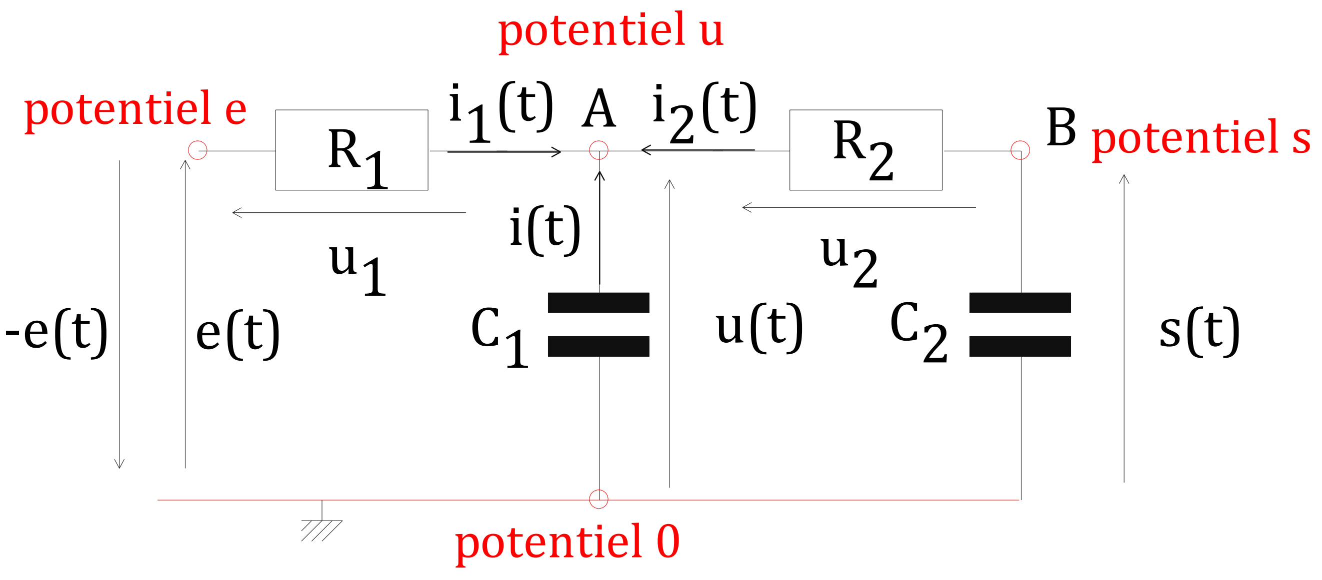
PSI2. Lois de l'électronique : le fondamental sur 2 pages. Le détail sur la suite...



Pour tous les calculs, on se place en régime sinusoïdal de pulsation ω. Toutes les grandeurs instantanées sont en lettres minuscules, les amplitudes complexes en majuscules soulignées :

$$i_1(t) \text{ a pour amplitude complexe } \underline{I_1}$$

Loi d'Ohm. *Un dipôle est représenté par son impédance $\underline{Z}$ ou son admittance $\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}}$*

Dipôle	Résistance R	Condensateur C	Inductance L
Impédance $\underline{Z}$	R	$\frac{1}{jC\omega}$	$jL\omega$
Admittance $\underline{Y}$	$\frac{1}{R}$	$jC\omega$	$\frac{1}{jL\omega}$

Attention aux conventions : $\underline{U_1} = R_1\underline{I_1}$ *mais* $\underline{U_2} = -R_2\underline{I_2}$ *ou* $\underline{U} = -\underline{Z_{C_1}}\underline{I} = -\frac{1}{jC_1\omega}\underline{I}$

Avec les admittances : $\underline{I_1} = \frac{1}{R_1}\underline{U_1}$ *mais* $\underline{I_2} = -\frac{1}{R_2}\underline{U_2}$ *ou* $\underline{I} = -jC_1\omega\underline{U}$

Association de dipôles en série : on ajoute les impédances.
Association de dipôles en parallèle : on ajoute les admittances.

Loi des mailles.

Petite maille de gauche : $-\underline{E} + \underline{U_1} + \underline{U} = 0$ *ou* $\underline{E} = \underline{U_1} + \underline{U}$

Grande maille : $-\underline{E} + \underline{U_1} + \underline{U_2} + \underline{S} = 0$ *ou* $\underline{E} = \underline{U_1} + \underline{U_2} + \underline{S}$

Petite maille de droite à compléter :

On peut utiliser aussi la loi d'Ohm : $\underline{E} = \underline{U_1} + \underline{U} = R_1\underline{I_1} - \frac{1}{jC_1\omega}\underline{I}$

mais généralement pas intéressant.

FONDAMENTAL : Loi des noeuds en terme de potentiel au point A : $\underline{I_1} + \underline{I_2} + \underline{I} = 0$

En utilisant la loi d'Ohm avec les admittances et les potentiels, on a :

$\underline{I_1} = \frac{1}{R_1}\underline{U_1} = \frac{1}{R_1}(\underline{E} - \underline{U})$ $\underline{I_2} = -\frac{1}{R_2}\underline{U_2} = \frac{1}{R_2}(\underline{S} - \underline{U})$ $\underline{I} = jC_1\omega(0 - \underline{U})$

Ce qui donne : $\frac{1}{R_1}(\underline{E} - \underline{U}) + \frac{1}{R_2}(\underline{S} - \underline{U}) + jC_1\omega(0 - \underline{U}) = 0$

On peut faire la même chose au point B : $\frac{1}{R_2}(\underline{U} - \underline{S}) + jC_2\omega(0 - \underline{S}) = 0$

Processus facile à mémoriser et à utiliser avec un peu d'entraînement.

Exercice : *On fait $R_1=R_2=R$ et $C_1=C_2=C$. Eliminer $\underline{U}$ entre les deux équations pour relier l'entrée et la sortie. On obtient :*

$$\frac{\underline{S}}{\underline{E}} = \frac{1}{1-(RC\omega)^2+3jRC\omega} = \frac{1}{1+(jRC\omega)^2+3jRC\omega} \qquad AD\ OK?$$

Passage en régime quelconque : *on fait le produit en croix et on réorganise :*

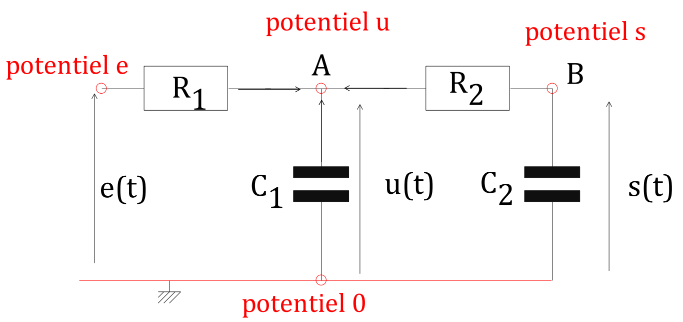
$$\underline{S} + (RC)^2(j\omega)^2\underline{S} + 3RCj\omega\underline{S} = \underline{E}$$

En notation complexe, multiplier par $j\omega$ revient à dériver par rapport au temps, et on peut alors obtenir l'équation différentielle vérifiée par s(t) :

$$(RC)^2\ddot{s} + 3RC\dot{s} + s = e \qquad AD\ OK\ ?$$

On peut maintenant obtenir la réponse à n'importe quel signal. Cette méthode est la plus simple.

Bilan: *on a surtout besoin de la LDN en termes de potentiel. La partie utile du dessin initial est :*



On crée les potentiels électriques en utilisant la masse.
On se place en RSP et onadopte la notyation complexe.
On applique la LDN en termes de potentiel aux points A et B.
On obtient 2 relations liant $\underline{E}$,$\underline{S}$,$\underline{U}$.
On élimine $\underline{U}$ et on a la fonction de transfert.
On peut alors créer l'équa diff liant e(t) et s(t).
Intérêt de la méthode : *une seule variable intermédiaire est nécessaire : u.*

Option parfois intéressante : le pont-diviseur de tension ou PDT.

Applicable avec deux dipoles en série et parcourus par le même courant.

Par exemple R_2 et C_2

Ici, il y a un PDT entre $\underline{U}$ et $\underline{S}$: $\underline{S} = \dfrac{\frac{1}{jC_2\omega}}{R_2+\frac{1}{jC_2\omega}}\underline{U} = \dfrac{1}{1+jR_2C_2\omega}\underline{U}$

Mais pas entre R_1 et C_1. *Ces deux dipôles ne sont pas en série.*

Il y a aussi un PDT entre $\underline{E}$ et $\underline{U}$, mais il est dangereux : il faut d'abord regrouper C_1,R_2 et C_2 pour construire l'impédance $\underline{Z_{eq}}$:

On calcule d'abord l'impédance équivalente à R_2 et C_2 en série : $\underline{Z_2} = \dfrac{1+jR_2C_2\omega}{jC_2\omega} = \dfrac{1}{\underline{Y_2}}$

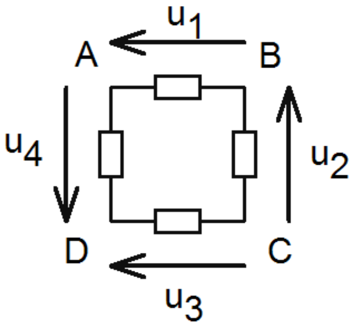
On associe $\underline{Z_2}$ et C_1 en parallèle : $\underline{Y_{eq}} = \dfrac{1}{\underline{Z_{eq}}} = jC_1\omega + \dfrac{jC_2\omega}{1+jR_2C_2\omega}$

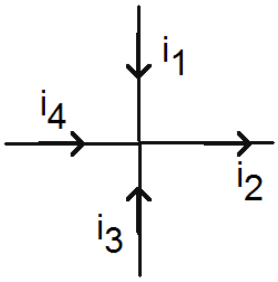
et on sort alors : $\underline{U} = \dfrac{\underline{Z_{eq}}}{R_1+\underline{Z_{eq}}}\underline{E}$ *et je vous souhaite de bons calculs*

LE TRAITEMENT EST LOURD. A EVITER....

PSI2.Rappels d'électronique pour les circuits linéaires.

<u>I)Les lois fondamentales de l'ARQS.</u> Lois de Kirch'hoff :





a)<u>Lois des mailles LDM :</u> existence du potentiel électrique V défini à une constante additive près. Seule la tension électrique, différence de potentiel entre deux points, est accessible à la mesure. On rappelle que $\mathbf{u_1=V_A-V_B}$.

Sur une maille ,à tout instant, la somme des différences de potentiel ou tensions est nulle.

$$\boldsymbol{(V_A - V_B) + (V_B - V_C) + (V_C - V_D) + (V_D - V_A) = 0}$$
$$\boldsymbol{u_1 \quad + \quad u_2 \quad + \ (-u_3) \quad + \quad u_4 \ = \ 0}$$

b)<u>Lois des nœuds LDN</u> : conservation du courant électrique, dérivée de la conservation de la charge. Le sens de la flèche définit seulement le sens positif et non le sens réel.

En un nœud, à tout instant, la somme algébrique des courants entrants est nulle.

$$\boldsymbol{i_1 \ + \ (-i_2) \ + \ i_3 + \ i_4 \ = 0}$$

ATTENTION : notamment pour la LDN, la flèche désigne le sens conventionnel du courant positif et non pas son sens réel.

<u>II)Régimes temporel importants.</u>

<u>1)Le régime continu.</u>

Les grandeurs électriques ne dépendent pas du temps. Pb avec la notion mathématique.

<u>2)Le régime permanent sinusoïdal de pulsation ω noté ensuite RSP(ω).</u>

Un courant ou une tension s'écrit : $\boldsymbol{x(t) = Xcos(\omega t + \varphi)}$

X : considéré positif, AMPLITUDE.

ω : considéré positif, PULSATION en s^{-1}.

φ : à définir sur un intervalle de largeur 2π, phase à l'origine des temps.

On définit aussi f=ω/2π FREQUENCE en Hz et T=1/f PERIODE.

<u>3)La notation complexe pour le RSP(ω).</u>

A $x(t) = Xcos(\omega t + \varphi)$, on peut associer de façon bijective :

3a)la fonction complexe $\underline{x}(t) = Xexp\{j(\omega t + \varphi)\}$,

3b)l'amplitude complexe $\underline{X} = X.exp\{j\varphi\}$

<u>4)Propriétés fondamentales à retenir :</u>

a)Le régime continu peut être considéré comme un RSP(ω=0).

b)En RSP(ω), la LDM et la LDN sont valables avec la fonction complexe et l'amplitude complexe.

c)Dériver temporellement x(t) revient à multiplier $\underline{X}$ par jω.

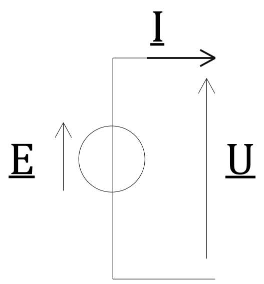
Pour toute la suite, on est en RSP(ω), et on utilise les amplitudes complexes $\underline{X}$.

Pour passer en mode temporel quelconque :

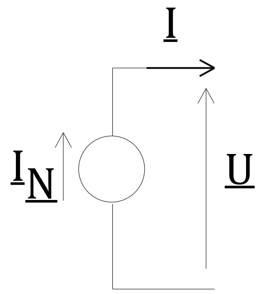
$$\boldsymbol{\underline{X} \ devient \ x(t), \qquad j\omega\underline{X} \ devient \ \dot{x}(t), \qquad (j\omega)^2\underline{X} = -\omega^2\underline{X} \ devient \ \ddot{x}(t)}$$

III)Dipoles et associations de base.

1)Générateurs idéaux de tension ou de courant. CONVENTION GENERATEUR.



Pour tout I , U=E



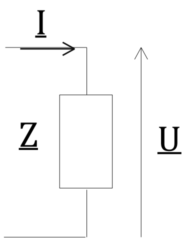
Pour tout U , I=I_N

E est la tension à vide (U=E quand I=0) ou fem du générateur idéal de tension.
I_N est le courant de court-circuit (I= I_N quand U=0) du générateur idéal du courant

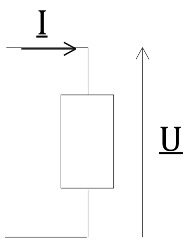
2)Dipôles linéaires usuels. CONVENTION RECEPTEUR.

Chaque dipôle est caractérisée par son admittance $\underline{Y}$ ou son impédance $\underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}}$. La loi d'Ohm s'écrit :

$$\boldsymbol{\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I} \qquad \textit{mais surtout} \quad \underline{I} = \underline{Y} \cdot \underline{U} \qquad \textit{A RETENIR POUR LDN}}$$

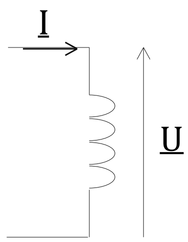


Générique



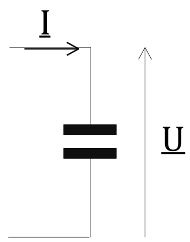
Résistance R

$\underline{Z}_R = R$



Inductance L

$\underline{Z}_L = jL\omega$



Condensateur C

$\underline{Z}_C = \frac{1}{jC\omega}$

R, L et C sont positifs ou nuls.
R est Ω ou V.A^{-1} L est en H ou V.s.A^{-1} C est en F ou A.s.V^{-1}.

En régime temporel quelconque, on obtient :

$$u = Ri \text{ pour la résistance }, u = L\left(\frac{di}{dt}\right) \text{ pour l'inductance }, i = C\left(\frac{du}{dt}\right) \text{ pour le condensateur}$$

ce qui impose la continuité de i(t) dans une bobine, la continuité de u(t) pour un condensateur.

Ces trois modélisations viennent des lois de l'électromagnétisme qu'on verra dans l'année : voir Fem2 pour R , Fem3 pour C et Fem7 pour L.

3)Premières associations série ou parallèles.

Des générateurs idéaux de tension en série peuvent être remplacés par un unique générateur de tension dont la fem est la somme des fem partielles.
Des générateurs idéaux de courant en parallèle peuvent être remplacés par un unique générateur de courant dont le courant de court-circuit est la somme des courants de court-circuits partiels
Des impédances en série peuvent être remplacées par une unique impédance somme des impédances partielles.
Des admittances en parallèle peuvent être remplacées par une unique admittance somme des admittances partielles.

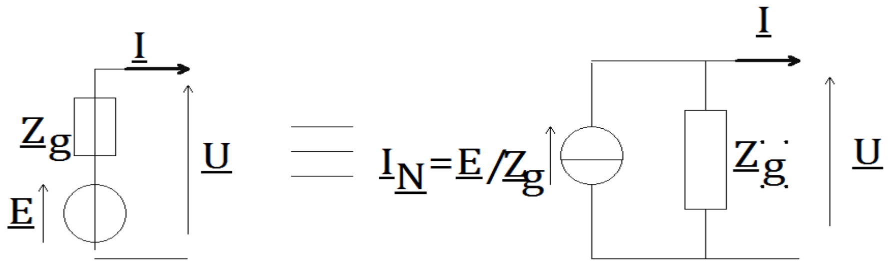
4)Générateur linéaire de tension. Analogie Thevenin-Norton.

Il arrive très souvent qu'un générateur se comporte, en convention générateur de la façon suivante:

$$\underline{U} = \underline{E} - \underline{Z_g} \cdot \underline{I}$$

Exemple : pile ($\underline{E}$=E env le V, $\underline{Z_g}$ env 1Ω) ; batterie auto ($\underline{E}$=E=12V, $\underline{Z_g}$=0,01Ω), GBF($\underline{E}$ entre 0 et 10V en norme, $\underline{Z_g}$=50Ω).

Vérifiez par vous-même qu'il y a deux façons équivalentes de représenter un tel comportement :

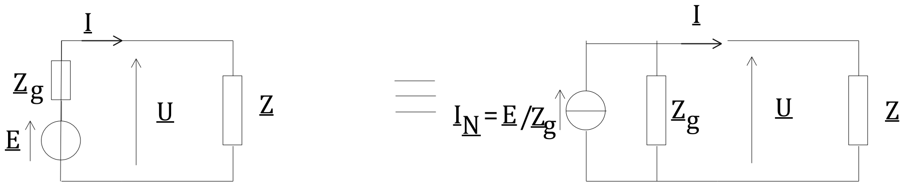


THEVENIN NORTON

TRES IMPORTANT : LES DEUX STRUCTURES CI-DESSUS SONT INTERCHANGEABLES

5)Montage de base : un générateur linéaire alimente une impédance. PDT et PDC.

Selon la modélisation choisie, on obtient un des deux schémas :



THEVENIN NORTON

LDM donne : $\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I} = \underline{E} - \underline{Z_g} \cdot \underline{I}$ *ce qui donne* $\underline{I} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z_g}+\underline{Z}}$

Ce qui permet d'obtenir le Pont Diviseur de Tension PDT et le Pont Diviseur de Courant PDC :

$$PDT \ : \ \underline{U} = \frac{\underline{Z}}{\underline{Z} + \underline{Z_g}} \cdot \underline{E} \qquad et \qquad PDC : \underline{I} = \frac{\underline{Y}}{\underline{Y} + \underline{Y_g}} \cdot \underline{I_N}$$

IV)Notion de masse électrique.

Symbole de masse électrique :  et de mise à la terre : 

Pour les montages électroniques , afin d'éviter les électrocutions, on impose que certains points électriques soient connectés entre eux pour créer une masse électrique, qui sera généralement relié à la terre. C'est le cas de vos montages de TP.

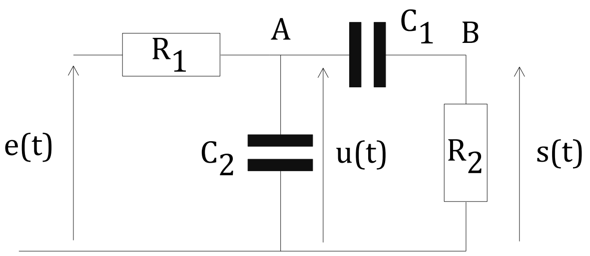
Pour des raisons de sécurité, certaines configurations seront impossibles à réaliser.

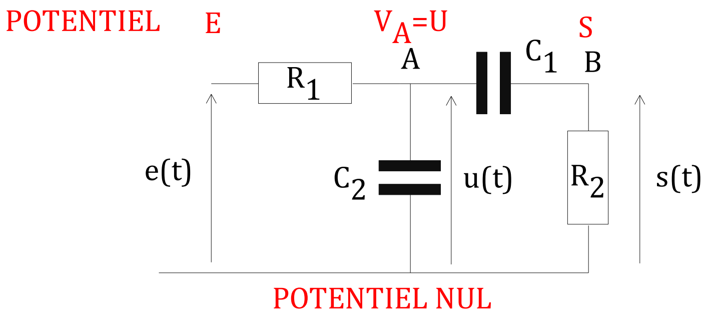
Pour certains montages, le dessin n'est pas complet et notamment certains points mis à la masse ne sont pas marqués. Il manque donc des branches à la masse :

ON NE PEUT GENERALEMENT PAS UTILISER LA LDN A LA MASSE

IV)La loi d'Ohm en termes de potentiel.

Dans certains ouvrages, on parle du théorème de Millmann, qui n'est pas au programme.
Principe sur un exemple : je veux relier les tensions d'entrée et de sortie du montage ci-dessous à gauche.





a)On repère un nœud dans un circuit.

Il y a donc au minimum 3 branches qui arrivent en ce nœud (Rem : ça marche aussi avec 2 branches).
Par exemple les points A et B (il y a aussi un PDT au point B).

b)Création des potentiels.

Si nécessaire, je fixe un potentiel à 0, celui que je veux, le plus pratique en fait. Je mets la ligne du bas à 0. L'entrée est alors au potentiel E, le point A au potentiel V_A=U, le point B au potentiel V_B=S.

c)Application de la LDN au point A. **ADMITTANCES A MAITRISER.**

La somme des trois courants entrant au point A fait 0, ce qui donne :

$$\frac{1}{R_1}\left(\underline{E}-\underline{V_A}\right) + jC_1\omega\left(\underline{0}-\underline{V_A}\right) + jC_2\omega\left(\underline{S}-\underline{V_A}\right) = 0$$

A CHAQUE FOIS , SIGNE – DEVANT V_A.

d) Application de la LDN au point B.

La somme des deux courants entrant au point B fait 0, ce qui donne :

$$\frac{1}{R_2}\left(\underline{0}-\underline{V_B}\right) + jC_1\omega\left(V_A-\underline{V_B}\right) = 0$$

A CHAQUE FOIS , SIGNE – DEVANT V_B=S

On aurait pu prendre un PDT.

e) Mise en forme finale.

Pour le cas où R_1=R_2=R et C_1=C_2=C, vérifier qu'on obtient :

$$\frac{\underline{S}}{\underline{E}} = \frac{1}{1-(RC\omega)^2+3jRC\omega}$$

V)Passage en régime temporel quelconque.

On réécrit la relation précédente de façon à ne faire apparaître que des multiplications par jω , ce qui est en fait une dérivation temporelle :

$$(1-(RC\omega)^2+3jRC\omega)\underline{S} = \underline{E}$$
$$\underline{S}-(RC\omega)^2\underline{S}+3jRC\omega\underline{S} = \underline{E}$$
$$\underline{S}+(RC)^2(j\omega)^2\underline{S}+3RC(j\omega)\underline{S} = \underline{E}$$

Puis passage en réel :

$$s(t)+(RC)^2\ddot{s}(t)+3RC\dot{s}(t) = e(t)$$

Réorganisation en vérifiant l'homogénéité :

$$\ddot{s}(t)+\frac{3}{RC}\dot{s}(t)+\frac{1}{(RC)^2}s(t) = \frac{1}{(RC)^2}e(t)$$

VI)Exemple de calcul en RSP : circuit RLC série.

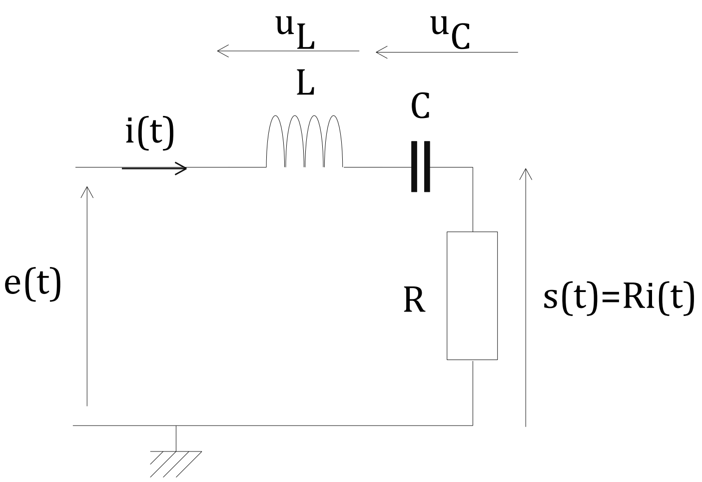


Schéma électrique

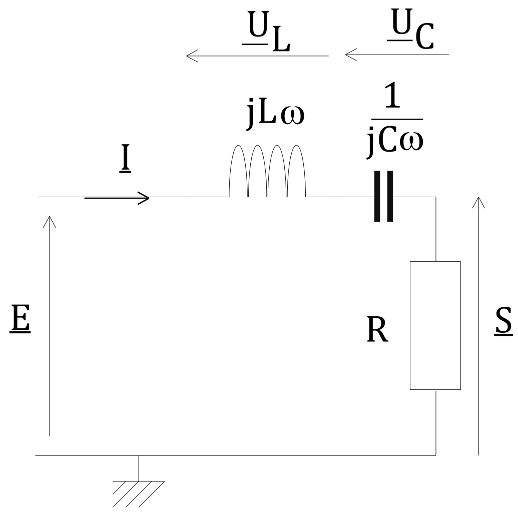


Schéma électrique en complexe

A $e(t) = E.cos(\omega t) = E.cos(\omega t + 0)$ on associe $\underline{E} = Ee^{j0} = E$
A $i(t) = I.cos(\omega t + \varphi)$ on associe $\underline{I} = Ie^{j\varphi}$
A $s(t) = Ri(t) = S.cos(\omega t + \varphi)$ on associe $\underline{S} = Se^{j\varphi}$

DANS LES CALCULS, AUCUN ANGLE N'APPARAÎT
UN ANGLE EST L'ARGUMENT D'UN NOMBRE COMPLEXE

La LDM s'écrit : $\underline{E} = E = \underline{U}_L + \underline{U}_C + \underline{S} = \left(R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}\right)\underline{I}$

Le PDT s'écrit $\boxed{\underline{S} = \frac{R}{\left(R+jL\omega+\frac{1}{jC\omega}\right)}E = \frac{R}{R+j\left(L\omega-\frac{1}{C\omega}\right)}E}$

Si nous voulons connaître l'amplitude S de s(t) : $S = \|\underline{S}\| = \frac{R}{\sqrt{R^2+\left(L\omega-\frac{1}{C\omega}\right)^2}}E$

Si nous voulons connaître φ :

$$\varphi = Arg(\underline{S}) = -Arg\left(R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)\right) = -Arctan\left(\frac{L\omega-\frac{1}{C\omega}}{R}\right) = -Arctan\left(\frac{LC\omega^2-1}{RC\omega}\right)$$

Si, maintenant, on veut obtenir l'équation différentielle vérifiée par s(t), on réécrit le PDT de façon à n'avoir que des multiplications par jω . cela donne :

$$\left(R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}\right)\underline{S} = RE$$
$$jC\omega\left(R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}\right)\underline{S} = jC\omega RE$$
$$RCj\omega\underline{S} + LC(j\omega)^2\underline{S} + \underline{S} = CRj\omega E$$

Quand on repasse en reel : $j\omega\underline{S}$ $devient\ \dot{s},\ (j\omega)^2\underline{S}\ \ devient\ \ddot{s}$

$$RC\dot{s} + LC\ddot{s} + s = CR\,\dot{e}$$

Pour la mettre finalement sous la forme plus ou moins standard : $\boxed{\ddot{s} + \frac{R}{L}\dot{s} + \frac{1}{LC}s = \frac{R}{L}\,\dot{e}}$

VII)Le filtre passe-bande et la résonnance d'intensité du circuit RLC.

ABSOLUMENT FONDAMENTAL.

A connaître absolument, éventuellement à savoir démontrer :

Soit la fonction de transfert suivante :

$$\underline{H}(j\omega)=\frac{\underline{S}}{\underline{E}}=\frac{H_o}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{\omega}\right)} \qquad avec\ \omega_o, Q\ \ réels\ positifs\ \ et\ H_o\ réel$$

Ceci est un filtre passe-bande d'ordre 2 , de gain maximum $|H_o|$, obtenue à la pulsation de résonnance ω_o , de bande passante à -3dB : $\Delta\omega=\frac{\omega_o}{Q}$

On reprend le calcul précédent du paragraphe VI . Mettre la fonction de transfert sous la forme :

A savoir obtenir : $H_o=1$ $\qquad \omega_o=\frac{1}{\sqrt{LC}}$ $\qquad Q=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$

Résonnance d'intensité du circuit RLC série à connaître absolument :

A la pulsation ω_o, l'amplitude du courant i(t) (ou de la tension $u_R(t)$ aux bornes de la résistance) passe par un maximum et e(t) et $u_R(t)$ sont en phase , phénomène très facile à voir à l'oscillo en mode XY.

VIII)Puissance électrique échangée.

1)Puissance instantanée et moyenne.

En convention récepteur sur un dipôle D, la grandeur $p(t)=u(t)i(t)$ est la puissance instantanée reçue par D.
En convention générateur, p(t) désigne la puissance fournie par D à l'extérieur.

PROP1 : on peut définir l'énergie stockée dans un condensateur $\frac{1}{2}Cu^2$ ou une bobine parfaite $\frac{1}{2}Li^2$.

En régime périodique de période T, on définit la puissance moyenne P (ou active) par :

$$P=\frac{1}{T}\int_{t_o}^{t_o+T}p(t)dt$$

PROP2 : la puissance reçue par un interrupteur est nulle.

PROP3 : en régime périodique, la puissance moyenne reçue par un condensateur ou une bobine parfaite est nulle.

2)Notion de valeur efficace en régime périodique.

Si D est une résistance R, $P=\frac{1}{T}\int_{t_o}^{t_o+T}p(t)dt=\frac{1}{R}.\left\{\frac{1}{T}\int_{t_o}^{t_o+T}u^2(t)dt\right\}=\frac{U_{eff}^2}{R}$

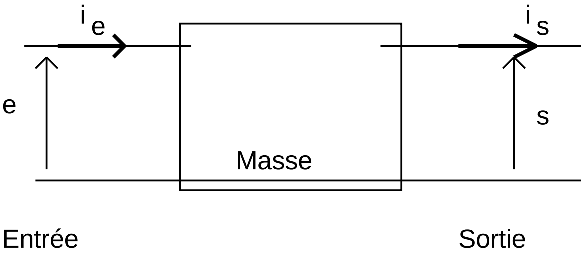
PROP4 : si u(t) est sinusoïdal de pulsation $\omega=2\pi/T$ et d'amplitude U : $U_{eff}=\frac{U}{\sqrt{2}}$

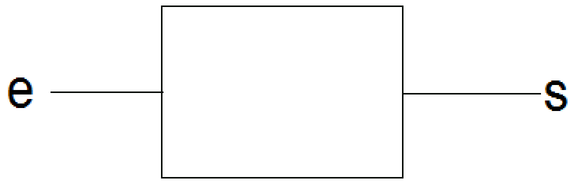
REM : le secteur 50Hz est équivalent à une source continue de valeur 220V.
U_{eff} se mesure grâce à un voltmètre TRMS (**T**rue **R**oot **M**ean **S**quare).

PSI2.Définitions générales sur les fonctions de transferts. Rappels de Sup.

Quadripôles.

On appelle ainsi un circuit électrique ayant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie. D'une façon générale, une des bornes d'entrée et une des bornes de sortie sont en fait reliées à la masse. On a alors le schéma symbolique suivant ou sa généralisation sous forme de schéma-bloc:





Si le quadripôle ne contient que des composants passifs, il est dit passif.

Fonction de transfert à vide.

En régime sinusoïdal de pulsation ω, dans le cas où i_s**=0**, on arrive à exprimer directement s en fonction de e. On définit, en complexe, la fonction de transfert **à vide** du quadripôle par :

$$\underline{H}(j\omega) = H.e^{j\varphi} = \frac{\underline{s}}{\underline{e}} \quad avec\ H \geq 0\ gain\ en\ tension\ et\ \varphi\ avance\ de\ pase\ de\ s\ sur\ e$$

Si on écrit e(t)=E.cos(ωt), alors on aura s(t)=HE.cos(ωt+φ)

Amplitude de sortie = gain * amplitude d'entrée

Dans la majorité des cas, l'intervalle d'étude à la fois en fréquence et en gain est beaucoup trop important. Par exemple, pour le son , l'intervalle fréquentiel utile est [20Hz 20kHz] et l'oreille détecte des puissances surfaciques de 10^{-12}W.m^{-2} à 1W.m^{-2} (seuil de douleur). Si on veut à la fois voir les HF et BF, voir les faibles niveaux et forts niveaux, il faut modifier les représentations graphiques.

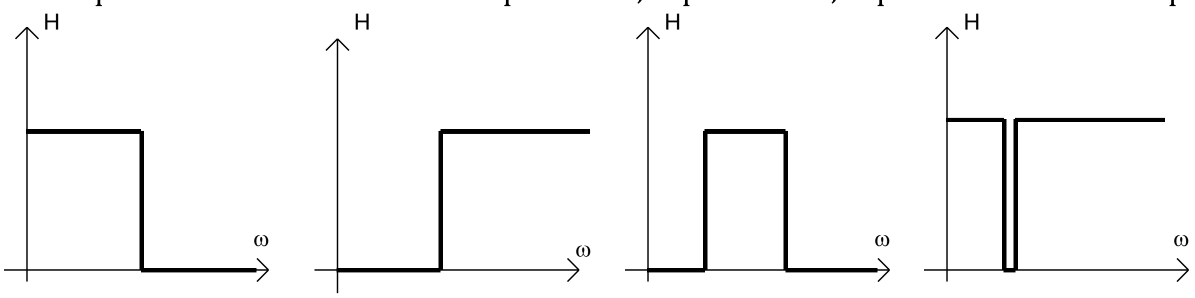
Gain en dB. H_{dB} = 20.log(|$\underline{H}$|). log est le logarithme de base 10.

Diagramme de Bode. Ensemble des deux courbes H_{dB} et φ en fonction de x=log(ω). Le continu est rejeté en -∞.

Pulsation de coupure à -3dB et bande passante.

Soit H_{max} le maximum de H. Une pulsation de coupure à -3dB est une pulsation pour laquelle H est égal à $H_{max}/\sqrt{2}$. On vérifie aisément $20\log(1/\sqrt{2})\approx -3$. La bande passante à -3dB est l'intervalle de pulsations ou de fréquences pour lequel $H>H_{max}/\sqrt{2}$.

Exemples de filtres parfaits. Un filtre est un quadripôle qui laisse passer certaines fréquences et en bloquent d'autres. Reconnaître le passe-bas, le passe-haut, le passe-bande et le coupe-bande :

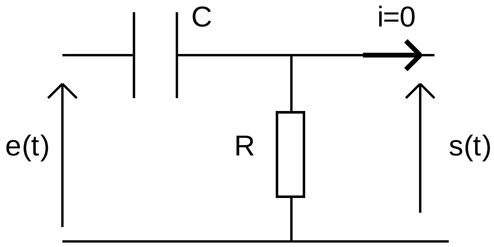


Ces filtres parfaits n'existent pas.

Schéma-bloc quelconque : on généralise ces définitions à un schéma-bloc quelconque. La contrainte i_s=0 n'a évidemment plus de sens et la fonction de transfert peut être dimensionnée.

PSI2.Exemple de filtre passe-haut d'ordre 1: le filtre CR.

1)Présentation et fonction de transfert.



En régime sinusoïdal de pulsation ω, on associe les amplitudes complexes $\underline{E}$ et $\underline{S}$ à e(t) et s(t). Comme le courant de sortie est nul, on a un PDT. On obtient :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{S}}{\underline{E}} = \frac{j\dfrac{\omega}{\omega_o}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_o}} \quad avec \;\; \omega_o = \frac{1}{RC}$$

Vérification : la formule ci-dessus donne H(ω=0)=0 et H(ω→+∞)=1, ce qui correspond à un filtre passe-haut, ce qui est compatible avec les modèles BF et HF du fonctionnement du condensateur.

En BF, l'impédance de C tend vers l'infini, donc C est équivalent à un interrupteur ouvert, donc le courant circulant dans R est nul, donc s=0.

En HF, l'impédance de C tend vers 0, donc C est équivalent à un interrupteur fermé, donc s=e.

2)Gain maximal et fréquence de coupure.

La norme du numérateur est plus petite que celle du numérateur donc H<1.On remarque de plus que H tend vers 1 si ω tend vers l'infini. Donc H_{max}=1.

La pulsation de coupure à -3dB vérifie alors $H(\omega_c) = H_{max} / \sqrt{2}$ et on obtient $\omega_c=\omega_o$.

3)Formes asymptotiques.

Si $\omega \ll \omega_o$ alors $\underline{H} \approx j(\omega/\omega_o)$ donc $\varphi=Arg(\underline{H})\approx\pi/2$ et $H_{dB} \approx 20\log(\omega/\omega_o)$

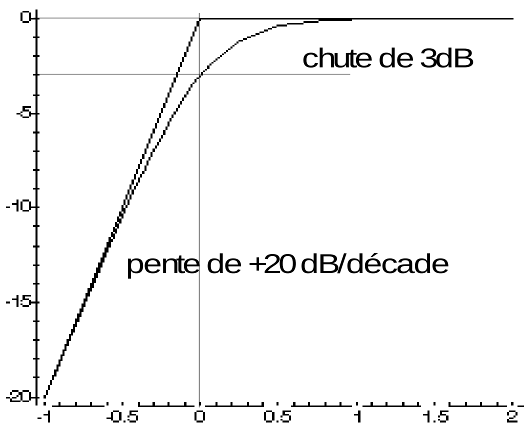
H_{dB} en fonction de $\log(\omega/\omega_o)$ est une droite de pente +20 passant par l'origine

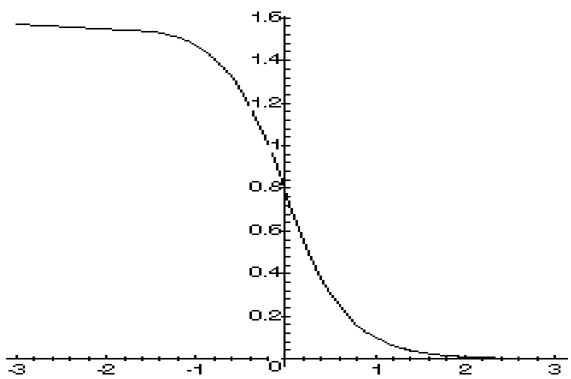
Si $\omega \gg \omega_o$ alors $\underline{H} \approx 1$ donc $\varphi\approx 0$ et $H_{dB} \approx 0$

Asymptote horizontale

4)Diagramme de Bode.

La courbe de gauche représente H_{dB} en fonction de $\log(\omega/\omega_o)$ avec les deux asymptotes. La courbe de droite représente $\varphi=\arg(\underline{H})$ en fonction de $\log(\omega/\omega_o)$





5)Remarques.

Seul le produit RC intervient dans les performances du filtre.

En BF, si $\omega \ll \omega_o$, alors $\underline{H} \approx j(\omega/\omega_o)$, et s(t) apparaît alors comme étant la dérivée de e(t) par rapport au temps. On vient de fabriquer un dérivateur. En HF, on remarquerait que le filtre passe-bas RC est intégrateur.

psi2. Diagrammes de Bode des filtres du second ordre. 2Qm=1.

En abscisse log(x) avec x=ω/ωₒ.

En ordonnée : H_{dB}=20log(|$\underline{H}$|)pour la courbe de gauche et φ=arg($\underline{H}$) pour la courbe de droite

Noter :

a)le comportement de plus en plus violent quand le facteur de qualité Q augmente. Un bon filtre demande donc une valeur élevée de Q.

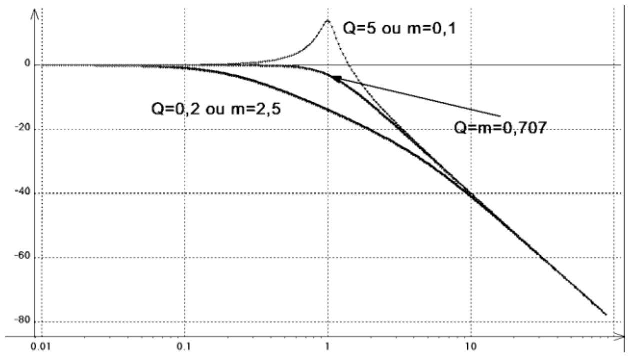
b)une résonance au voisinage de x=1 pour les filtres passe-bas et passe-haut si :

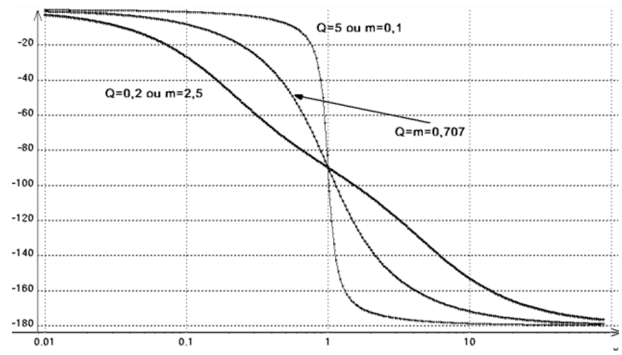
$$Q > \frac{1}{\sqrt{2}} \ ou \ m < \frac{1}{\sqrt{2}} .$$

c)l'aspect linéaire des bandes atténuées et les valeurs des pentes .

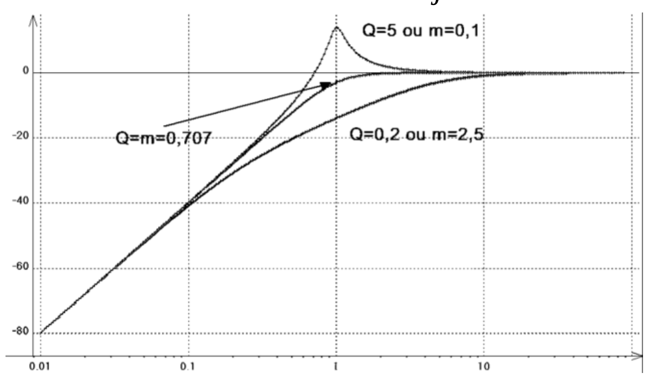
d)le comportement intermédiaire des filtres passe-bas et passe-haut pour Q faible.

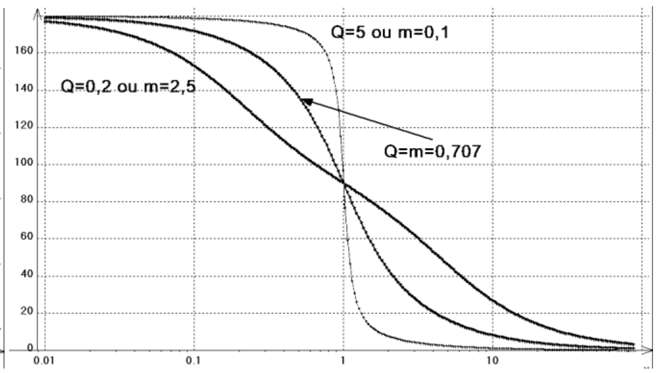
Filtre passe-bas. $\underline{H} = \dfrac{H_o}{1 - x^2 + j2mx} = \dfrac{H_o}{1 - x^2 + j\dfrac{x}{Q}}$ **. Ici H_o=1.**



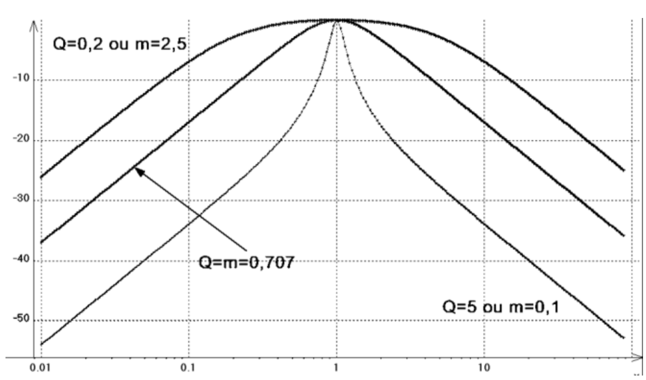


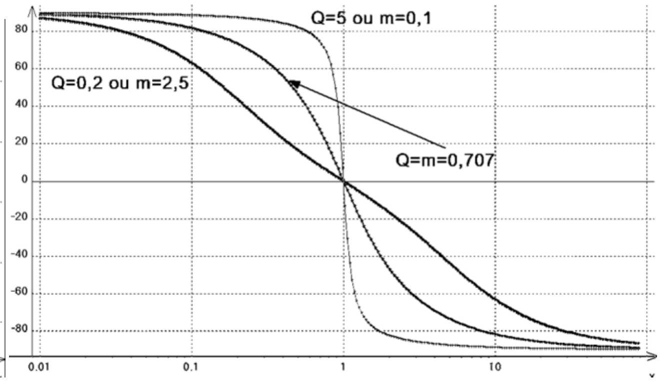
Filtre passe-haut. $\underline{H} = \dfrac{H_o(-x^2)}{1 - x^2 + j2mx}$ **. Ici H_o=1.**





Filtre passe-bande. $\underline{H} = \dfrac{H_o(2jmx)}{1 - x^2 + j2mx} = \dfrac{H_o}{1 + jQ\left(x - \dfrac{1}{x}\right)}$ **. Ici H_o=1.**





DERIVATEUR INTEGRATEUR

Fabrication des filtres d'ordre 2. Exemples.

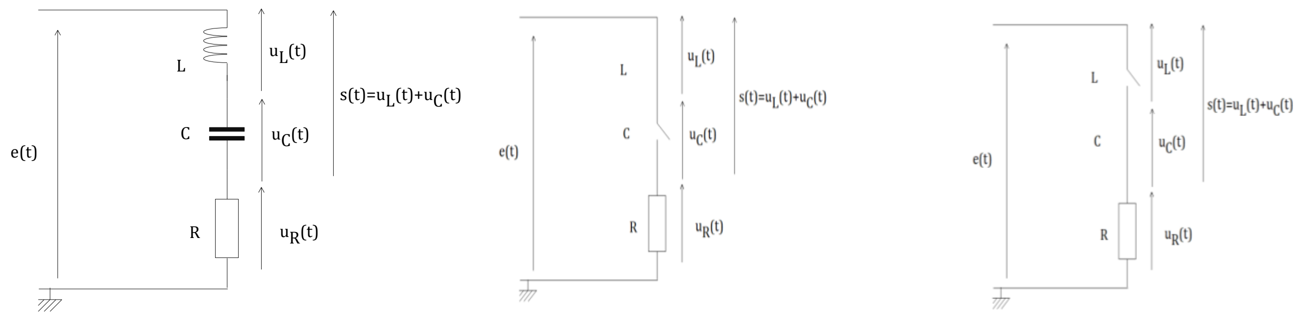
Condensateur $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$:

si la fréquence tend vers 0, l'impédance tend vers l'infini soit interrupteur ouvert.
si la fréquence tend vers l'infini, l'impédance tend vers 0 soit interrupteur fermé.

Inductance $Z_L = jL\omega$:

inverse du condensateur.

Prenons maintenant le circuit RLC série et ses modèles BF et HF :

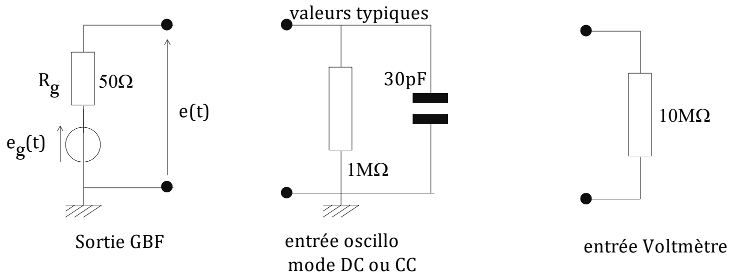


Basses Fréquences Hautes Fréquences

En HF et BF, le circuit est ouvert et le courant est nul.
On obtient les quatre filtres usuels :

	BF	HF	Filtre
u_L	0	e(t)	Passe haut
u_C	e(t)	0	Passe bas
u_R	0	0	Passe bande
s	e(t)	e(t)	Coupe-bande

Notion d'impédance de sortie ou d'entrée :



Un Voltmètre est équivalent à une résistance typique $R_{Vm} = 10M\Omega$. On parlera alors de sa résistance d'entrée.

Un Ampèremètre a une résistance d'entrée typique $R_{Am} \approx 1$ à 100Ω. C'est un instrument fragile, protégé par un fusible. A éviter si possible.

Un oscilloscope a une impédance d'entrée assimilable à une résistance $R_{osc} \approx 1M\Omega$ en parallèle avec une capacité $C_{osc} \approx 20nF$. Lire la façade de l'oscillo. <u>Par défaut, l'oscilloscope est toujours branché sur un montage, la voie 1 sur l'entrée, la voie 2 sur la sortie.</u> Si vous ne le faites pas, c'est que vous avez au moins une raison de ne pas le faire.

Un GBF usuel est équivalent à un générateur de tension parfait en série avec une résistance $R_g = 50\Omega$. Valeur commune à tous les GBF. Vérifier sur la façade du GBF. On parlera de résistance de sortie du GBF.

Pour pouvoir considérer nos instruments de laboratoire comme parfaits, il faudra donc utiliser des résistances grandes devant 50Ω mais petites devant $1M\Omega$.