

LABORATOIRE DE PHYSIQUE II A  
(ÉLECTRONIQUE)

Notes de Cours

TP1

JEAN-MICHEL SALLESE  
CÉDRIC MEINEN  
DANIELE MARI



## **TP 1. BASES D'ANALYSE DES CIRCUITS**

Généralités – Rappels de bases

Théorème de superposition

Régime sinusoïdal, impédances complexes

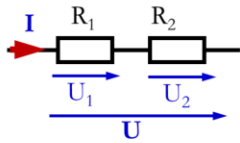
Les diagrammes de Bode

L'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel: caractéristiques dynamiques

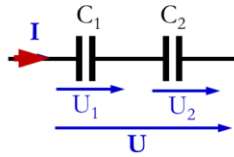
## Généralités-Rappels : Dipôles passifs en série

Des dipôles sont 'en série' lorsqu'ils sont traversés par le même courant.



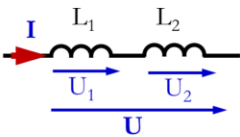
$$U = U_1 + U_2 = R_1 I + R_2 I = (R_1 + R_2) I = R_{eq} I$$

$$\boxed{R_{eq} = R_1 + R_2}$$



$$U = U_1 + U_2 = \frac{1}{C_1} \int I dt + \frac{1}{C_2} \int I dt = \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \int I dt = \frac{1}{C_{eq}} \int I dt$$

$$\boxed{\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \iff \boxed{C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$



$$U = U_1 + U_2 = L_1 \frac{dI}{dt} + L_2 \frac{dI}{dt} = (L_1 + L_2) \frac{dI}{dt} = L_{eq} \frac{dI}{dt}$$

$$\boxed{L_{eq} = L_1 + L_2}$$

Relations généralisables à N éléments.

Plusieurs dipôles de même type en série peuvent se réduire à un seul élément.

Des résistances en série s'additionnent.

Des capacités en série s'additionnent 'en inverse'.

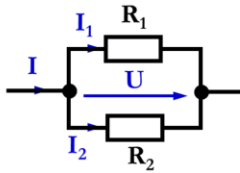
Des inductances en série s'additionnent.

(l'ordre des connexions est donc sans importance )

## Généralités-Rappels

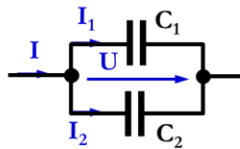
### Dipôles passifs en parallèle

Dipôles 'en parallèle': une même tension est appliquée aux bornes des dipôles.



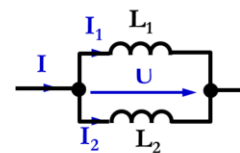
$$I = I_1 + I_2 = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)U = \frac{1}{R_{eq}}U$$

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad \Leftrightarrow \quad R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$



$$I = I_1 + I_2 = C_1 \frac{dU}{dt} + C_2 \frac{dU}{dt} = (C_1 + C_2) \frac{dU}{dt} = C_{eq} \frac{dU}{dt}$$

$$C_{eq} = C_1 + C_2$$



$$I = I_1 + I_2 = \frac{1}{L_1} \int U dt + \frac{1}{L_2} \int U dt = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right) \int U dt = \frac{1}{L_{eq}} \int U dt$$

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad \Leftrightarrow \quad L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

Plusieurs dipôles de même type connectés en parallèle peuvent se réduire à un seul.

Des résistances en parallèle 'se somment' en inverse.

Des capacités en parallèle s'additionnent.

Des inductances en parallèle 'se somment' en inverse.

L'ordre de connexion des éléments en parallèle n'a pas d'importance.

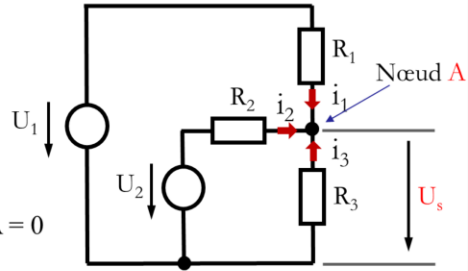
## Théorème de superposition

## THÉORÈME DE SUPERPOSITION

On cherche à exprimer la tension  $U_s$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Loi d'Ohm} \\ i_1 = \frac{U_1 - U_s}{R_1} \quad i_2 = \frac{U_2 - U_s}{R_2} \quad i_3 = \frac{-U_s}{R_3} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Loi de Kirchoff} \\ \text{Somme des courants qui 'entrent' dans le noeud A} = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{array} \right.$$



$$\frac{U_1 - U_s}{R_1} + \frac{U_2 - U_s}{R_2} + \frac{-U_s}{R_3} = 0$$

⇒

$$U_s = \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)^{-1} = \frac{U_1}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_2 R_3 + \frac{U_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_1 R_3$$

Si on pose  $R_1 = R_2 = R_3 = R$

On obtient  $U_s = \frac{U_1 + U_2}{3}$

Tout circuit peut se résoudre en imposant la loi des mailles (somme des tensions le long d'un parcours fermé = 0) et la loi des noeuds (somme des courants qui arrivent en un noeud = 0), avec bien entendu les relations qui lient courant et tension pour chaque composant.

Dès lors que le nombre d'équations indépendantes est égal au nombre d'inconnues (tensions ou courants), le système peut se résoudre.

Cette approche peut s'avérer laborieuse dès que les circuits impliquent plusieurs sources.

## THÉORÈME DE SUPERPOSITION

Cette approche est acceptable tant que le circuit est simple, et qu'il ne comporte pas plus de 2 sources (nous n'aborderons pas les sources de courant).

Pour des circuits plus complexe, on utilise le théorème de superposition qui s'énonce comme suit :

### Thèorème.

Dans un circuit linéaire, l'effet de plusieurs sources indépendantes est obtenu par la somme des effets de chaque source prise individuellement, lorsque toutes les autres sont 'désactivées'.

Une **source de tension 'désactivée'** correspond à une source de tension nulle: **court-circuit**.



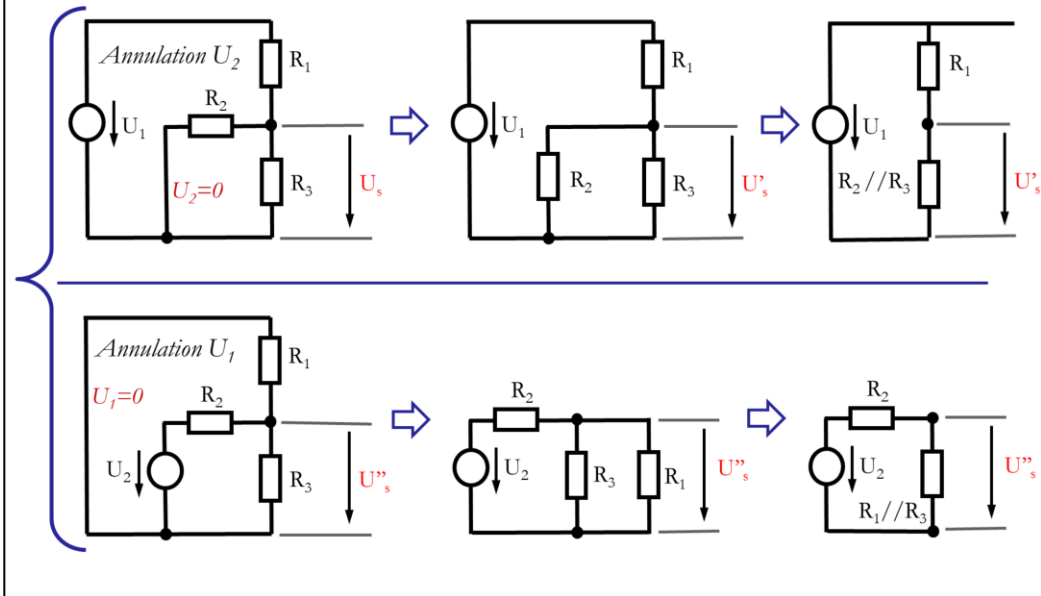
Le théorème de superposition énonce une propriété fondamentale des systèmes linéaires qui s'avère être un outil très efficace pour résoudre simplement des circuits non-triviaux:

**En essence, le théorème énonce que la réponse d'un système à une somme d'excitations est égale à la somme des réponses dues à chaque excitation prise séparément.**

Pour cela, il faut 'annuler' l'effet de certaines sources d'excitation.

## THÉORÈME DE SUPERPOSITION

Selon ce théorème, ce circuit se résout également selon la décomposition :



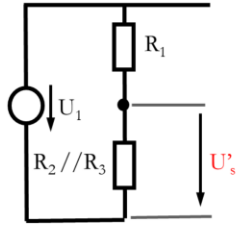
Principe:

On décompose le circuit initial composé de deux sources en deux circuits composés d'une source unique.

Dans cet exemple, l'effet sur  $U_s$  de la source de tension  $U_1$  est déterminé en **annulant la source de tension  $U_2$  qui sera remplacée par un court circuit.**

De même, l'effet sur  $U_s$  de la source de tension  $U_2$  est déterminé en **annulant la source de tension  $U_1$  qui sera remplacée par un court circuit.**

## THÉORÈME DE SUPERPOSITION



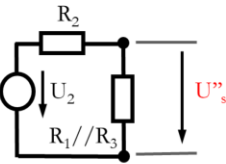
$$U'_s = \frac{U_1}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} \cdot \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = \frac{U_1}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_2 R_3$$

**Superposition des 2 contributions**

$$U_s = U'_s + U''_s$$



$$U_s = \frac{U_1}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_2 R_3 + \frac{U_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_1 R_3$$



$$U''_s = \frac{U_2}{R_2 + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}} \cdot \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} = \frac{U_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_1 R_3$$

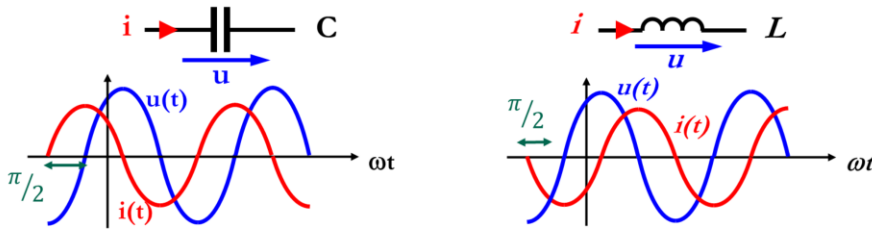
On obtient le même résultat

La somme de chaque contribution donne le même résultat que la méthode initiale.

Dans ce cas précis, l'avantage n'est pas évident, mais si par exemple on décidait d'ajouter dans le circuit une source de tension supplémentaire (avec une résistance par exemple), la résolution par superposition serait bien plus simple.

# Régime sinusoïdal et Impédances Complexes

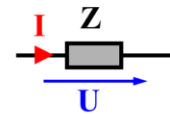
## GÉNÉRALISATION DE LA LOI D'OHM EN RÉGIME SINUSOIDAL



**Excitation:**  $i(t) = \hat{I} \sin(\omega t + \varphi_1)$   $\Rightarrow$  **Réponse ?**  $u(t) = \hat{U} \sin(\omega t + \varphi_2)$

En régime sinusoïdal, on peut 'maintenir' la loi d'Ohm à condition d'exprimer les courants et les tensions avec des nombres complexes.

Dans ce cas, l'impédance  $Z$  (Ohm) représente une 'résistance complexe'



$U = Z I$

Lorsqu'une tension sinusoïdale est appliquée aux bornes d'une capacité ou d'une inductance, le courant induit va subir un déphasage vis à vis de la tension. Algébriquement, ceci s'explique par l'introduction de la fonction dérivée (pour la capacité) ou intégrale (pour l'inductance) qui vont transformer un sinus en cosinus et réciproquement.

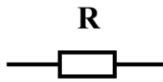
Pour la capacité, le courant est déphasé de  $+90^\circ$  vis à vis de la tension, tandis que pour l'inductance ce sera  $-90^\circ$

En régime sinusoïdal on peut introduire la notion d'impédance notée  $Z$ , qui est une notion généralisée de la résistance lorsqu'on utilise les nombres complexes.

Cette impédance a donc non seulement un module, mais également une phase. Ces deux quantités peuvent dépendre de la fréquence d'excitation.

## Impédances complexes

### *La résistance, la capacité et l'inductance*

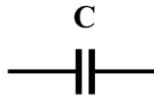


$$Z = R$$

*Impédance réelle*

$$|Z(\omega)| = R$$

$$\text{Arg}(Z(\omega)) = 0$$

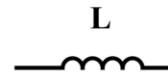


$$Z = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C}$$

*Impédance imaginaire*

$$|Z(\omega)| = \frac{1}{\omega C}$$

$$\text{Arg}(Z(\omega)) = -\frac{\pi}{2}$$



$$Z = j\omega L$$

*Impédance imaginaire*

$$|Z(\omega)| = \omega L$$

$$\text{Arg}(Z(\omega)) = \frac{\pi}{2}$$

En notation complexe, pour les trois types de dipôles linéaires passifs, la loi d'Ohm s'écrit en terme de phaseurs  $\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I}$ .

Le paramètre  $Z$  est appelé impédance.

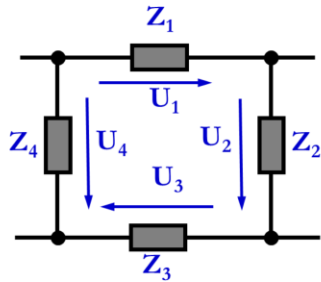
L'impédance d'une résistance est réelle positive.

L'impédance d'une inductance est purement imaginaire positive.

L'impédance d'une capacité est purement imaginaire négative.

## Impédances complexes

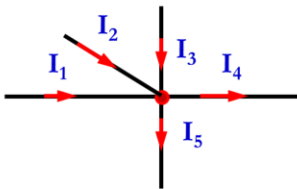
Les lois de Kirchhoff restent valables



Loi des mailles

$$U_1 + U_2 + U_3 - U_4 = 0$$

Attention aux signes (sens des flèches) !  
Attention **somme complexe** !



Loi des noeuds

$$I_1 + I_2 + I_3 - I_4 - I_5 = 0$$

Attention aux signes (sens des flèches) !  
Attention **somme complexe** !

Loi des mailles:

Le long d'un trajet fermé, la **somme complexe** des phaseurs de tension est nulle.

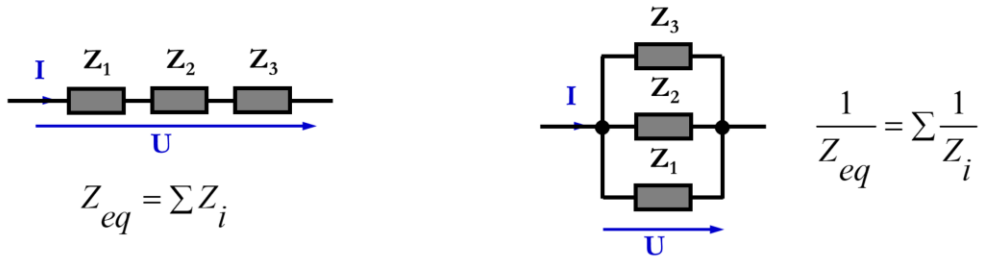
Loi des noeuds:

La **somme complexe** des phaseurs de courant qui arrivent en un noeud est nulle.

Rappel:

Si une somme de grandeurs complexes est nulle, la somme des parties réelles est nulle, de même que la somme des parties imaginaires.

## Impédances complexes



Important: La présence de capacités et d'inductances va modifier non seulement l'amplitude des signaux électriques (courant, tension, charge) comme pour le cas de la loi d'Ohm avec des résistances, mais également la phase entre ces signaux.

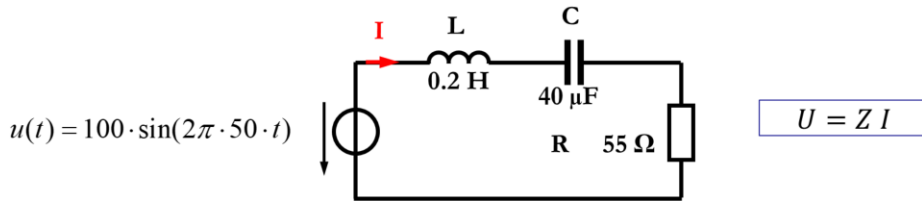
L'impédance globale d'éléments en série (traversés par le même courant) est la somme des impédances de chaque élément.

L'ordre des éléments n'a pas d'influence sur l'impédance globale.

Les éléments peuvent être de types différents (R, L ou C).

## Impédances complexes

Exemple. Tension sinusoïdale de 100V d'amplitude à 50 Hz



$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 55 + j(63 - 80) = 55 - j17 \text{ } (\Omega)$$

$$|Z| = \sqrt{55^2 + 17^2} = 58 \text{ } \Omega \quad \phi = \arctg\left(\frac{-17}{55}\right) = -0.3 \text{ rad} \quad \text{La tension est déphasée de } -17 \text{ degrés vis-à-vis du courant}$$

$$\Rightarrow i(t) = \frac{100}{58} \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t + 0.3)$$

Le courant  $i(t)$  aura donc une valeur maximale de 1.72 A et sera déphasé de  $+17^\circ$  par rapport à la tension  $u(t)$ .

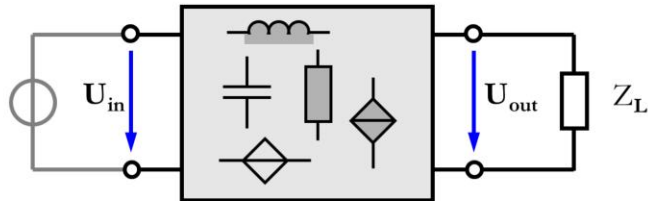
Dans cet exemple, on remarque que l'association des 3 éléments induit un déphasage entre le courant et la tension, de même qu'une partie 'résistive' à travers le module.

Si on change la fréquence, ces valeurs vont également changer.

# Les Diagrammes de Bode

## QUADRIPOLE ÉLECTRIQUE LINÉAIRE ET FONCTION DE TRANSFERT

En électronique, on s'intéresse souvent au gain en tension d'un quadripôle.



$$H(j\omega) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{\text{polynome numérateur } j\omega}{\text{polynome dénominateur } j\omega}$$

$H(j\omega)$  est appelée la fonction de transfert.

La fonction de transfert d'un quadripôle relie la tension de sortie à celle d'entrée (on pourrait aussi relier les courants entre eux, voire tensions et courants).

Lorsque l'excitation est sinusoïdale, cette fonction de transfert va dépendre de la fréquence.

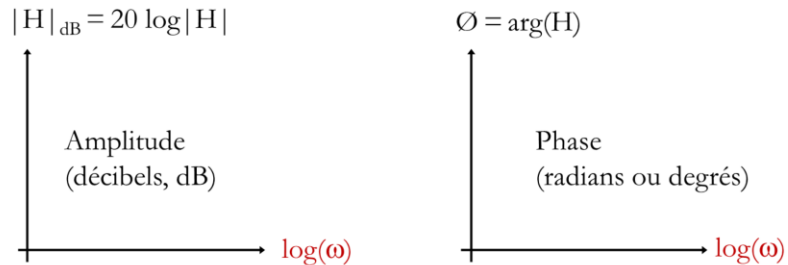
Etant donné qu'une fonction de transfert est un nombre complexe (sauf si il n'y a que des résistances), on peut la représenter en traçant son module, ce sera l'amplitude, et sa phase.

Ces deux quantités sont à l'origine des diagrammes de Bode.

## FONCTION DE TRANSFERT ET DIAGRAMME DE BODE

Une fonction de transfert  $H(j\omega)$  est représentée graphiquement dans deux diagrammes: les **diagrammes de Bode**:

On y représente  $H(j\omega)$  par son module et par son argument (ou phase).



Les **logarithmes** sont en base 10.

En abscisse,  $\log(\omega)$  est généralement remplacé par  $\omega$  en échelle logarithmique.

On utilise une représentation logarithmique lorsqu'une variable varie sur plusieurs décades, ce qui est le cas en général de la fréquence et donc de la pulsation ( $\omega = 2\pi f$ ), ainsi que du module de  $H(j\omega)$ .

Par contre la phase de  $H(j\omega)$  ne varie généralement que de quelques dizaines de radians et sa représentation est mieux adaptée par une échelle linéaire.

## DIAGRAMME DE BODE DE FONCTIONS CHOISIES

Etude de la fonction de transfert :  $H(j\omega) = A j\omega/\omega_z$

Son module en dB est donné par

$$20|H(j\omega)| = 20 \log |A(j\omega/\omega_z)| = \\ 20 \log A + 20 \log(\omega/\omega_z)$$

On remarque que la constante A se résume à un décalage  $20 \log(A)$ .

On va donc étudier la fonction 'de base':

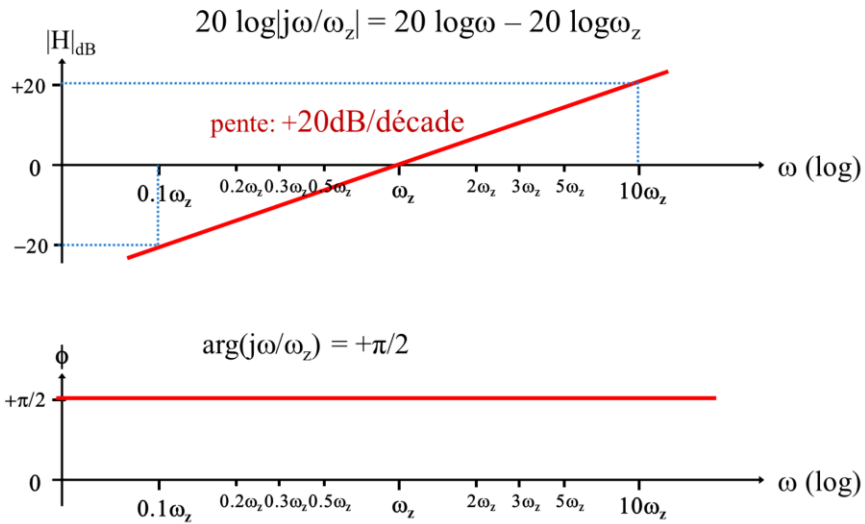
$$H(j\omega) = j\omega/\omega_z$$

Nous allons tracer brièvement quelques fonctions de transfert qui se retrouveront dans les TP.

Commençons par la plus simple,  $H(j\omega) = j\omega/\omega_z$

$\omega_z$  est une constante positive.

### DIAGRAMME DE BODE D'UN TERME $j\omega/\omega_z$



En  $\omega = \omega_z$ ,  $|j\omega/\omega_z| = 1$ , soit  $0 \text{ dB}$ .

Si  $\omega$  est multiplié par 10, alors  $|j\omega/\omega_z|$  est multiplié par 10, soit  $+20 \text{ dB}$ , d'où la pente de  $+20 \text{ dB/décade}$ .

$j\omega/\omega_z$  est purement imaginaire positif pour tout  $\omega$ , d'où un argument constant de  $+\pi/2$ .

## DIAGRAMME DE BODE DE FONCTIONS CHOISIES

Etude de la fonction de transfert :  $H(j\omega) = A \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}$

Son module en dB est donné par

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 |H(j\omega)| = 20 \log \left| \frac{A}{1 + j\omega/\omega_p} \right| =$$

$$20 \log A - 20 \log \sqrt{1^2 + \omega^2/\omega_p^2} = 20 \log A - 10 \log(1^2 + \omega^2/\omega_p^2)$$

On remarque que la constante A se résume à un décalage  $20 \log(A)$ .

On va donc étudier la fonction 'de base':

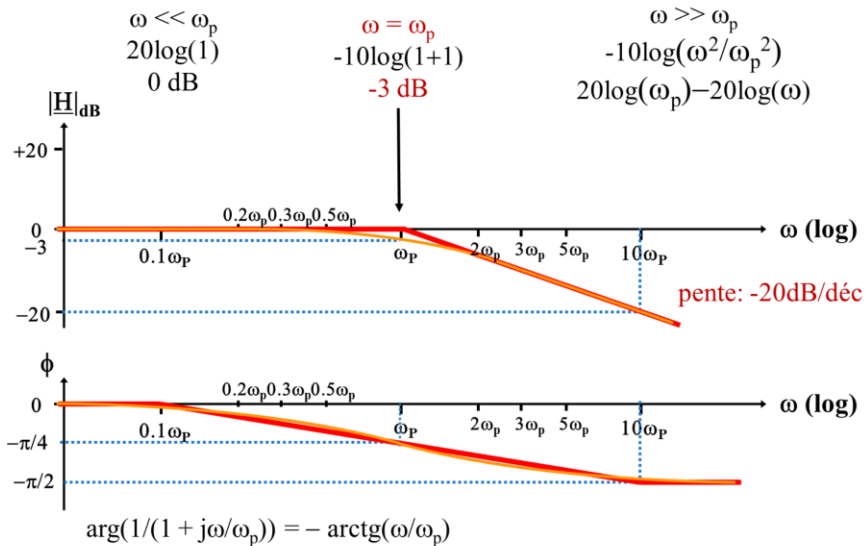
$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_p}$$

$\omega_p$  est une constante positive.

Ce sera un pôle de la fonction de transfert.

### DIAGRAMME DE BODE D'UN TERME $1/(1+j\omega/\omega_p)$

$$20 \log |1/(1+j\omega/\omega_p)| = -20 \log \sqrt{1^2 + \omega^2/\omega_p^2} = -10 \log (1^2 + \omega^2/\omega_p^2)$$



$\omega_p$  est une constante positive.

Pour  $\omega < \omega_p$ ,  $|1/(1+j\omega/\omega_p)| \approx 1$ , soit une demi droite à 0 dB à gauche de  $\omega_p$ .

Pour  $\omega > \omega_p$ ,  $|1/(1+j\omega/\omega_p)| \approx |1/(j\omega/\omega_p)|$ , soit une demi droite partant de 0 dB en  $\omega_p$  et descendant de 20dB/décade pour  $\omega$  croissant.

Ces demi-droites sont appelées asymptotes. La courbe réelle suit assez fidèlement les asymptotes avec un écart maximal de  $-3$  dB en  $\omega_p$ . La pulsation du point de changement de pente des asymptotes est dite **fréquence de "coupure"**.

Notons que  $\arg\left(\frac{1}{1+j\omega/\omega_p}\right) = -\arctg(\omega/\omega_p)$

La fonction  $-\arctg(\omega/\omega_p)$  peut être approximée par segments appelés asymptotes:

$-\arctg(\omega/\omega_p) \approx 0$  pour  $\omega < \omega_p/10$

$-\arctg(\omega/\omega_p) \approx -\pi/2$  pour  $\omega > 10\omega_p$

$-\arctg(\omega/\omega_p) \approx -(1 + \log_{10}(\omega/\omega_p)) \pi/4$  pour  $0.1\omega_p < \omega < 10\omega_p$

## DIAGRAMME DE BODE DE FONCTIONS CHOISIES

Etude de la fonction de transfert :  $H(j\omega) = A(1 + j\omega/\omega_z)$

Son module en dB est donné par

$$\begin{aligned} |H(j\omega)|_{dB} &= 20|H(j\omega)| = 20\log|1 + j\omega/\omega_z| = \\ &20\log A + 20\log\sqrt{1^2 + \omega^2/\omega_z^2} = 20\log A + 10\log(1^2 + \omega^2/\omega_z^2) \end{aligned}$$

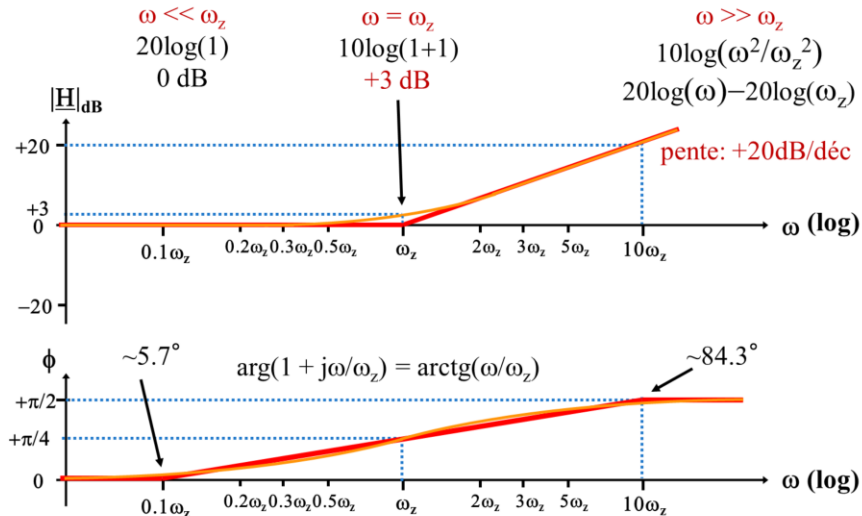
On remarque que la constante A se résume à un décalage  $20\log(A)$ .

On va donc étudier la fonction 'de base':

$$H(j\omega) = 1 + j\omega/\omega_z$$

### DIAGRAMME DE BODE D'UN TERME $1 + j\omega/\omega_z$

$$20 \log |H(j\omega)| = 20 \log |1 + j\omega/\omega_z| = 20 \log \sqrt{1^2 + \omega^2/\omega_z^2} = 10 \log (1^2 + \omega^2/\omega_z^2)$$



$\omega_z$  est une constante positive.

Pour  $\omega < \omega_z$ ,  $|1 + j\omega/\omega_z| \approx 1$ , soit une demi droite à 0 dB à gauche de  $\omega_z$ .

Pour  $\omega > \omega_z$ ,  $|1 + j\omega/\omega_z| \approx |j\omega/\omega_z|$ , soit une demi droite partant de 0 dB en  $\omega_z$  et montant de 20dB/décade pour  $\omega$  croissant.

Ces demi-droites sont appelées asymptotes. La courbe réelle suit assez fidèlement les asymptotes avec un écart maximal de +3 dB en  $\omega_z$ . La pulsation du point de changement de pente des asymptotes est dite de "**coupure**".

La fonction  $\arctg(\omega/\omega_z)$  peut être approximée par des segments:

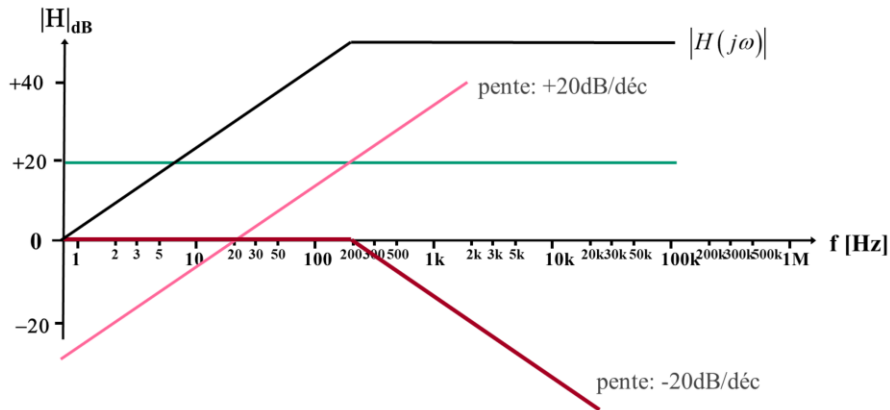
$$\arctg(\omega/\omega_z) \approx 0 \text{ pour } \omega < \omega_z/10$$

$$\arctg(\omega/\omega_z) \approx +\pi/2 \text{ pour } \omega > 10\omega_z$$

$$\arctg(\omega/\omega_z) \approx (1 + \log_{10}(\omega/\omega_z)) \pi/4 \text{ pour } 0.1\omega_z < \omega < 10\omega_z$$

## DIAGRAMME DE BODE - CONSTRUCTION

$$H(j\omega) = 10 \frac{j\omega/126}{1 + j\omega/1260} = 10 \frac{jf/20}{1 + jf/200} \quad \omega = 2\pi f$$



Etant donné que l'échelle en dB est le logarithme du module de la fonction de transfert, le produit de termes devient une somme ou une différence en dB.

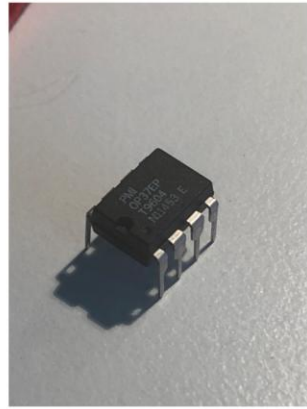
La construction du diagramme de Bode s'effectuera donc en additionnant la contribution des différents termes qui se trouvent dans la fonction de transfert exprimés en dB:

$$H(j\omega) = 10 \frac{jf/20}{1 + jf/200}$$

$$20 \log |H(j\omega)| = 20 \log(10) + 20 \log(f/20) - 20 \log(1 + jf/200)$$

# L'Amplificateur Opérationnel

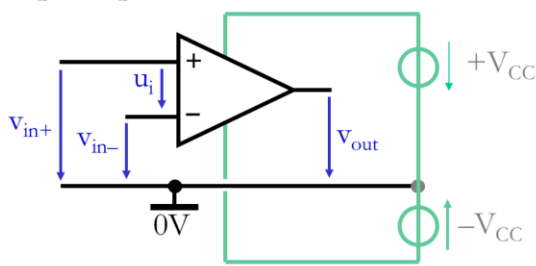
*A QUOI RESSEMBLE UN 'AMPLI-OP' ?*



## AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL : LE MODÈLE 'RÉEL'

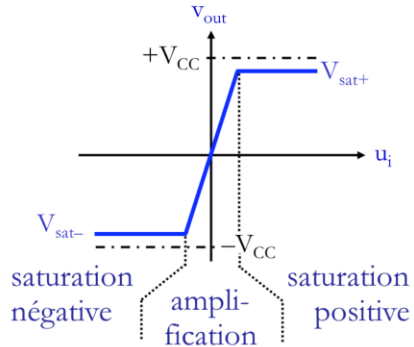
L'amplificateur opérationnel est un dispositif électronique à **deux entrées et une sortie**. Le potentiel de sortie est l'image **très amplifiée** de la **différence de potentiel** des deux entrées.

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



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

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.

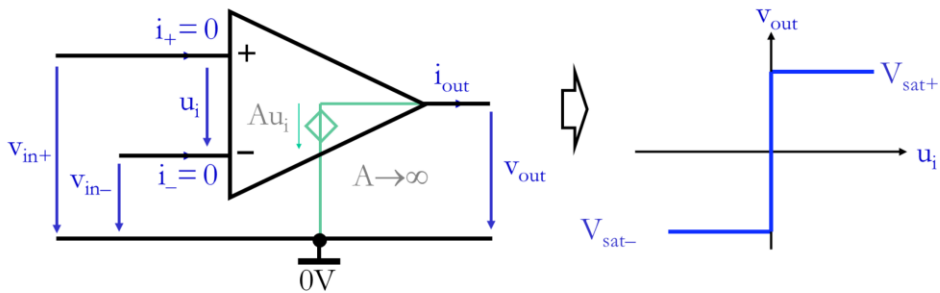
L'amplificateur opérationnel sera traité ici comme une boîte noire dont on connaît les caractéristiques globales.

## AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL : LE MODÈLE 'IDÉAL'

Le modèle idéal de l'amplificateur opérationnel est :

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

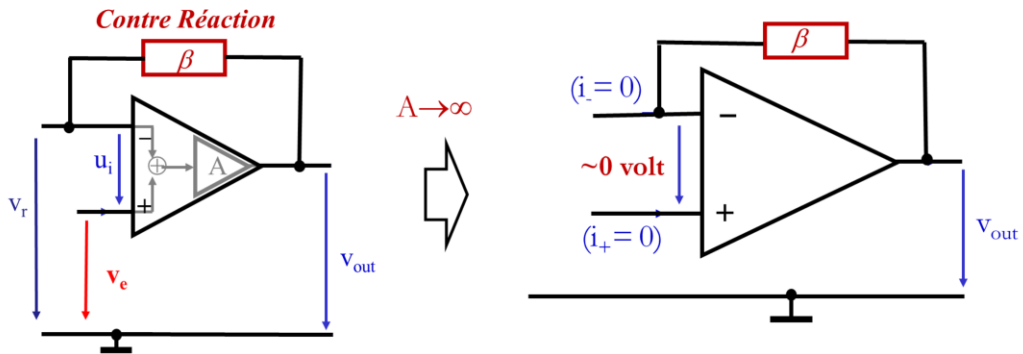
La sortie de l'ampli-op impose un potentiel qui peut-être positif ou négatif (suivant que l'alimentation soit entre 0 et 10V, ou bien 'symétrique' entre -10 V et +10V, par exemple)

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

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

## L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

En réaction négative, c'est-à-dire en ramenant une image du signal de sortie vers l'entrée -, le gain très élevé implique que la différence de tension  $u_i$  entre les 2 entrées + et - sera quasiment nulle.



Cette remarque sera très utile : on peut résoudre les circuits en supposant qu'il y a 0 volt entre  $V_+$  et  $V_-$ .

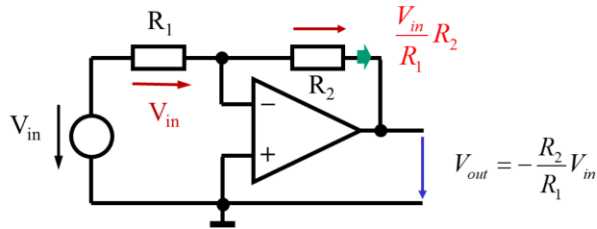
La contre réaction, qui consiste ici à ramener une image de la tension de sortie sur l'entrée -, va induire un 'auto-contrôle' du système qui va alors maintenir une différence de tension négligeable entre les bornes + et - .

Ceci permet d'imposer la condition 0 volt entre les entrées + et - de l'amplificateur opérationnel.

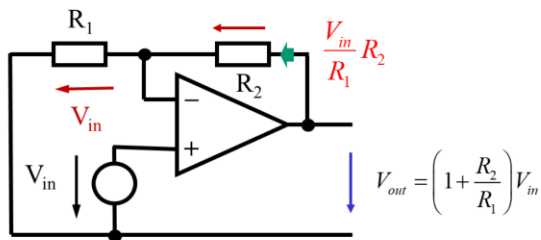
C'est un moyen de stabiliser l'amplificateur opérationnel et de l'utiliser comme un des éléments de base dans la plupart des circuits analogiques.

## L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

Selon que le signal utile est appliqué vers l'entrée + ou -, la sortie prendra 2 valeurs distinctes.



AO en mode Inverseur



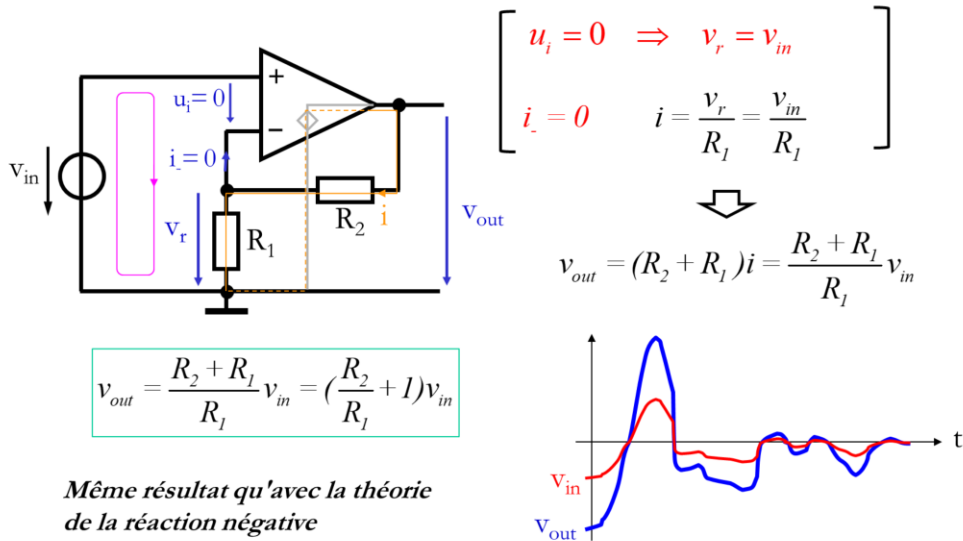
AO en mode non-Inverseur

Une fois la réaction négative réalisée, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel prendra des valeurs différentes selon que le signal d'entrée est 'dirigé' vers l'entrée + ou l'entrée - .

On parle respectivement de mode non-inverseur ou inverseur.

## L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

### Détails de l'analyse de l'amplificateur op. non-inverseur



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.

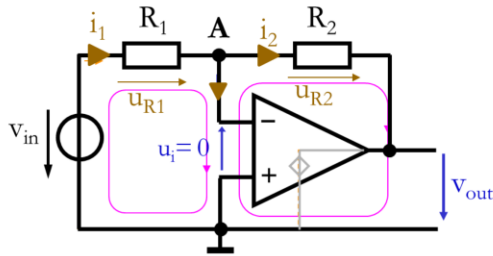
Le terme non-inverseur vient du fait que  $v_{out}$  et  $v_{in}$  sont de même signe.

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. EN RÉACTION NÉGATIVE

### Détails de l'analyse de l'amplificateur en mode Inverseur

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



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

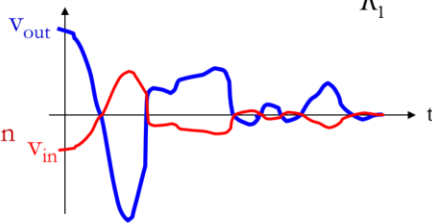
$$i_- = 0 \Rightarrow i_2 = i_1 = \frac{v_{in}}{R_1}$$

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

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

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

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



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:

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

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

-L'équation de la maille de sortie 2:

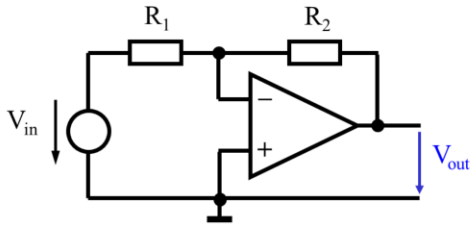
$$u_{R2} + v_{out} + u_i = 0 \Rightarrow v_{out} = -u_{R2} = -i_2 R_2 = -v_{in} \cdot R_2 / R_1$$

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.

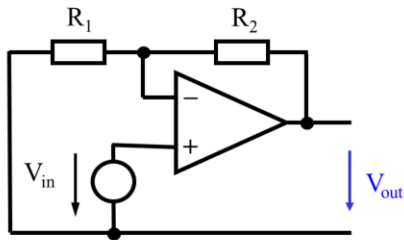
## L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

En résumé



**AO en mode Inverseur**

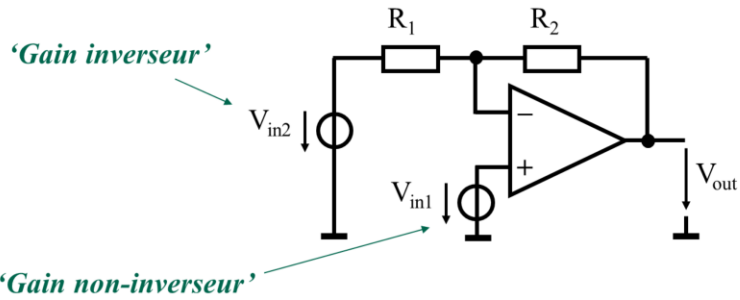
$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$



**AO en mode non-Inverseur**

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$

## AMPLI OP EN RÉACTION NÉGATIVE



$$V_{out} = \text{Gain}_{non-inv} V_{in1} + \text{Gain}_{inv} V_{in2}$$

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

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

On peut démontrer que dans le cas général où deux signaux sont simultanément appliqués vers les entrées + et -, le signal de sortie est une combinaison des gains inverseurs et non-inverseurs

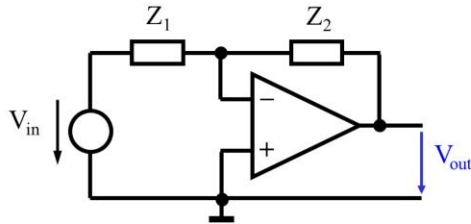
## **AMPLI. OP. - CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES.**

La plupart du temps, les amplificateurs opérationnels s'utilisent en présence de signaux de type sinusoïdaux, comme par exemple pour l'audio.

Il devient donc nécessaire d'analyser ces circuits avec les impédances complexes, mais aussi de s'intéresser aux limites intrinsèques de ces amplificateurs opérationnels.

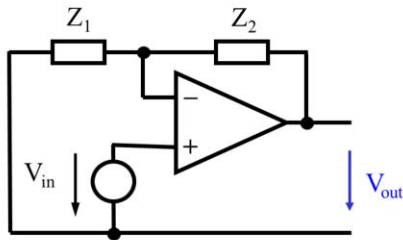
## L'AMPLI. OP ET FONCTION DE TRANSFERT

En régime sinusoïdal, on applique les formules habituelles, mais avec les impédances complexes qui dépendront de la fréquence.



**AO en mode Inverseur**

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$



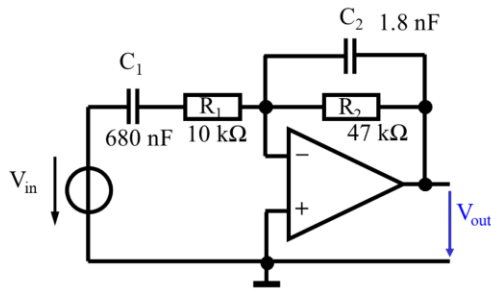
**AO en mode non-Inverseur**

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

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

Par la suite, la fonction de transfert s'analyse de façon habituelle et se représente là aussi au moyen des diagrammes de Bode.

## L'AMPLI. OP ET FONCTION DE TRANSFERT

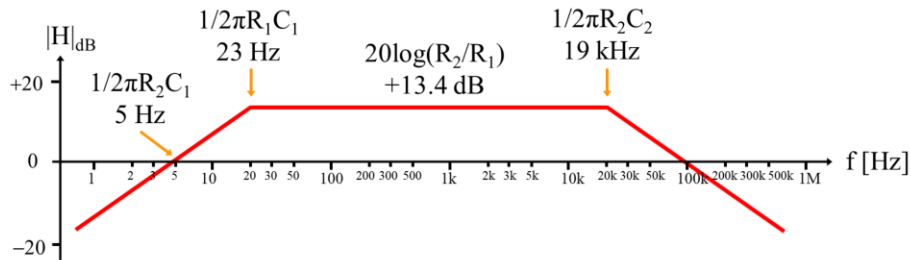


*'inverseur'*

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

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

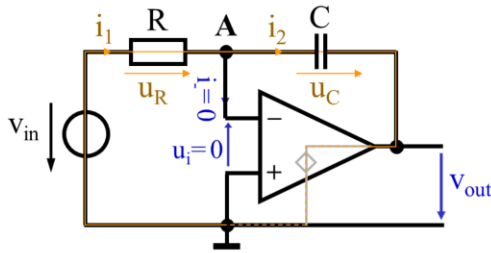
$$H(j\omega) = - \frac{j\omega R_2 C_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_2 C_2)}$$



Il s'agit d'un circuit qui atténue en dessous de 5 Hz et au dessus de 100kHz, avec un gain constant de 4.7 (13.4 dB) entre 20Hz et 19 kHz, ce qui correspondrait à la gamme audio.

## L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL INTÉGRATEUR

Intégrateur inverseur



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

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

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

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

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

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

En régime sinus

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

Au delà de la réponse en fréquence sous l'effet d'un signal sinusoïdal, il est important d'étudier la réponse du montage ci-dessus lorsque la tension d'entrée n'est pas hamonique.

Pour en déduire la tension de sortie, il faut analyser le circuit dans le temps avec l'analyse 'classique', sans faire intervenir les impédances complexes car on n'est plus en régime sinusoïdal !

Un fois l'analyse faite, on voit que la tension de sortie varie comme l'intégrale de la tension d'entrée, d'où le nom 'intégrateur'.

- L'équation de la maille d'entrée:

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

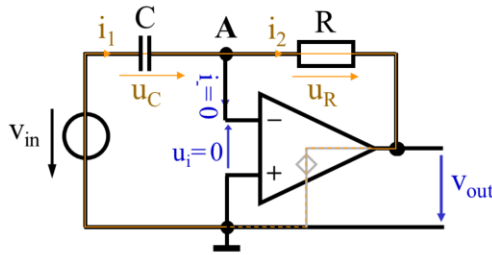
- Comme  $i_- = 0$ ,  $i_1 = i_2$

- L'équation de la maille de sortie:

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

## L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL DÉRIVATEUR

### Dérivateur inverseur



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

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

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

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

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

En régime sinus

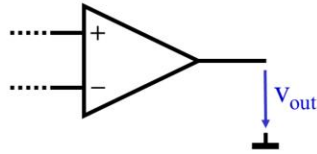
$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_R}{Z_C} = -j\omega RC$$

En permutant résistance et capacité, on réalise en sortie une fonction qui représente la dérivée du signal d'entrée.

## 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.

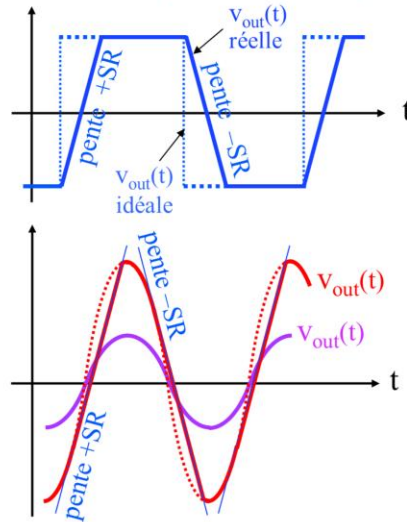
L'ampli op est aussi caractérisé par cette 'dynamique': **SR (Slew Rate)** en  $V/\mu s$ .



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 **aussi** 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  $V/\mu s$ .

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 et de son amplitude.

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.