Physique

Électrocinétique Semestre 2

Mourad Aiche

Table des matières

Première partie

Circuits électriques en régime transitoire

1 Introduction générale

Pour un circuit auquel on applique des sources de tensions et de courant à un instant t=0s. Ces sources constituent **l'excitation**. Sans excitation le circuit est au **repos**.

Il existe 2 types d'excitations :
- En **régime continu**, si l'excitation est **indépendante du temps**
- En **régime variable**, si l'excitation est dépendante ou varie au cours du temps

La réponse d'un circuit électrique, suite à l'application d'une excitation comprend généralement un **régime transitoire** et un **régime permanent**.
On définit 0^- le temps juste **avant** la fermeture de l'interrupteur.
On définit 0^+ le temps juste **après** la fermeture de l'interrupteur.

Par convention les grandeurs électriques qui ne varient pas au court du temps sont par convention notées en **majuscule (E,U,I)** et celle qui varient en **minuscule (e,u,i)**.

Le modèle de la fonction "échelon" ne décrit pas correctement la fermeture d'un interrupteur, la tension ou le courant ne peut jamais présenter de discontinuité.

2 Régime transitoire dans des circuits du 1er ordre

2.1 Résistance

La loi d'ohm est conservée $U = R.I$, celle des mailles, des noeuds aussi.

2.2 Condensateurs RC

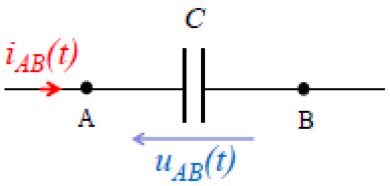
Un condensateur est l'ensemble formé par deux électrodes métalliques plane séparées par un milieu isolant. On a : $Q^+ = -Q^- = C.U_{AB} = C.E$, au cours du temps au obtient :$i = \frac{dq}{dt} = C\frac{du_{AB}(t)}{dt}$.
On détermine C en **Farad** avec : $C = \frac{\epsilon_0 S}{d}$

En résumé les électrons sont chargés négativement, l'électrode positivement (donc en manque d'électrons) alors que l'autre électrode est chargée négativement (donc en excès d'électrons). Les charges électriques sont localisées

à la surface des conducteurs.

Orientation du courant est la même que celle du déplacement des charges **positives**.

Les deux bornes d'un condensateur est séparé d'un isolant (diélectrique).



Équivalence des condensateur :

Série : $\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$

Dérivation : $C_{eq} = C_1 + C_2$

A l'instant t=0 le condensateur est déchargé $u(0) = 0$ et $q(0) = 0$. Pour analyser le circuit on a :$u(t) = \frac{q(t)}{C}$ et $i(t) = \frac{dq}{dt}$.

Mise en équation : $E = R.i(t) + u(t) \Rightarrow E = R.i(t) + \frac{q(t)}{C}$ ainsi

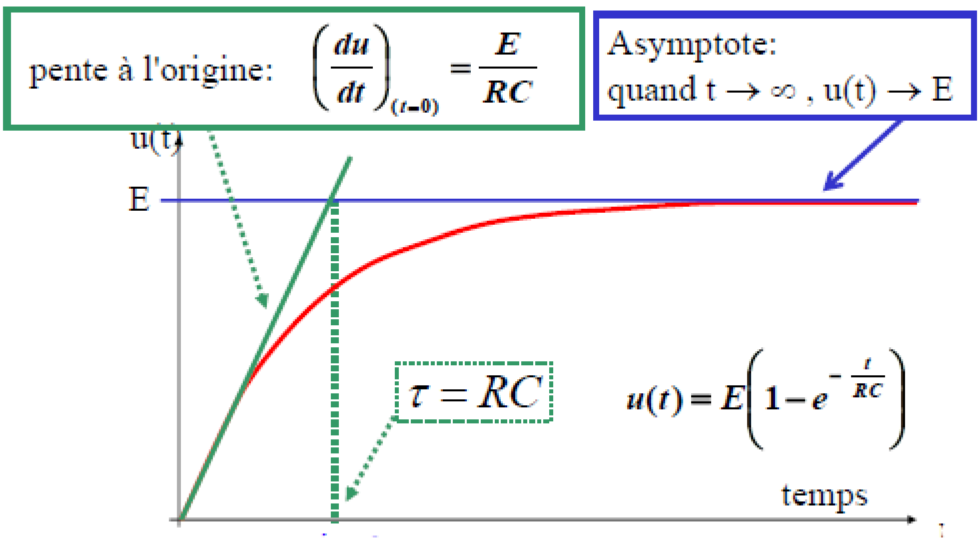
$$R\frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = 0$$

On sait que $i = C\frac{du}{dt} \Rightarrow E = RC\frac{du}{dt} + u \Rightarrow \frac{du}{dt} + \frac{u}{RC} = \frac{E}{RC}$ Ainsi

$$u = -Ee^{-\frac{t}{RC}} + E$$

On définit $\tau = RC(s)$ comme le **temps de relaxation** du circuit.

Etude de la fonction



On a : $u(t) = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \Rightarrow u'(t) = \frac{E}{RC}e^{-\frac{t}{RC}}$
Équation de tangente : $u'(0)(t-0) + u(0) = \frac{E}{RC}t \Rightarrow$ Pour$t = \tau : y = E = \frac{E}{RC}\tau$

$$\tau = RC$$

Comment évolue l'énergie au cours d'un régime transitoire de charge de condensateur ?

$$p(t) = u(t).i(t)$$

$$dW = u(t).i(t)dt$$

Énergie fournie par le générateur : $\int -Ei(t)dt = \int_0^Q -E\frac{dq}{dt}dt = -E\int_0^Q dq = -CE^2$

Énergie stockée par le condensateur : $\int u.i.dt = \int_0^Q u\frac{dq}{dt}dt = \int_0^Q u.dq = \int_0^E u.C.du = \frac{1}{2}CE^2$

Énergie perdue par effet joule dans la résistance : $\frac{1}{2}CU^2$

Décharge du condensateur

Mise en équation :

$$u(t) = Ri(t)$$

$$i(t) = -\frac{dq}{dt}$$

$$u(t) = -R\frac{dq}{dt} = -RC\frac{du}{dt}$$

$$\frac{du}{dt} = -\frac{u}{RC}$$

On trouve une solution de la forme $u(t) = u_0e^{-\frac{t}{RC}}$

2.3 Bobines RL

Une bobine est constitué par l'enroulement d'une grande longueur de fil conducteur. Un noyau de matériau magnétique est parfois placé à l'intérieur.
Considérons une bobine d'inductance L orientée en convention récepteur.
Une bobine réelle présente toujours une résistance interne r.
En régime continu, $i = cte$ et $L\frac{di}{dt} = 0$

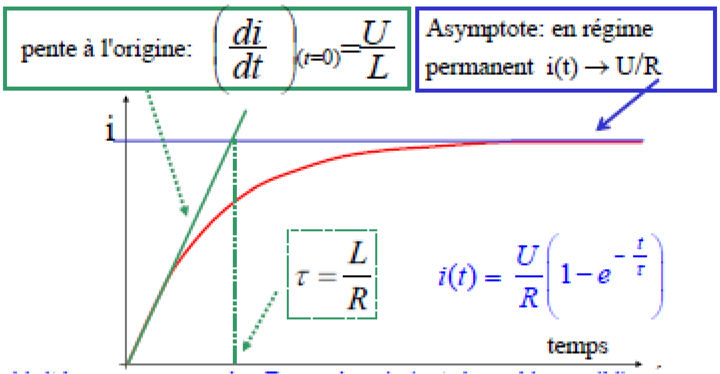
On définit un flux de champs magnétique $\vec{B}$ à travers la surface S. $\Phi = \vec{B}.S\vec{n}$ et $\frac{d\Phi}{dt} = u_AB$. Dans le cas d'une bobine $\Phi = L.I$ avec Φ en Weber.

$$u = L\frac{di}{dt} \qquad \text{(Relation intensité - tension)}$$

Évolution temporelle

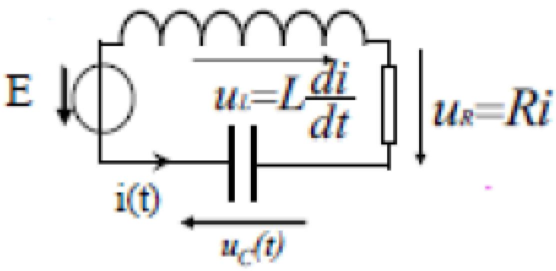
$U = R.i + L\dfrac{di}{dt}$ où R est la résistance totale du circuit ainsi on a $i(t) = \dfrac{U}{R}(1 - e^{-\frac{Rt}{L}})$

	$t = 0^+$	$t \to +\infty$
Condensateur	Comportement similaire à un fil	Comportement à un fil ouvert
Bobine	Comportement à un fil ouvert	Comportement similaire à un fil



L'énergie stockée dans l'inductance est $\dfrac{1}{2}LI^2$

3 Régime transitoire dans des circuits du 2ème ordre. Le dipôle RLC



Analyse d'un circuit : $E - u_c - u_R - u_L = 0$

$\Rightarrow u_c + LC\dfrac{d^2u_c}{dt^2} + RC\dfrac{du_c}{dt} = 0$

On pose $LC\omega_0^2 = 1 \Rightarrow \dfrac{1}{\omega_0^2}\dfrac{d^2u_c}{dt^2} + RC\dfrac{du_c}{dt} + u_c = 0$

$\dfrac{d^2u_c}{dt^2} + RC\omega_0^2.\dfrac{du_c}{dt} + \omega_0^2 u_c = 0$

On pose $RC\omega_0^2 = 2\lambda \Rightarrow \dfrac{d^2u_c}{dt^2} + 2\lambda\dfrac{du_c}{dt} + \omega_0^2 u_c = 0$ forme "canonique".

On résout cette équation et on a :

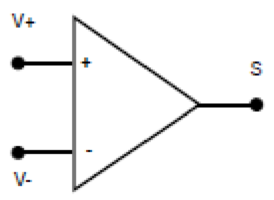
- $\Delta > 0$ **:** Régime apériodique.
- $\Delta = 0$ **:** Régime critique
- $\Delta < 0$ **:** Régime pseudo périodique : oscillations amorties.

Deuxième partie

Amplificateur opérationnel idéal

4 L'AO en régime linéaire

4.1 Introduction



Un amplificateur opérationnel est un amplificateur **différentiel** : il **amplifie une différence de tension**. Il permettait de modéliser les opérations mathématiques. On le trouve communément sous la forme de **circuit intégré**.

Deux bornes d'entrée : une entrée non inverseuse et une entrée inverseuse.

Notion de potentiel de référence. On peut prendre sur un noeud : $V_m = 0V$. On a donc $U_{NM} = V_N - V_M = V_N - 0 = V_N$ ainsi $U_N = V_N$

4.2 Alimentation

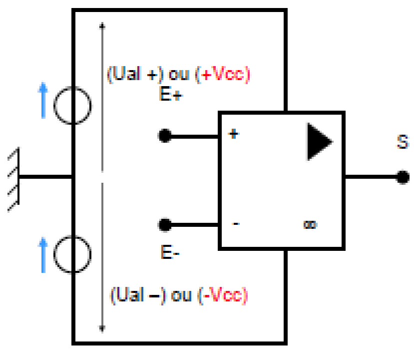


FIGURE 1 – Schéma de l'alimentation implicite de l'amplificateur

4.3 Réel et Idéal

La tension de sortie d'un amplificateur différentiel est donnée par (Réel) :

$$V_S = A_D(V^+ - V^-) + A_{MC}(\frac{V^+ + V^-}{2})$$

On admettra que la tension de sortie V_S vaut (idéal) :

$$V_S = A_D(V^+ - V^-) = A_D U_d$$

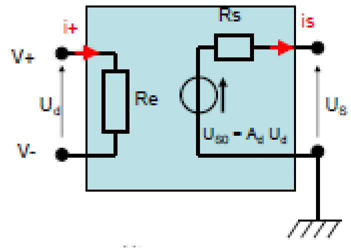


FIGURE 2 – Schéma non fonctionnel d'un amplificateur opérationnel

Régimes de fonctionnement :

Linéaire : si $-\epsilon \leq U_d \leq +\epsilon \Rightarrow U_S = A_d U_d$

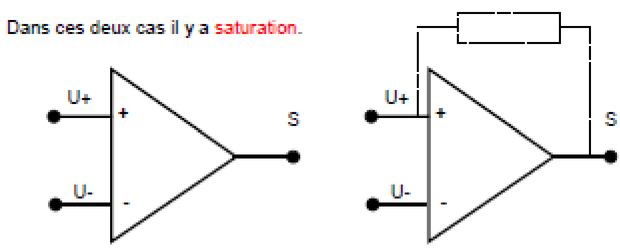
Saturé : si $U_d < \epsilon \Rightarrow U_S = cte = -U_{alim}$ ou si $U_d > \epsilon \rightarrow U_s = cte = +U_{alim}$

Résistance Re	$0,1M\Omega$ à $1000G\Omega$	$+\infty$
Intensité	$< 1nA$	$i^+ = i^- = 0$
Résistance Rs	10 à 500 Ω	0
U_d	.	$U^+ = U^-$
Coefficient d'amplification A_d	10^5 à 10^7	∞
Gain-bande passante	$> 100MHz$	.

4.4 Les deux régime de l'A.O idéal

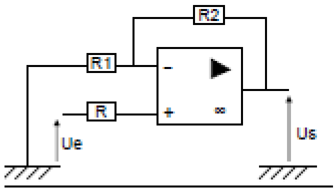
1. L'AOI est dit en **boucle ouverte** si la sortie S n'a pas de liaison avec les deux entrée U^+ et U^-. Le régime fonctionne en **saturation**.
2. L'AOI est dit en **boucle fermée avec réaction positive** si la sortie S est en liaison avec l'entrée U^+. Le régime fonctionne en **saturation**.
3. L'AOI est en **boucle fermée avec réaction négative** si la sortie S est en liaison avec l'entrée inverseuse U^-. Le montage peut fonctionner **en régime linéaire** tant que :

$$-U_{sat} \leq U_S \leq U_{sat} \text{avec} U_S = A_D U_E$$



4.5 En régime linéaire

L'amplificateur non inverseur



Trouver la relation entre $U_s = f(U_e)$

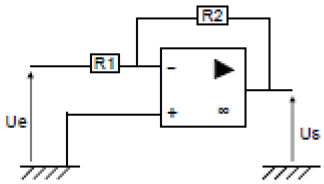
Méthode des noeuds : $V_S = V_S - 0 = V_S$

AO idéal donc $i^- = i^+ = 0$ et $U^+ = U^-$

$\frac{V_S}{R_2} = V_P(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}) = V_P(\frac{R_2 + R_1}{R_1.R_2})$
$V_S = V_e(\frac{R_2}{R_1} + 1)$
$V_e - V_Q = R.i^+ = 0$

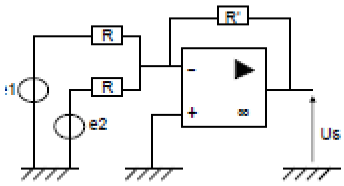
$\Rightarrow V_Q = V_e = V_P$
$A = \frac{U_S}{U_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

L'amplificateur inverseur



Au noeud de la borne négative :
$\frac{V_e - V^-}{R_1} + \frac{V_S - V^-}{R_2} + i^- = 0$
$\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_S}{R_2} = V^-(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})$
$A = \frac{U_S}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1}$

L'amplificateur sommateur



$\frac{V_1 - V^-}{R} + \frac{V_2 - V^-}{R} + i^- + \frac{V_S - V^-}{R'} = 0$

$i^- = i^+ = 0$

$V^+ = V^-$

$V^+ = 0$
$\frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R} = -\frac{V_S}{R'}$
$V_S = -\frac{R'}{R}(V_1 + V_2)$

$V_S = -\frac{R'}{R}(e_1 + e_2)$

Troisième partie

Circuits électriques en régime sinusoïdal

5 Définitions, généralités

Force de Lorentz

On définit la force de Lorentz par : $\vec{F} = q\vec{v} \wedge \vec{B}$ (voir cours d'électromagnétisme)

5.1 Grandeurs périodiques s(t)

Une grandeur est dite périodique si elle prend les mêmes valeurs à intervalles de temps régulier.

s(t+T) = s(t) où T est l'intervalle de temps appelé **période (s)**

On définit la **fréquence** $f = \dfrac{1}{T}$ qui indique le nombre de cycles par unité de temps (Hz ou s^{-1})

La grandeur physique $s(t)$ est dites **monodirectionnelle** si $s(t)$ de signe constant.

La grandeur physique $s(t)$ est dites **bidirectionnelle** si elle change de signe.

La **valeur moyenne** notée <s> d'une grandeur est définie par :

$$< s >= \frac{1}{T}\int_0^T s(t)dt$$

La **valeur efficace** notée S_{eff} d'une grandeur périodique de T est définie par :

$$S_{eff}^2 = \frac{1}{T}\int_0^T s^2(t)dt$$

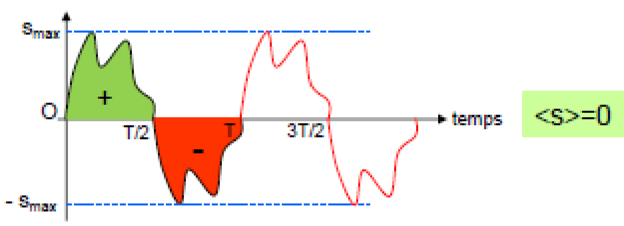


FIGURE 3 – Intérêt de la valeur efficace

5.2 Grandeurs sinusoïdales

Soit la grandeur sinusoïdale $s(t) = S_m cos(\omega t + \phi)$

— Sa valeur instantanée est s(t)

— Sa valeur maximum ou valeur crête est S_m

— Sa pulsation est ω, la période est $T = \frac{2\pi}{\omega}$. La fréquence est $f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$.

— Sa phase (à l'origine) est ϕ

— La valeur moyenne pour une grandeur sinusoïdale $< s >= 0$

— La valeur efficace est $S_{eff} = \frac{S_m}{\sqrt{2}} \Rightarrow s(t) = S_{eff}\sqrt{2}cos(\omega t + \phi)$

Représentation pratiques de grandeurs sinusoïdales

On définie le **vecteur de Fresnel tournant** par le vecteur $O\vec{M}$ de module constant égal à S_m qui tourne autour de l'origine O à la vitesse angulaire constante $\omega(rad.s^{-1})$.

Ainsi à $t = 0$, le vecteur $O\vec{M}$ fait un angle ϕ avec l'axe ox.

A l'instant t : $x_m = ||O\vec{M}||cos(\omega t + \phi) = S_m cos(\omega t + \phi)$

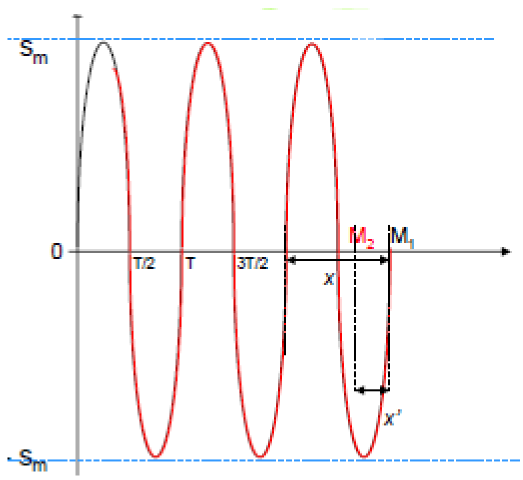
$\Rightarrow s(t) = x_M$ et $s(t) = y_M = S_m cos(\omega t + \phi)$

Déphasages de 2 grandeurs sinusoïdales de même périodes

$s_1 = S_{1m}cos(\omega t) = S_{1eff}\sqrt{2}cos(\omega t) = S_1\sqrt{2}cos(\omega t)$

$s_2 = S_{2m}cos(\omega t + \phi) = S_{2eff}\sqrt{2}cos(\omega t + \phi) = S_2\sqrt{2}cos(\omega t + \phi)$

$\phi = 2\pi\frac{x'}{x}(rad)$ ou $\phi = 360.\frac{x'}{x}$



Représentation complexe d'une grandeur sinusoïdale

Le vecteur de Fresnel $O\vec{M}$ précédent représenté dans l'espace complexe, est l'image du nombre complexe : $s(t) = S_m(cos(\omega t + \phi) + jsin(\omega t + \phi)) = S_m e^{j(\omega t + \phi)}$

$s(t) = \mathcal{R}(\underline{s}(t))$

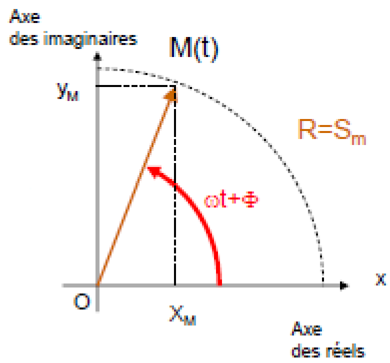
$S_m =$ module de $\underline{s}(t) = ||\underline{s}(t)||$

Phase $\omega t + \phi =$ argument de $\underline{s}(t)$

$\underline{s}(t) = S_m(cos(\omega t + \phi) + jsin(\omega t + \phi)) = S_m e^{j(\omega t + \phi)} = S_m e^{j\phi}e^{j\omega t} = \sqrt{2}(S_{eff}e^{j\phi})e^{j\omega t}$

En pratique on utilisera plutôt les amplitudes efficaces complexes associées.

$\underline{S} = S_{eff}e^{j\phi} = Se^{j\phi}$



La grandeur physique est la partie réelle de la grandeur complexe associée.

Conventions d'écritures adoptées pour la suite.

écriture temporelle (ou valeur instantanée)	$s(t) = S_m cos(\omega t + \phi) = S\sqrt{2}cos(\omega t + \phi)$
valeur maximale	S_m
valeur efficace	S
vecteur de Fresnel associé	$\vec{OM} = S$
amplitude efficace complexe associée	$\underline{S} = Se^{j\phi}$
notation phaseur	$S\angle\phi$
amplitude efficace complexe conjugée	$\underline{S} = Se^{-j\phi}$

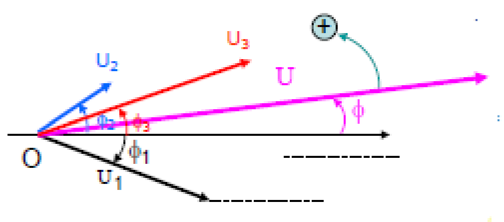
5.3 Circuits en régime permanent (ou forcé) sinusoïdal

Conditions de validité d'études

Les phénomènes d'induction électromagnétiques conduisent à la création de ddp sinusoïdales du type :

$$e(t) = E_m cos(\omega t + \phi)$$

Additivité des ddp



Si on a $u(t) = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t)$ par Fresnel :

on a $\vec{U} = \vec{U_1} = \vec{U_2} = \vec{U_3}$

Soit $Ue^{j\phi} = U_1e^{j\phi_1} = U_2e^{j\phi_2} + U_3e^{j\phi_3}$

6 Dipôles en régime permanent sinusoïdal

6.1 Loi d'Ohm - impédance - admittance

Le dipôle est soumis à la différence de potentiel : $u(t) = U\sqrt{2}cos(\omega t) \Rightarrow \underline{U} = Ue^{j.0} = U$

Il est alors parcouru par un courant i de retard de ϕ sur u : $i(t) = I\sqrt{2}cos(\omega t - \phi) \Rightarrow \underline{I} = Ie^{-j\phi}$

L'impédance complexe

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U}{Ie^{-j\phi}} = \frac{U}{I}e^{j\phi} = Ze^{j\phi}$$

module : $|\underline{Z}| = |\frac{\underline{U}}{\underline{I}}| = \frac{U}{I} = Z(\Omega)$ et $arg(\underline{Z}) = arg(\underline{U}) - arg(\underline{I}) = \phi$

$\underline{Z} = Ze^{j\phi} =$ **Résistance** $+ j.$**Réactance**

L'admittance complexe

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = Ye^{-j\phi}$$

module : $|\underline{Y}| = |\frac{\underline{I}}{\underline{U}} = Y(S)$ et $arg(\underline{Y}) = arg(\underline{I}) - arg(\underline{U}) = -\phi$

$\underline{Y} = Ye^{-j\phi} =$ **conductance** $+ j.$**susceptance**

6.2 Impédance élémentaire

Résistance linéaire R

La résistance R est parcourue par un courant alternatif d'expression : $i(t) = I\sqrt{2}cos(\omega t) \Rightarrow u_R(t) = Ri(t)$
$\Rightarrow u(t) = RI\sqrt{2}cos(\omega t) = U_R\sqrt{2}cos(\omega t) \Rightarrow u(t)$ et $i(t)$ sont en phase.
$\underline{Z_R} = \frac{\underline{U_R}}{\underline{I}} = \frac{U_R}{I} \Leftrightarrow \underline{Z} = Ze^{j\phi} \Rightarrow \phi = 0 \Leftrightarrow Z = R$

Bobine idéale $(r = 0)$ L

La bobine L est parcourue par un courant alternatif d'expression : $i(t) = I\sqrt{2}cos(\omega t)$ par définition

$$u_L(t) = L\frac{di(t)}{dt}$$

$\Rightarrow u(t) = -L\omega I\sqrt{2}sin(wt) = U_L\sqrt{2}cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$ avec $U_L = L\omega I$
$\Rightarrow u(t)$ est en **quadrature avance** sur $i(t)$
$\underline{Z}_L = \frac{\underline{U_L}}{\underline{I}} = \frac{U_Le^{j\frac{\pi}{2}}}{Ie^{j0}} = L\omega e^{j\frac{\pi}{2}}$
Module $|\underline{Z}_L| = L\omega$ et $arg(\underline{Z}_L) = \phi = +\frac{\pi}{2}$

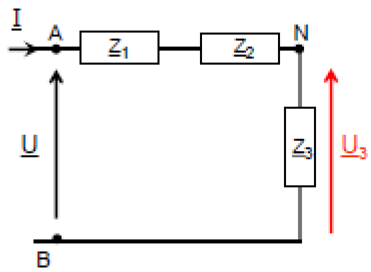
Condensateur idéal C

Le condensateur C est parcourue par un courant alternatif d'expression :
$i(t) = I\sqrt{2}cos(\omega t)$ par définition $i(t) = C\dfrac{du_c}{dt}$
$\Rightarrow u(t) = \dfrac{1}{C}\int i(t)dt = \dfrac{1}{C}I\sqrt{2}cos(\omega t)dt = \dfrac{I\sqrt{2}}{C\omega}sin(\omega t)$
$\Rightarrow u(t)$ est un **quadrature retard** sur $i(t)$
$\underline{Z}_C = \dfrac{1}{C\omega}e^{-j\frac{\pi}{2}} = -\dfrac{j}{C\omega}$
Module $|\underline{Z}_C| = \dfrac{1}{C\omega}$ et $arg(\underline{Z}_C) = \phi = -\dfrac{\pi}{2}$

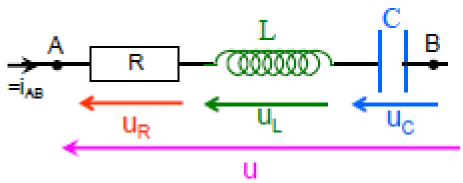
Association d'impédances en série.

Impédance complexe équivalente Si $u(t) = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) \Rightarrow \underline{Z}_e = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3$

Diviseur de tension, utilisation de "phaseurs"
$\underline{U}_3 = \underline{Z}_3\underline{I} = \underline{U}(\dfrac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3})$



Circuit résonant série (R,L,C)



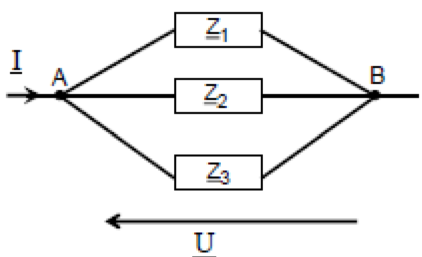
$$\underline{Z}_e = \underline{Z}_R + \underline{Z}_L + \underline{Z}_C = R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega})$$

De module $|\underline{Z}_e| = \sqrt{R^2 + (L\omega - \dfrac{1}{C\omega})^2}$ et d'argument
$\underline{Z}_e = \phi = arctan(\dfrac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R})$

Z_e est minimum : $Z_e = R$ et I est maximum. Ainsi $\underline{U}$ et $\underline{I}$ sont en phase. Et $LC\omega^2 = 1$

Il y a surtension au borne de L et C.
$Q = \dfrac{U_L}{U} = \dfrac{U_C}{U} \Rightarrow Q = \dfrac{L\omega}{R} = \dfrac{1}{RC\omega}$

Association d'impédances en parallèle



$\underline{I} = \dfrac{\underline{U}}{\underline{Z}_e} \Rightarrow \underline{Y}_e = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3.$

Diviseur de courant $I_3 = \underline{Y}_3 U = I(\frac{\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3})$

Circuit résonant parallèle (RLC) $\underline{Y}_3 U = I(\frac{\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3}) = \frac{1}{R} + j(C\omega - \frac{1}{L\omega})$

Module $|Y_e| = \sqrt{(\frac{1}{R})^2 + (C\omega - \frac{1}{L\omega})^2}$ et $Y_e = \phi = arctan(R(C\omega - \frac{1}{L\omega}))$

6.3 Générateurs sinusoïdaux

Générateurs

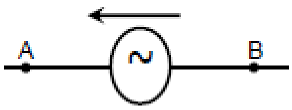


FIGURE 4 – Générateur de tension idéal

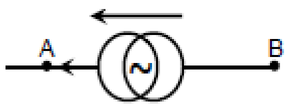


FIGURE 5 – Générateur de courant idéal

Dualité générateur de tension $\rightleftharpoons$ générateur de courant

$$\boxed{\text{g.t} \rightarrow \text{g.c} \begin{cases} \underline{I}_0 = \frac{\underline{E}_t}{\underline{Z}_t} \\ \underline{Z}_0 = \underline{Z}_t \end{cases}}$$

$$\boxed{\text{g.c} \rightarrow \text{g.t} \begin{cases} \underline{E}_y = \underline{Z}_0.\underline{I}_0 \\ \underline{Z}_t = \underline{Z}_0 \end{cases}}$$

6.4 Association dipôle actif et dipôle passif

Puissance Instantanée

On prend $u(t) = U\sqrt{2}cos(\omega t)$ et $i(t) = I\sqrt{2}cos(\omega t - \phi)$

$$P(t) = \frac{dW}{dt} = u(t).i(t)$$

Finalement $P(t) = U.I.cos(\phi) + U.I.cos(2\omega t - \phi)$

Avec $U.I.cos(\phi)$ la puissance active.

Et $U.I.cos(2\omega t - \phi)$ la puissance **fluctuante**.

Puissance moyenne

$$P = U.I.cos(\phi)$$

$cos(\phi)$ est la facteur de puissance, si il est positif le **dipôle est passif** sinon le **dipôle est actif**.

La puissance active est $P(W)$ et la puissance apparente est $U.I$.

Puissance complexe

$\underline{P} = \underline{U}.\overline{\underline{I}} = U.I.e^{j\phi} = U.I.cos(\phi) + j.U.I.sin(\phi) = P + jQ$

$S = U.I$ puissance **apparente**.

$P = U.I.cos(\phi)$ puissance **active**.

$Q = U.I.sin(\phi)$ puissance **réactive**.

7 Analyse de circuits en régime sinusoïdal

Toutes les méthodes d'analyse vues dans le cas des circuits en courant continu sont transposables avec les **notations complexes**

7.1 Méthode des mailles

On met les différentes tensions en fonction de leurs d'admittances complexes et on applique la loi des mailles classique.

7.2 Méthode des noeuds

Idem

7.3 Thévenin

On se rappelle que $E_{TH} = V_{AB}$ (à déterminer avec n'importe quelle méthode).

On trouve l'impédance équivalente.

7.4 Norton

On calcule $\underline{I_N}$ en mettant un fil entre A et B.

On trouve l'impédance équivalente.