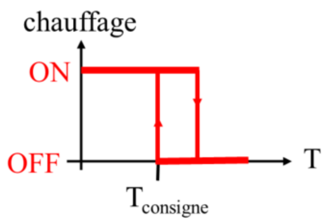
Si l'on compare une référence et un signal auquel est superposé du bruit, un comparateur simple va générer des transitions multiples incontrôlées.

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.

EXEMPLE D'APPLICATION DU COMPARATEUR À SEUILS: THERMOSTAT





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.

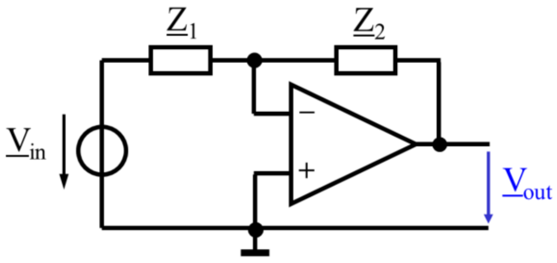
Lorsque la sortie du comparateur est à $V_{OH} \approx +V_{CC}$, il y a une tension $+V_{CC}$ aux bornes de la bobine, donc un courant y circule, le contact est attiré par l'électroaimant et se ferme: le corps de chauffe est alimenté.

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').

AO EN RÉGIME SINUS.
CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES.

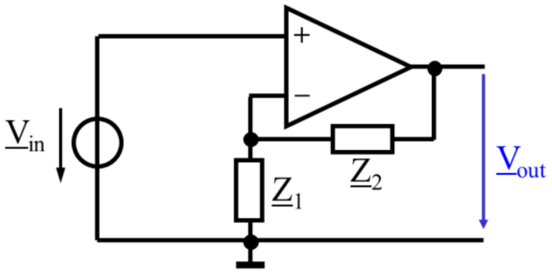
L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL EN RÉACTION NÉGATIVE

Filtres et fonctions de transfert simples



AO en mode Inverseur

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



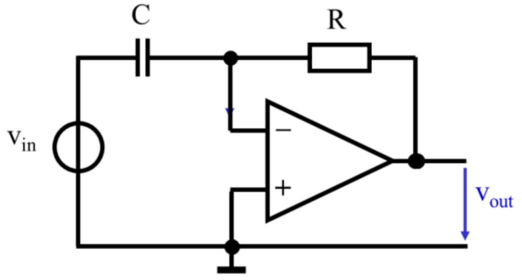
AO en mode non-Inverseur

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

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

L'AO DÉRIVATEUR EN RÉGIME SINUS

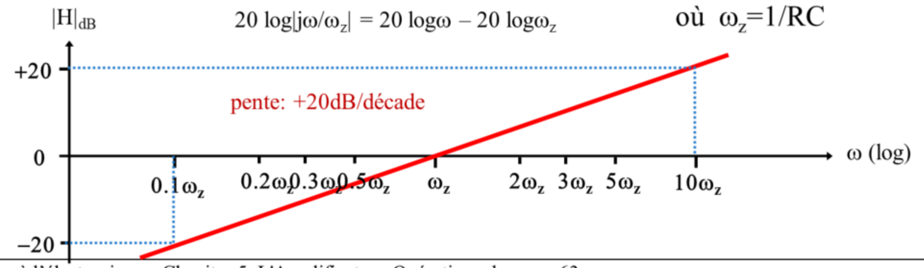
Régime sinusoïdal: Analyse en utilisant les impédances complexes



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

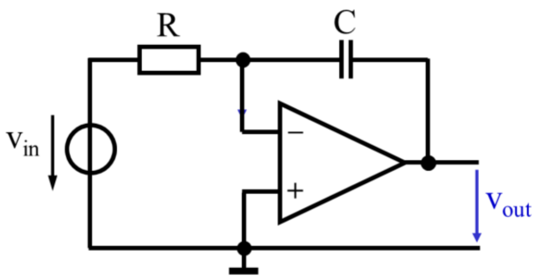
La fonction de transfert indique qu'il s'agit d'un filtre qui laisse passer le signal d'autant plus que sa fréquence est élévée

Il s'agit d'un filtre passe-haut



L'AO INTÉGRATEUR EN RÉGIME SINUS

Régime sinusoïdal: Analyse en utilisant les impédances complexes

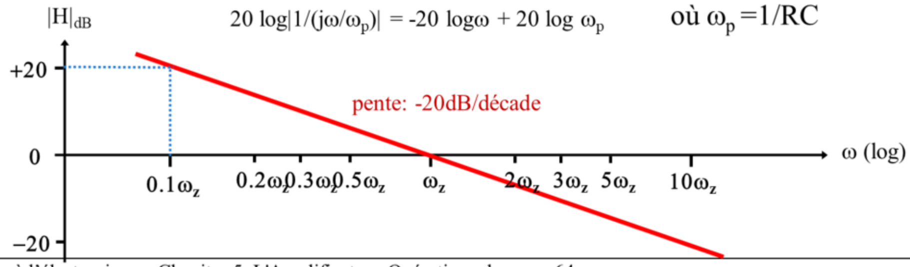


$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_C}{Z_R} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

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

Il s'agit d'un filtre passe-bas

$20 \log|1/(j\omega/\omega_p)| = -20 \log\omega + 20 \log \omega_p$ où $\omega_p = 1/RC$

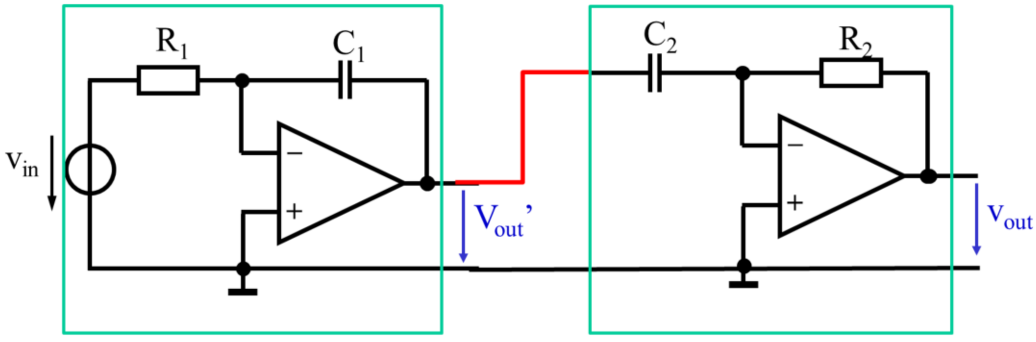


Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 64

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



$$H1(j\omega) = \frac{V_{out}'}{V_{in}} = -\frac{Z_{C1}}{Z_{R1}} = -\frac{1}{j\omega R_1 C_1} \qquad H2(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{out}'} = -\frac{Z_{R2}}{Z_{C2}} = -j\omega R_2 C_2$$

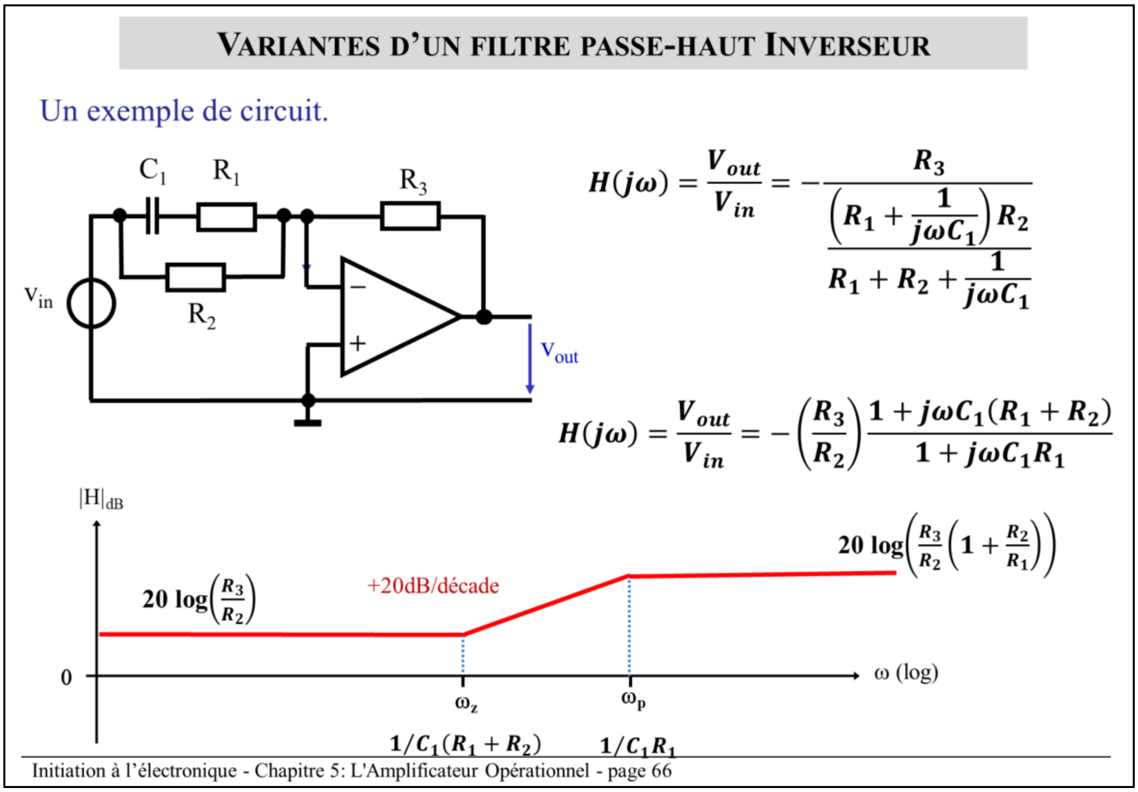
$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}$$

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

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

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.

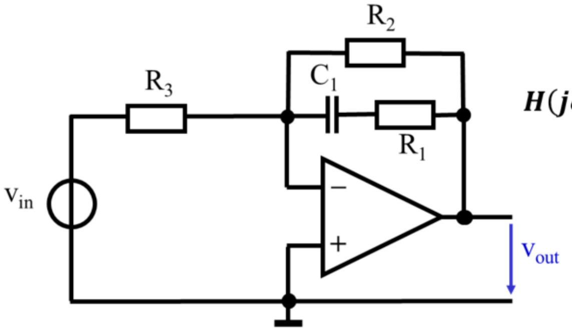


Les filtres reels ont une architecture plus complexe.

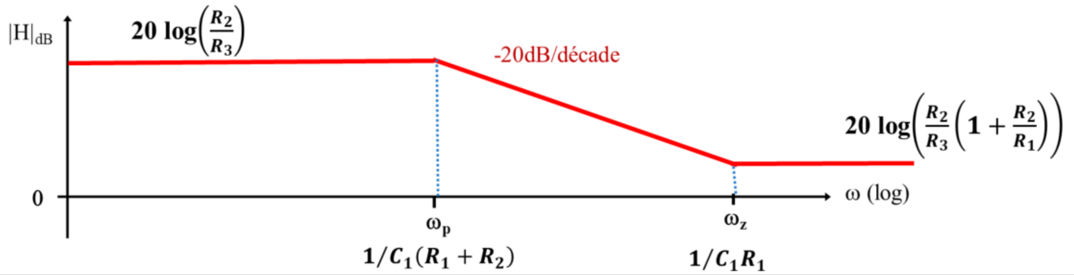
On remarquera qu`aux basses et hautes fréquences la capacité C_1 n'intervient plus dans l'expression de l'amplitude du signal de sortie V_{out}: la capacité agit soit comme un court-circuit (hautes fréquences), soit comme un circuit ouvert (basses fréquences).

VARIANTE D'UN FILTRE PASSE-BAS INVERSEUR

En permutant les impédances, on obtient la fonction inverse



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

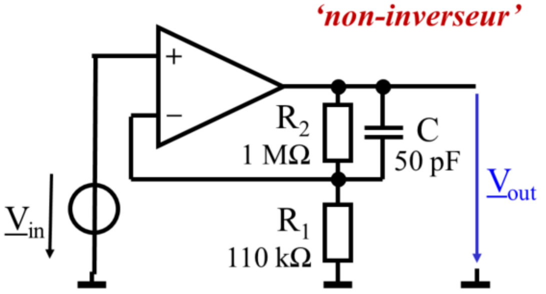


Initiation à l'électronique - Chapitre 5: L'Amplificateur Opérationnel - page 67

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

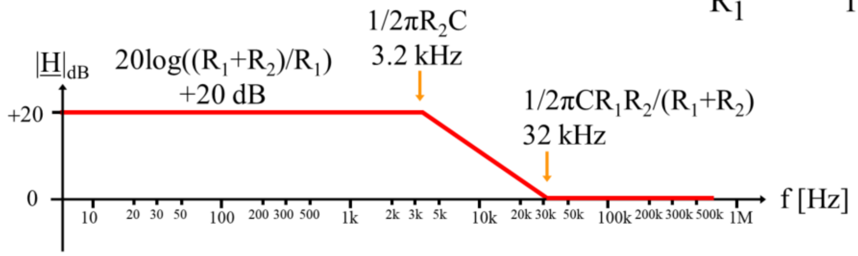
'non-inverseur'



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

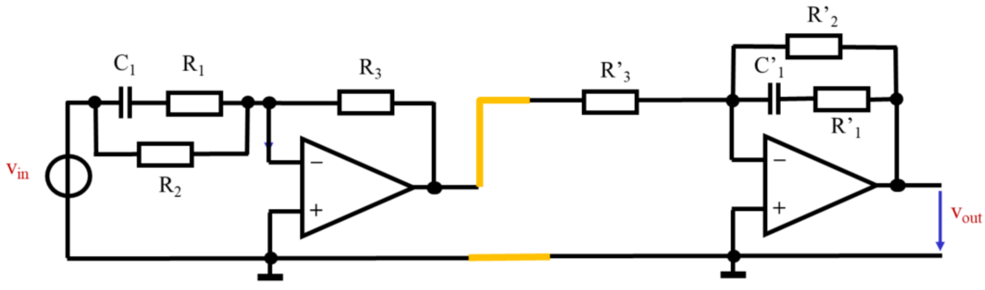
$$\underline{H}(j\omega)=\frac{R_1+R_2+j\omega R_1 R_2 C}{R_1(1+j\omega R_2 C)}$$

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



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

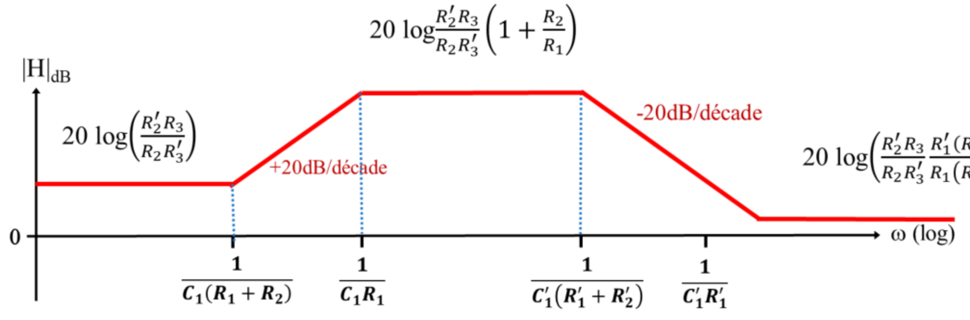


$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R'_2 R_3}{R_2 R'_3}\right) \frac{(1 + j\omega C_1(R_1 + R_2))(1 + j\omega C'_1 R'_1)}{(1 + j\omega C'_1(R'_1 + R'_2))(1 + j\omega C_1 R_1)}$$

EXEMPLE 'ACADÉMIQUE' D'UN FILTRE BASSE-BANDE

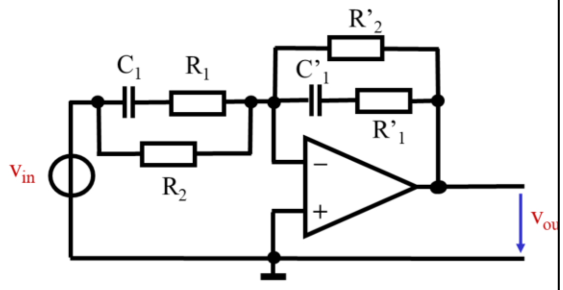
En choisissant les composants de sorte que les zéros et les pôles soient ordonnés de la manière suivante, on réalise un filtre basse-bande.

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



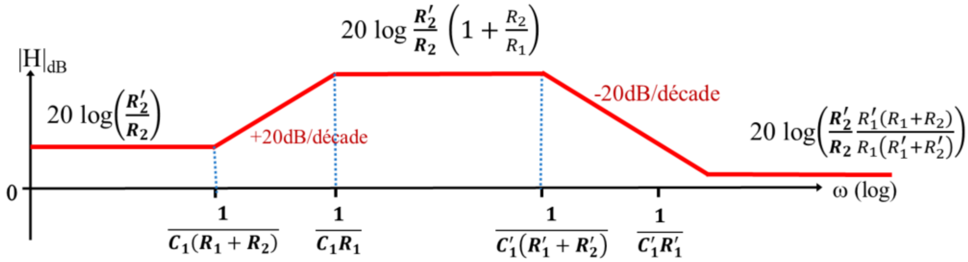
FILTRE BASSE-BANDE ÉQUIVALENT

Le circuit précédent peut se simplifier en utilisant un seul AO :

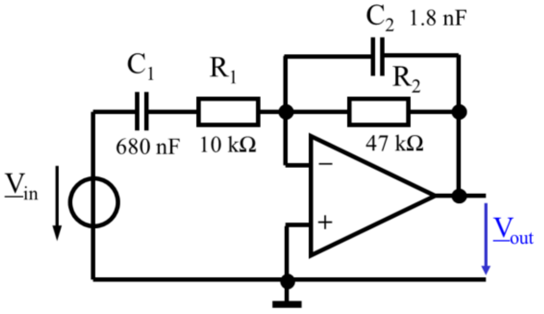


On obtient la même forme de fonction de transfert, au signe près (donc avec un déphasage supplémentaire de 180°)

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



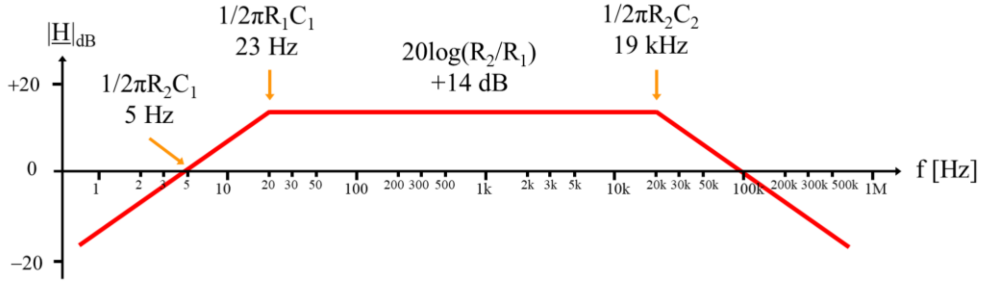
FILTRE BASSE-BANDE SIMPLIFIÉ



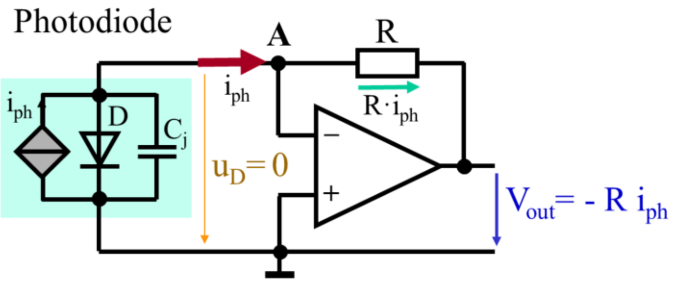
'inverseur'

$$\underline{H}(j\omega) = -\frac{\dfrac{1}{\dfrac{1}{R_2} + j\omega C_2}}{R_1 + \dfrac{1}{j\omega C_1}} = -\frac{\dfrac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}{\dfrac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega C_1}}$$

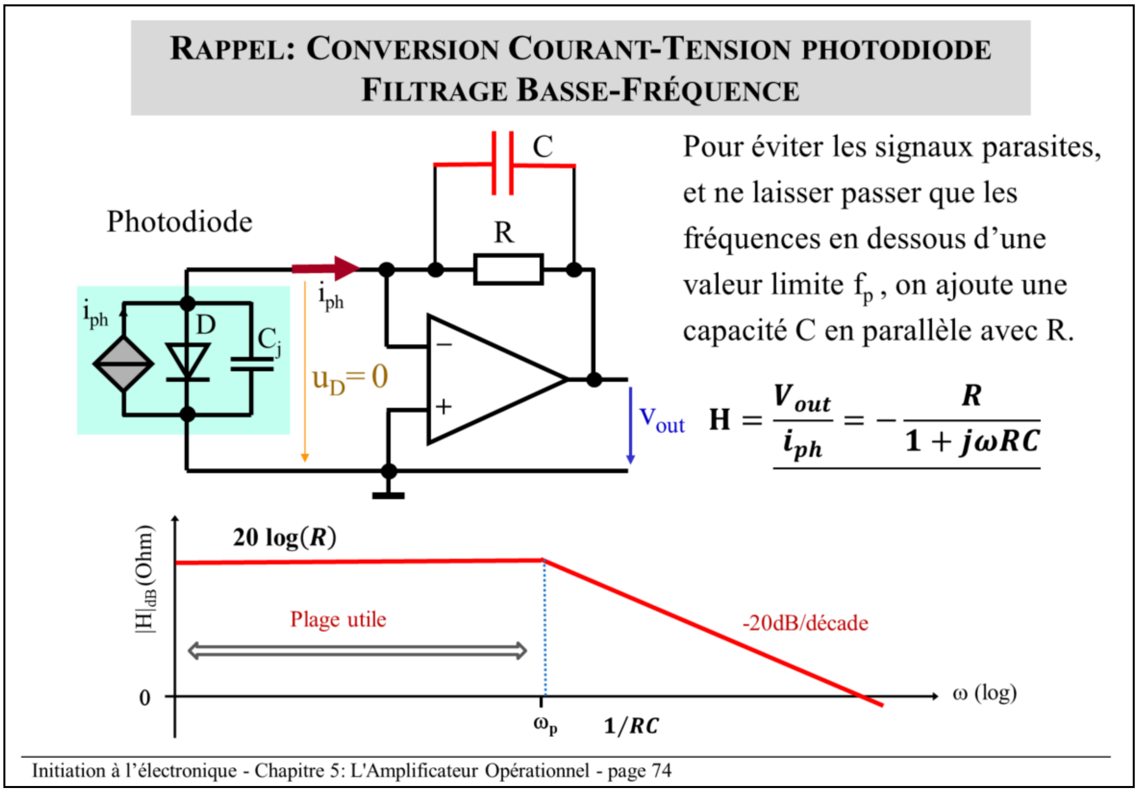
$$\underline{H}(j\omega) = -\frac{j\omega R_2 C_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_2 C_2)}$$



RAPPEL: CONVERSION COURANT-TENSION PHOTODIODE



On souhaiterait éliminer les signaux optiques parasites au-delà d'une certaine fréquence

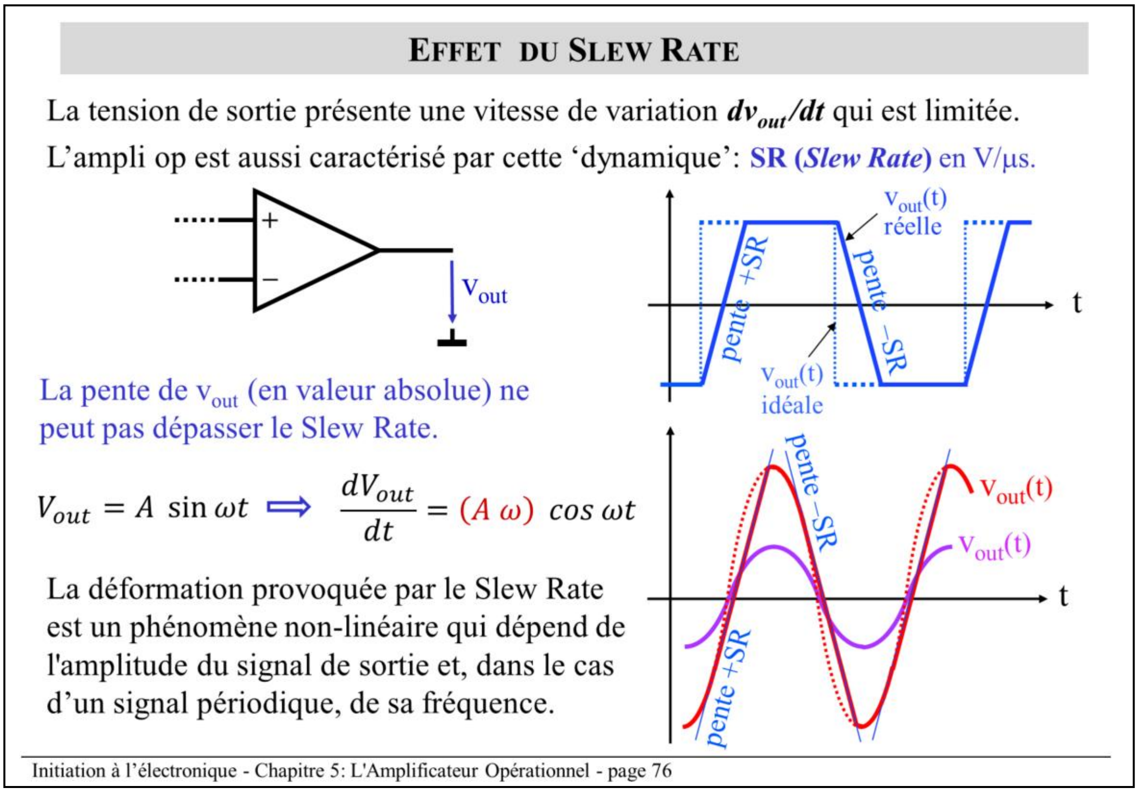


Dans la pratique, de la lumière parasite sera également amplifiée, il faudra l'éliminer par filtrage.

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.

Aspects Dynamiques de AO :
Slew Rate
Gain Bandwidth



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.

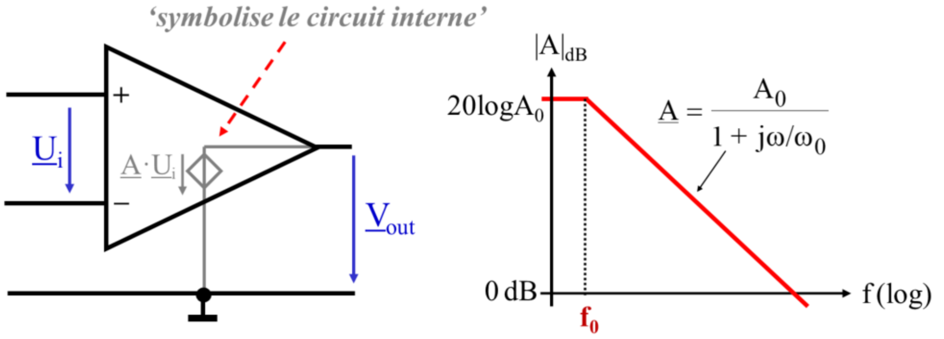
Réponse en fréquence intrinsèque

Un ampli Op a un gain qui diminue au delà d'une fréquence $\mathbf{f_0}$

(il est conçu pour varier de – 20dB/décade jusqu'à 0 dB).

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

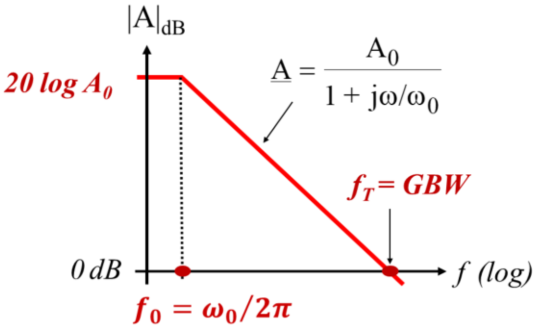
La fréquence du signal impose le gain intrinsèque A de l'Ampli Op



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).

RÉPONSE EN FRÉQUENCE INTRINSÈQUE



Pour des fréquences $f > f_0$ on a : $A \cong \frac{A_0}{j\frac{f}{f_0}}$

$\boxed{f > f_0 \quad \text{alors } |A|f = |A_0|f_0 = constante}$

La fréquence où le gain intrinsèque $|A| = 1$ est la fréquence de transition f_T

$|A_0|f_0$, et donc f_T, est une caractéristique de l'AO: Gain Band Width (GBW)

$$\boxed{f_T = |A_0|f_0 = GBW}$$

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: $\boldsymbol{A} \cong \frac{A_0}{j\frac{f}{f_0}}$

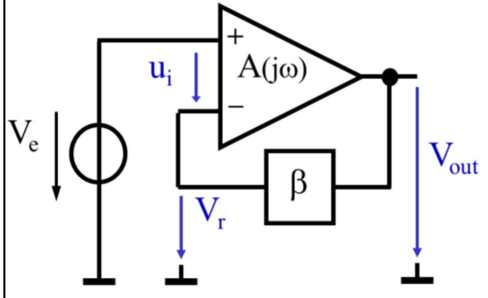
Par conséquent, on a la propriété : $\boldsymbol{Af} \cong \boldsymbol{A_0 f_0}$

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



$$v_r = \beta \cdot v_{out}$$

Rappel:

Si A = ∞ $\left\{ \begin{array}{l} u_i = \dfrac{v_{out}}{A} \rightarrow 0 \\ v_{out} = \dfrac{v_e}{\beta} \end{array} \right.$

$\dfrac{1}{\beta}$ ⇨ Gain en mode non-inverseur

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

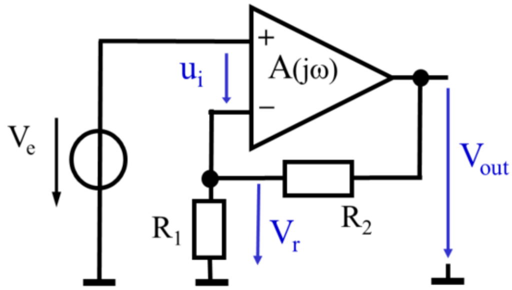
$$V_r = \beta \cdot V_{out}$$ ←--- Réaction négative du circuit externe

$$u_i = V_e - V_r$$ ⇨

$$\boxed{H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_e} = \frac{A_0}{1+\beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{j\omega}{(1+\beta A_0)\omega_0}}}$$

EFFET DU GBW SUR LES MONTAGES À RÉACTION NÉGATIVE

Exemple.



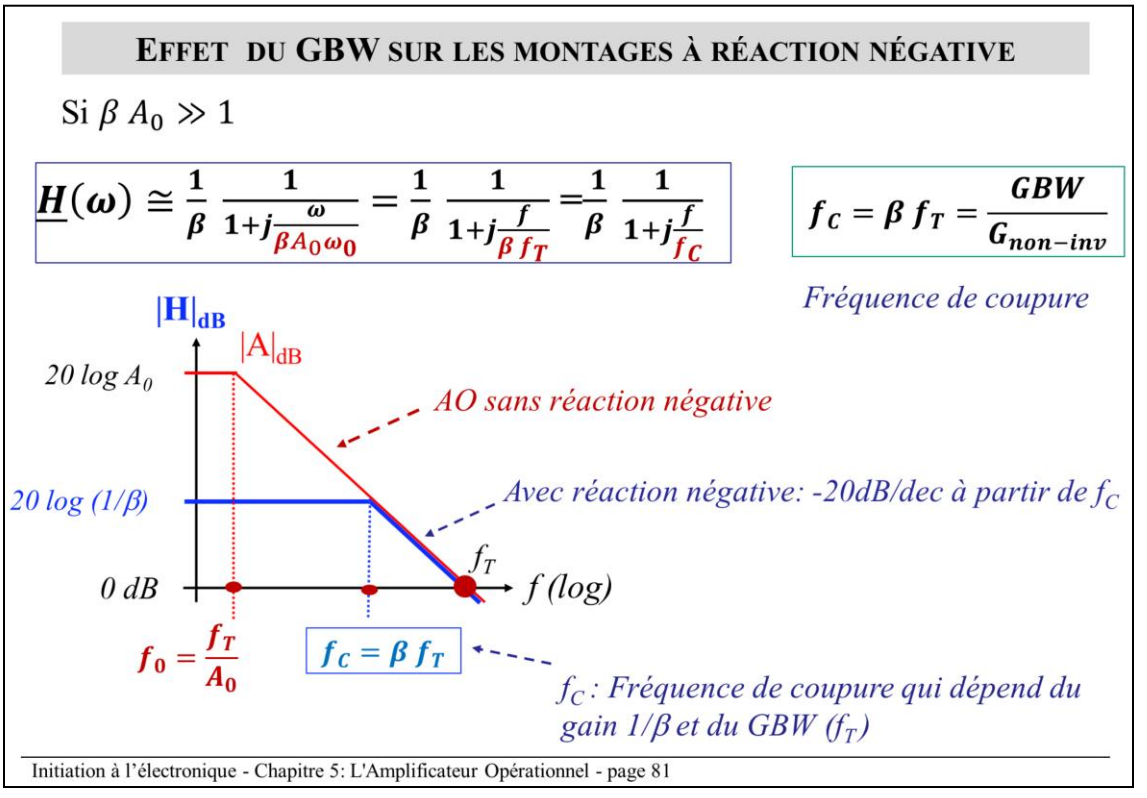
$$V_r = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} R_1 = V_{out} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

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 80

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



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:

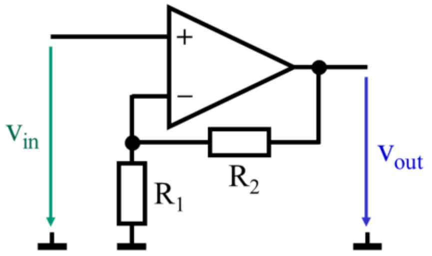
bande passante = produit gain × bande passante / gain = $GBW/G_{non\text{-}inv}$

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 $V_{out}=1/\beta\ V_{in}$.

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

"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**

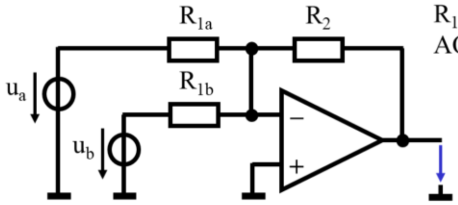
$$G_{non-inv} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{1}{\beta} = 11 \quad \text{soit} \quad +21\,\text{dB}$$

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

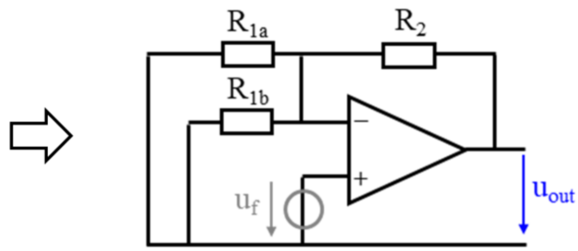
$$f_C = \frac{GBW}{G_{non-inv}} = \frac{10^6}{11} = 91\ kHz$$

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

"BANDE PASSANTE" D'UN SOMMATEUR INVERSEUR



$R_{1a} = 1\,k\Omega$, $R_{1b} = 2\,k\Omega$, $R_2 = 10\,k\Omega$
AO: GBW = 1 MHz



$$\boldsymbol{u_{out} = -\frac{R_2}{R_{1a}}u_a - \frac{R_2}{R_{1b}}u_b}$$

$$\boldsymbol{u_{out} = -10u_a - 5u_b}$$

Dans le cas d'un montage en mode inverseur, la fréquence de coupure s'obtient en annulant toutes les sources indépendantes et en imaginant une source fictive u_f sur l'entrée + , ce qui donnera un mode non-inverseur pour le calcul du gain.

$$f_c = GBW \cdot \beta = GBW \cdot \frac{(R_{1a} // R_{1b})}{R_2 + (R_{1a} // R_{1b})} = \frac{GBW}{G_{non-inv}} = 63\,kHz$$

Dans ce cas la bande passante, est la même pour toutes les entrées bien que le gain soit différent pour chacune.