LABORATOIRE DE PHYSIQUE IIA (ÉLECTRONIQUE)

Notes de Cours

TP1

JEAN-MICHEL SALLESE
CÉDRIC MEINEN
DANIELE MARI

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

TP 1. BASES D'ANALYSE DES CIRCUITS

Généralités – Rappels de bases

Théorème de superposition

Régime sinusoïdal, impédances complexes

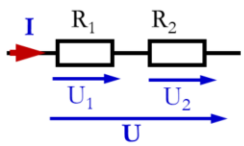
Les diagrammes de Bode

L'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel: caractéristiques dynamiques

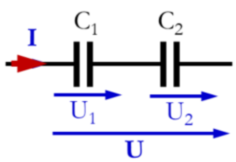
Généralités-Rappels : Dipôles passifs en série

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



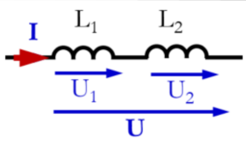
$$U = U_1 + U_2 = R_1 I + R_2 I = (R_1 + R_2) I = R_{eq} I$$

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



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

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



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

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

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.

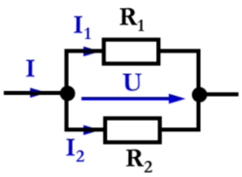
Des capacités en série s’additionnent ‘en inverse’.

Des inductances en série s'additionnent.

(l’ordre des connexions est donc sans importance)

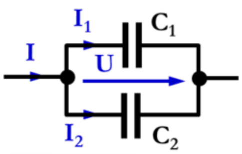
Généralités-Rappels
Dipôles passifs en parallèle

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



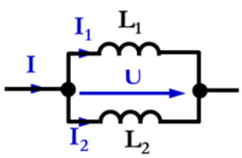
$$I = I_1 + I_2 = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)U = \frac{1}{R_{eq}}U$$

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



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

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



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

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

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.

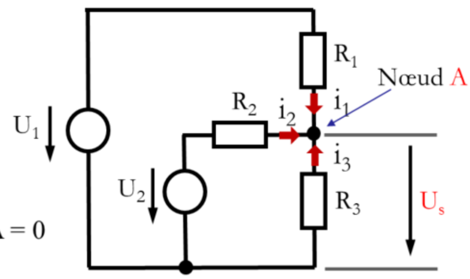
Théorème de superposition

THÉORÈME DE SUPERPOSITION

On cherche à exprimer la tension U_s.

Loi d'Ohm

$$i_1 = \frac{U_1 - U_S}{R_1} \qquad i_2 = \frac{U_2 - U_S}{R_2} \qquad i_3 = \frac{-U_S}{R_3}$$



Loi de Kirchoff
Somme des courants qui 'entrent' dans le noeud A = 0

$i_1 + i_2 + i_3 = 0$

$$\frac{U_1 - U_S}{R_1} + \frac{U_2 - U_S}{R_2} + \frac{-U_S}{R_3} = 0 \quad \Longrightarrow \quad \boxed{U_S = \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2}\right)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)^{-1} = \frac{U_1}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} R_2R_3 + \frac{U_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} R_1R_3}$$

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

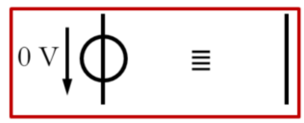
Cette approche est acceptable tant que le circuit est simple, et qu'il ne comporte pas plus de 2 sources (nous n'aborderons pas les sources de courant).

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.**



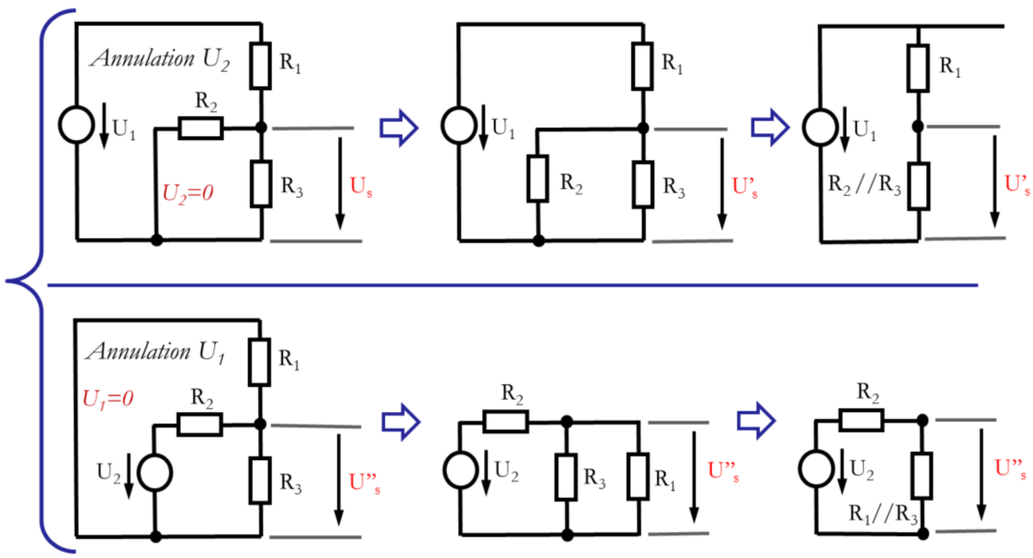
Le théorème de superposition énonce une propriété fondamentale des systèmes linéaires qui s'avère être un outil très efficace pour résoudre simplement des circuits non-triviaux:

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 :



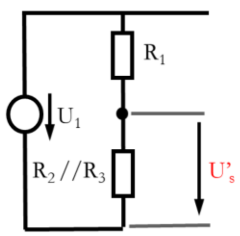
Principe:

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

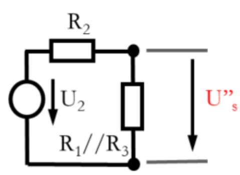
Dans cet exemple, l'effet sur U_S de la source de tension U_1 est déterminé en **annulant la source de tension** U_2 **qui sera remplacée par un court circuit.**

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



$$U_S^{'} = \frac{U_1}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = \frac{U_1}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_2 R_3$$



$$U_S^{''} = \frac{U_2}{R_2 + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}} \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} = \frac{U_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} R_1 R_3$$

Superposition des 2 contributions

$$\boxed{U_S = U_S^{'} + U_S^{''}}$$

$$\Downarrow$$

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

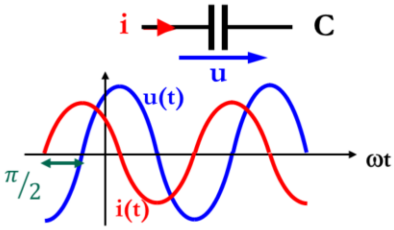
On obtient le même résultat

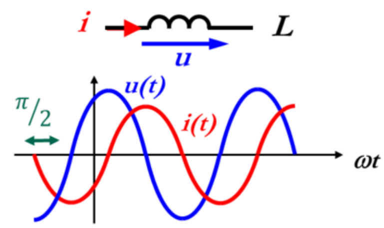
La somme de chaque contribution donne le même résultat que la méthode initiale.

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 resolution par superposition serait bien plus simple.

Régime sinusoidal et Impédances Complexes

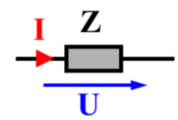
Généralisation de la loi d'Ohm en régime sinusoidal





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

En régime sinusoidal, 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'

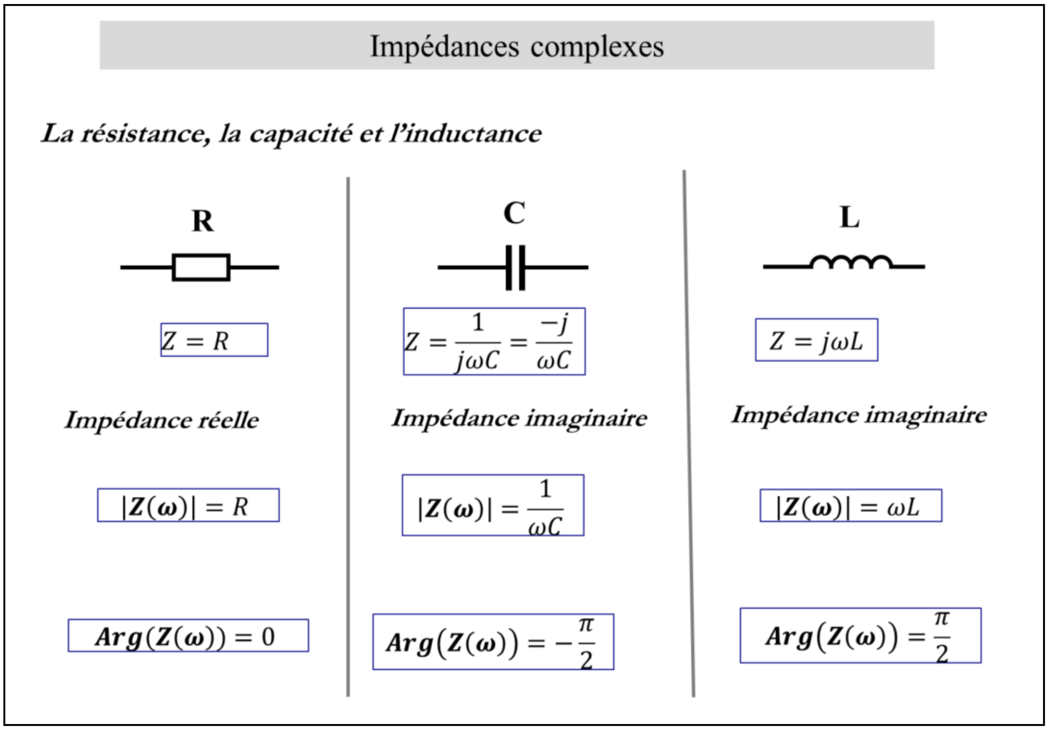
$\boxed{U = Z\, I}$

Losrqu'une tension sinusoidale 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 function 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° vis à vis de la tension, tandis que pour l'inductance ce sera -90°

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

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



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.

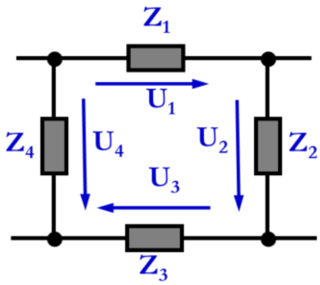
L'impédance d'une résistance est réelle positive.

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

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

Impédances complexes

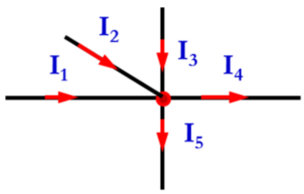
Les lois de Kirchhoff restent valables



Loi des mailles

$$\mathbf{U}_1 + \mathbf{U}_2 + \mathbf{U}_3 - \mathbf{U}_4 = 0$$

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



Loi des noeuds

$$\mathbf{I}_1 + \mathbf{I}_2 + \mathbf{I}_3 - \mathbf{I}_4 - \mathbf{I}_5 = 0$$

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.

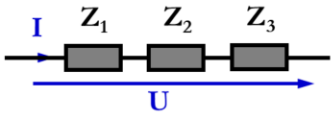
Loi des noeuds:

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

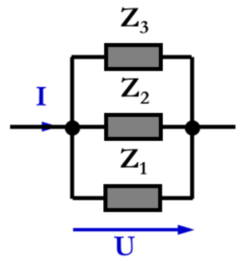
Rappel:

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



$$Z_{eq} = \sum Z_i$$



$$\frac{1}{Z_{eq}} = \sum \frac{1}{Z_i}$$

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.

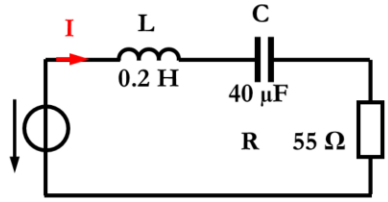
L'ordre des éléments n'a pas d'influence sur l'impédance globale.

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

Impédances complexes

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

$u(t) = 100 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t)$



$\boxed{U = Z\,I}$

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

$$|Z| = \sqrt{55^2 + 17^2} = 58 \;\; \Omega \qquad \phi = arctg(\frac{-17}{55}) = -0.3rad$$

La tension est déphasée de -17 degrés vis-à-vis du courant

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

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

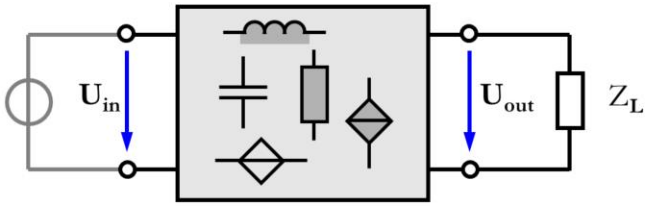
Dans cet exemple, on remarque que l'association des 3 éléments induit un déphasage entre le courant et la tension, de même qu'une partie 'résistive' à travers le module.

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

Les Diagrammes de Bode

QUADRIPÔLE ÉLECTRIQUE LINÉAIRE ET FONCTION DE TRANSFERT

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



$$\boldsymbol{H(j\omega) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{polynome\ num\acute{e}rateur\ j\omega}{polynome\ d\acute{e}nominateur\ j\omega}}$$

H(jω) 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.

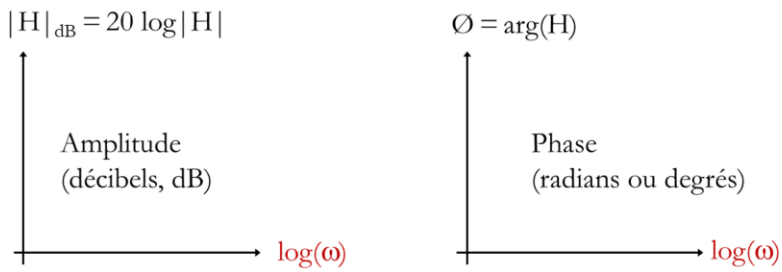
Etant donné qu’une fonction de transfert est un nombre complexe (sauf si il n’y a que des résistances), on peut la représenter en traçant son module, ce sera l’amplitude, et sa phase.

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 ω 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

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

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

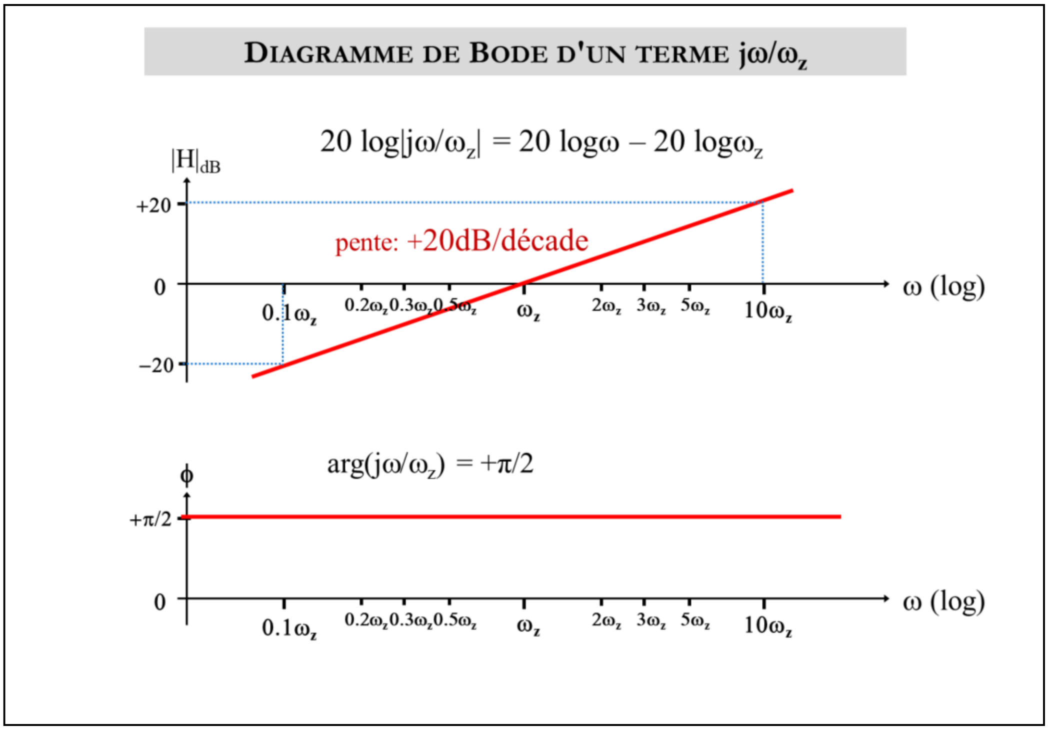
On va donc étudier la fonction ‘de base’:

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

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

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

ω_z est une constante positive.



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

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

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

Diagramme de Bode de fonctions choisies

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

Son module en dB est donné par

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

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

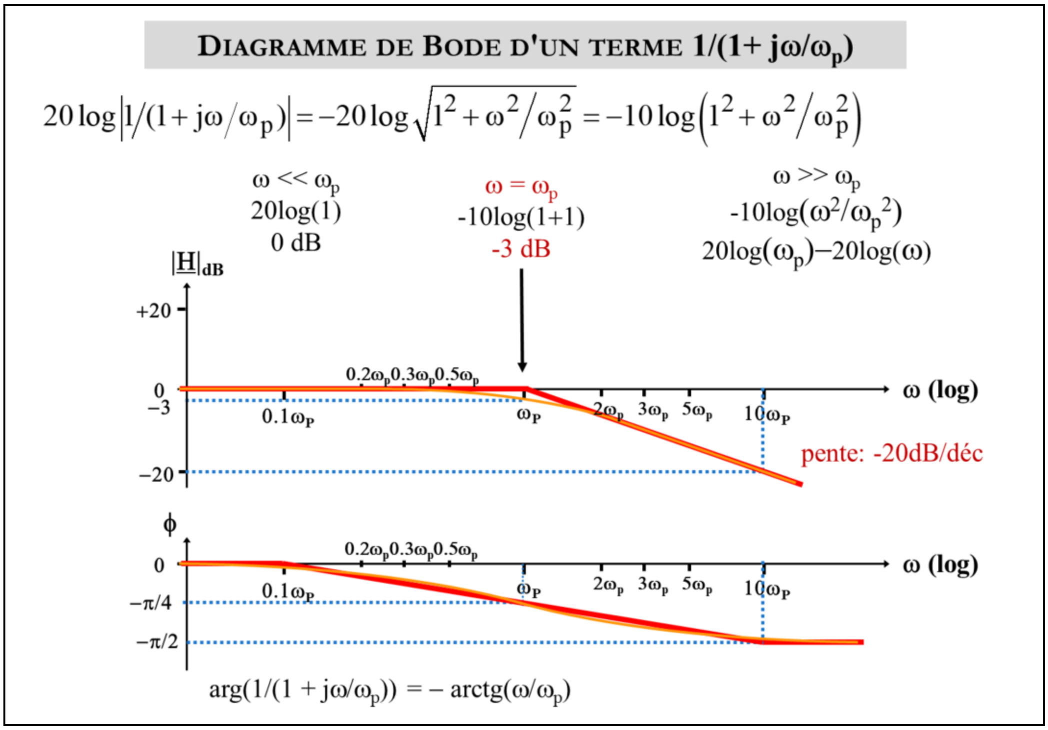
On remarque que la constante A se résume à un décalage 20 log (A).

On va donc étudier la fonction 'de base':

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

ω_p est une constante positive.

Ce sera un pôle de la fonction de transfert.



ω_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 ω_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 ω_p et descendant de 20dB/décade pour ω croissant.

Ces demi-droites sont appelées asymptotes. La courbe réelle suit assez fidèlement les asymptotes avec un écart maximal de –3 dB en ω_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 $-\mathrm{arctg}(\omega/\omega_p)$ peut être approximée par segments appelés asymptotes:

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

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

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

DIAGRAMME DE BODE DE FONCTIONS CHOISIES

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

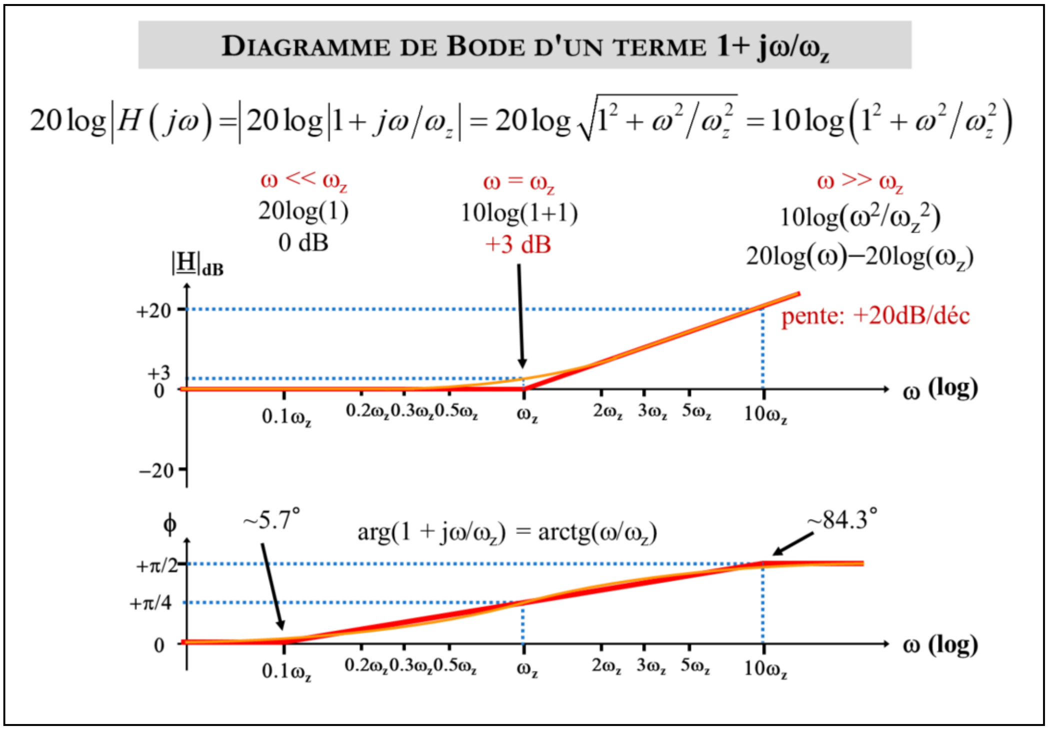
Son module en dB est donné par

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

$$20\log A + 20\log\sqrt{1^2 + \omega^2/\omega_z^2} = 20\log A + 10\log\left(1^2 + \omega^2/\omega_z^2\right)$$

On remarque que la constante A se résume à un décalage 20 log (A).
On va donc étudier la fonction 'de base':

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



ω_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 ω_z.

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

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

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

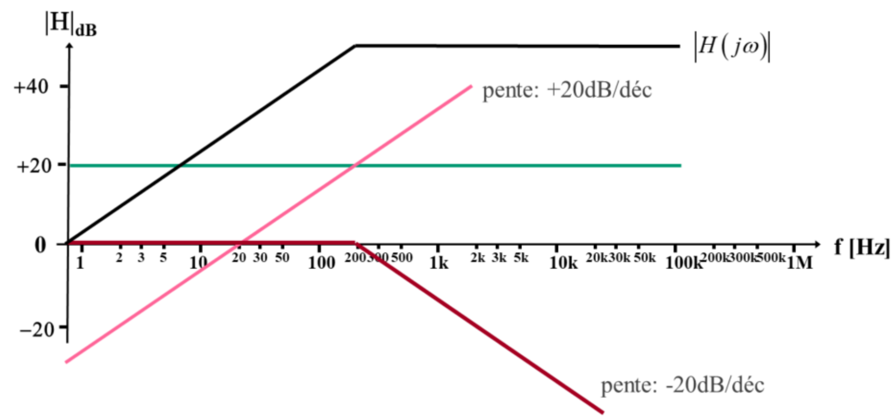
$\mathrm{arctg}(\omega/\omega_z) \approx 0$ pour $\omega < \omega_z/10$

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

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

Diagramme de Bode - construction

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



Etant donné que l'échelle en dB est le logarithme du module de la function de transfert, le produit de termes deveint une somme ou une difference en dB.

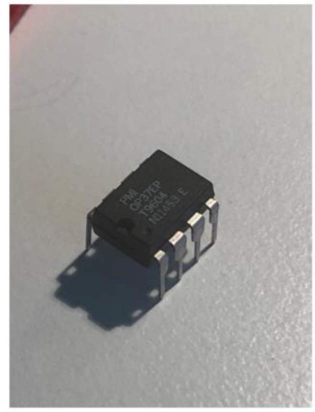
La construction du diagramme de Bode s'effectuera donc en additionnant la contribution des différentes termes qui se trouvent dans la function de transfertexprimés en dB:

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

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

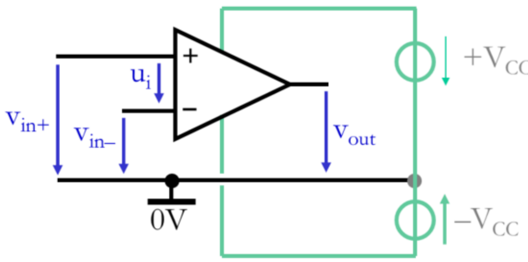
L’Amplificateur Opérationnel

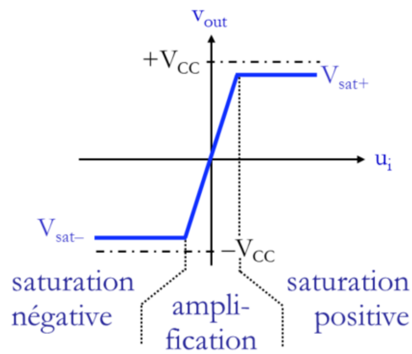
A QUOI RESSEMBLE UN 'AMPLI-OP' ?



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**.





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

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.

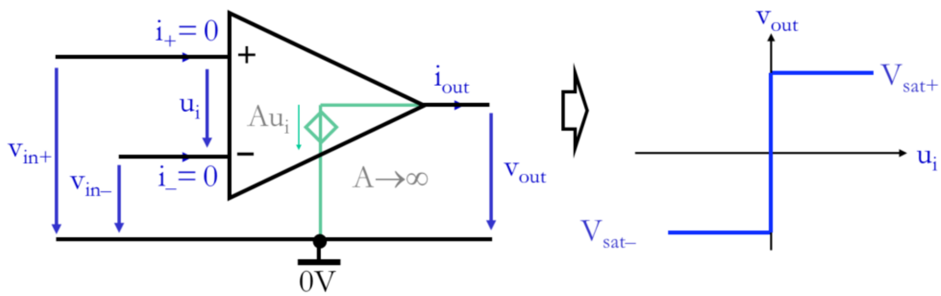
AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL : LE MODÈLE 'IDÉAL'

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.

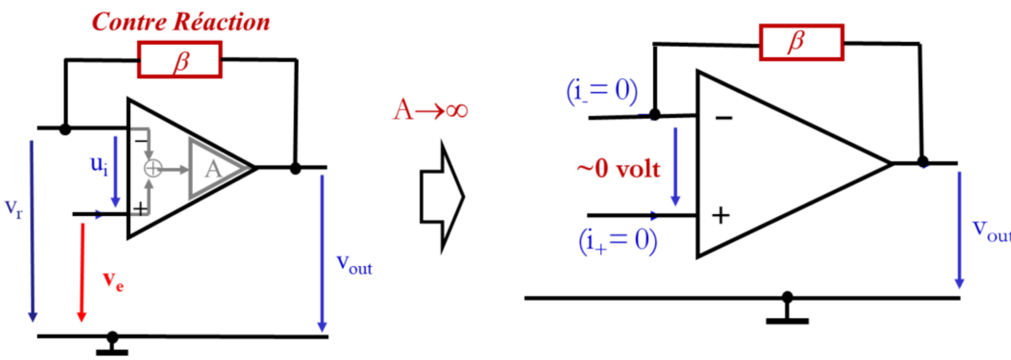
La sortie de l'ampli-op impose un potentiel qui peut-être positif ou négatif (suivant que l'alimentation soit entre 0 et 10V, ou bien 'symétrique' entre -10 V et +10V, par exemple)

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.**

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-

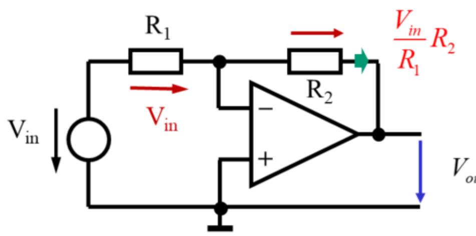
La contre reaction, qui consiste ici à ramener une image de la tension de sortie sur l'entrée – , va induire un 'auto-contrôle' du système qui va alors manitenir une difference de tension négligeable entre les bornes + et - .

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.

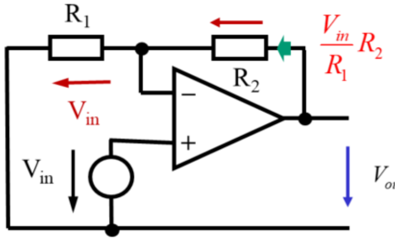
L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

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



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

AO en mode Inverseur



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

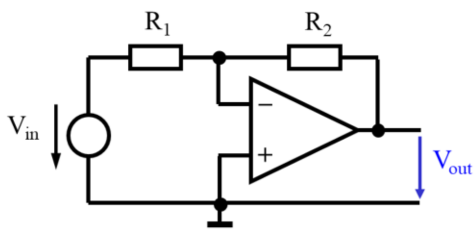
AO en mode non-Inverseur

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.

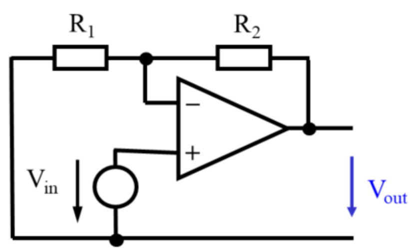
L'AMPLI. OP. EN RÉACTION NÉGATIVE

En résumé



AO en mode Inverseur

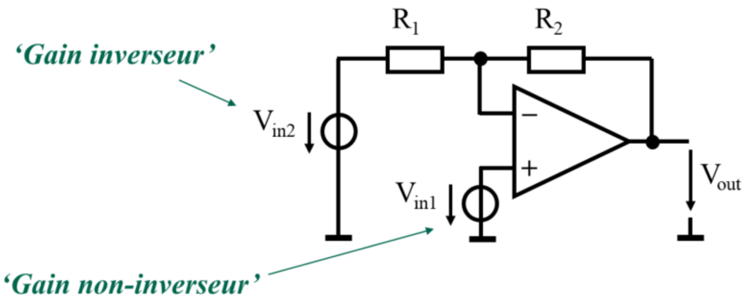
$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$



AO en mode non-Inverseur

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

AMPLI OP EN RÉACTION NÉGATIVE



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

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

Le cas général peut 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

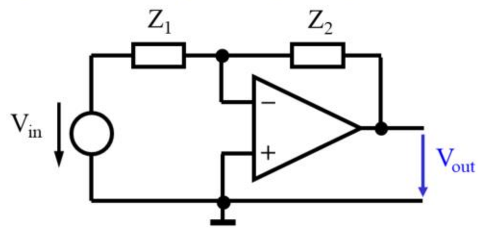
AMPLI. OP. - CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES.

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.

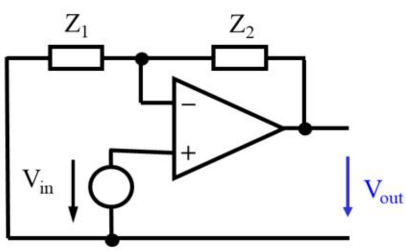
L'AMPLI. OP ET FONCTION DE TRANSFERT

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



AO en mode Inverseur

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



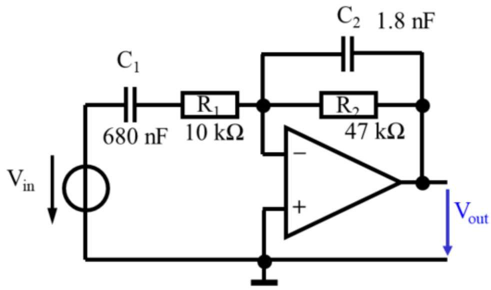
AO en mode non-Inverseur

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

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.

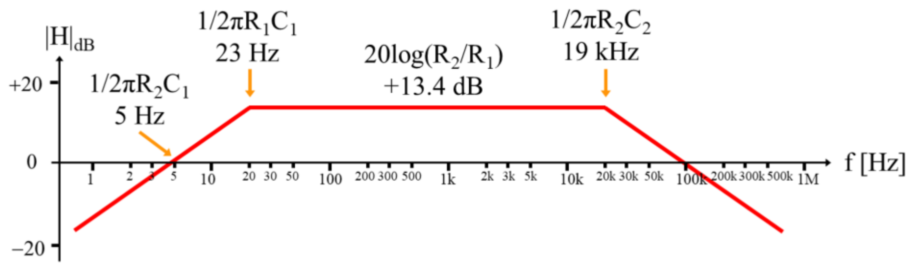
L'AMPLI. OP ET FONCTION DE TRANSFERT



'inverseur'

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

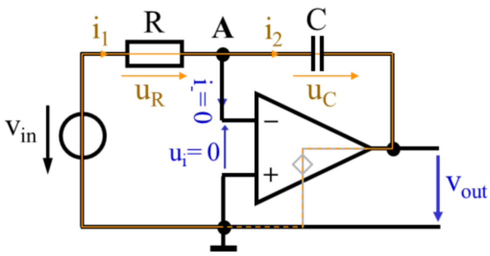
$$H(j\omega) = -\frac{j\omega R_2 C_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_2 C_2)}$$



Il s'agit d'un circuit qui atténue en dessous de 5 Hz ez 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



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

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

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

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

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

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

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

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:

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

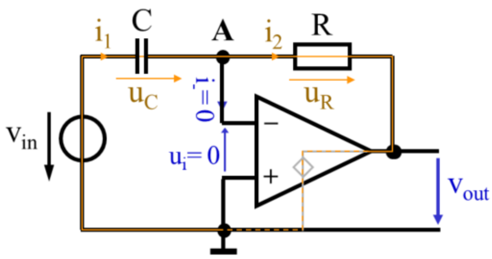
- Comme $i\_ = 0$, $i_1 = i_2$

- 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 DÉRIVATEUR

Dérivateur inverseur



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

$$i\_ = 0 \quad \Rightarrow \quad i_2 = i_1 = C\frac{dv_{in}}{dt}$$

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

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

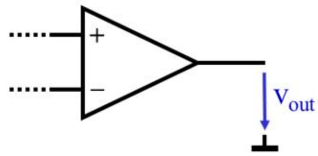
$$\boxed{\boldsymbol{V_{out} = -RC\frac{dV_{in}}{dt}}}$$

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

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

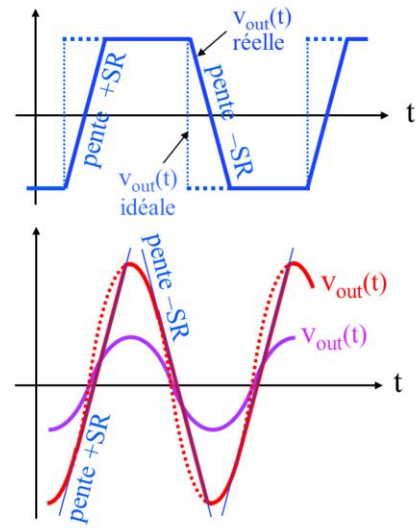
EFFET DU SLEW RATE SUR LES MONTAGES À AMPLI OP

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/µs.



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

La déformation provoquée par le Slew Rate est un phénomène non-linéaire qui dépend **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/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.