# Chapitre 3
# REGIMES VARIABLES PERIODIQUES

## I. DEFINITIONS.

### I.1. Notations générales

- $g$ ou $g(t)$ : grandeur variable au cours du temps,
- $<g> = G_{moy} = \overline{G}$ = valeur moyenne de la grandeur
- $\hat{G}$ valeur de crête.
- $G_{eff}$ = G (sans indice) = valeur efficace
- $U$ et $I$ valeurs efficaces de tension ou de courant.
- $\underline{G}$ : nombre complexe pouvant être associé à une grandeur $g(t)$ fonction sinusoïdale du temps.

### I.2. Grandeurs périodiques

si $g(t)$ est une fonction périodique de période $T$ et de fréquence $f$, on peut écrire :

$$\begin{aligned} g(t) = \overline{G} + G_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi_1) + \\ G_2\sqrt{2}\sin(2\omega t + \varphi_2) + ... + \\ G_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \varphi_n) + ... \end{aligned} \qquad \text{(III-1)}$$

ainsi que :

$$g(t) = \overline{G} + g_a(t) \qquad \text{(III-2)}$$

avec

- $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ : pulsation (rd.s$^{-1}$) (III-3)
- $g_a(t)$ : ondulation ou composante alternative de $g(t)$.
- La valeur moyenne de $g(t)$ :

$$\overline{G} = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} g(t)dt \qquad \text{(III-4)}$$

On défini également :

- le fondamental de $g(t)$,

$$g_1(t) = G_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi_1) \qquad \text{(III-5)}$$

- l'harmonique de rang n de $g(t)$ :

$$g_n(t) = G_n\sqrt{2}\sin(n\omega t + \varphi_1) \qquad \text{(III-6)}$$

## II. PUISSANCE ELECTRIQUE EN REGIMES VARIABLES

### II.1. Cas général.

Soit $p(t)$ la puissance instantanée consommée par un dipôle à l'instant $t$.

En régime périodique on défini par $P$ la puissance moyenne ou puissance active :

$$P = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} u \cdot i dt \qquad \text{(III-7)}$$

### II.2. Quelques cas particuliers

#### II.2.a. Régimes continus :

$$P = U \,.\, I \qquad \text{(III-8)}$$

#### II.2.b. Une grandeur (*u* ou *i*) est continue.

Par exemple la tension est continue $u = U$ et l'intensité est périodique. On peut écrire :

$$P = U \cdot \frac{1}{T}\int_t^{t+T} i(t)dt = U \cdot \overline{I} \qquad \text{(III-9)}$$

#### II.2.c. Cas des interrupteurs idéaux

Pour les interrupteur idéaux, quand $u \neq 0$ alors $i = 0$ et quand $i \neq 0$ alors $u = 0$.

C'est pourquoi à chaque instant, le produit $u.i$ est nul : $P = 0$.

### II.3. Puissance consommée par les dipôles linéaires

#### II.3.a. Résistances ;

On a : $u = R \cdot i \Rightarrow P = R \cdot \frac{1}{T}\int_T i^2 dt$

Ou bien : $i = \frac{u}{R} \Rightarrow P = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{T}\int_T u^2 dt$

#### II.3.b. Valeurs efficaces

**Définition** : On pose $I$ : *valeur efficace* de $i(t)$ la grandeur telle que :

$$I^2 = \frac{1}{T}\int_T i^2 dt \Rightarrow I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i^2 dt} \qquad \text{(III-10)}$$

$I$ est l'intensité du courant continu qui dissiperait la même puissance que $i(t)$ à travers une résistance.

De la même manière on pose :

$$U = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T u^2 dt} \qquad \text{(III-11)}$$

**Remarque 1** : La valeur efficace est toujours supérieure ou égale à la valeur moyenne : $U \geq |\overline{U}|$ et $I \geq |\overline{I}|$ (démo. = un peu de math.)

**Remarque 2** : une grandeur $g(t)$ et la valeur absolue de cette grandeur $|g(t)|$ ont la même valeur efficace.

**Remarque 3** : La valeur efficace d'une tension $u$ n'est **pas forcément** égale à $\hat{U}/\sqrt{2}$ !!!

### II.3.c. Inductances pures

On a vu au **chapitre 1** (§ **I.3.a**) que :

$$p = u \cdot i = L \cdot i \cdot \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

d'où l'on déduit que l'énergie échangée entre 2 instants $t_i$ et $t_f$ vaut :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left(i_{Lf}^2 - i_{Li}^2\right)$$

En régime périodique la valeur du courant est la même au début et à la fin de la période (sinon cela n'est pas un régime périodique). On en déduit :

$$\Delta W = 0 \Rightarrow P = 0$$

***Une inductance ne consomme pas de puissance active en régime périodique.***

Remarque : on a fait abstraction de sa résistance interne !

### II.3.d. Condensateurs

La dualité appliquée au cas précédent fait que l'on obtient les mêmes équations que pour l'inductance en inversant $L$ et $C$ ainsi que $i$ et $u$.

D'où $\quad \Delta W = \frac{1}{2} C(U_f^2 - U_i^2)$

***Un condensateur ne consomme pas de puissance active en régime périodique***.

## II.4. Puissance apparente et facteur de puissance.

### II.4.a. Puissance apparente

La puissance apparente consommée par un dipôle est définie par :

$$S = U \cdot I = U_{\text{eff}} \cdot I_{eff} \qquad \text{(III-12)}$$

C'est produit des valeurs efficaces. L'unité correspondante est le Volt-Ampère (V.A.) et non pas le Watt.

C'est une grandeur un peu artificielle, qui est utile pour le dimensionnement des installations.

### II.4.b. Facteur de puissance

Noté $fp$, il est défini par le rapport :

$$fp = \frac{P}{S} \qquad \text{(III-13)}$$

Attention ! Pour les régimes périodiques non sinusoïdaux, ce n'est pas un cosinus.

# III. REGIMES SINUSOÏDAUX.

Ce sont les régimes ou la tension et le courant sont tous les deux des fonctions sinusoïdales du temps.

Lorsqu'une source de tension sinusoïdale alimente un circuit ne comportant que des dipôles passifs linéaires, toutes les tensions et toutes les intensités sont des fonctions sinusoïdales du temps.

## III.1. Définitions

### III.1.a. Impédances et admittance des dipôles linéaires

Dans le cas de régimes sinusoïdaux, on note $Z$ le rapport de la valeur efficace de la tension aux bornes du dipôle par la valeur efficace du courant qui le traverse :

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{U_{\text{eff}}}{I_{\text{eff}}} \qquad \text{(III-14)}$$

Z est appelée impédance du dipôle, en Ohm.

Y, l'admittance du dipôle (en Siemens), est l'inverse de l'impédance :

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{I}{U} \qquad \text{(III-15)}$$

### III.1.b. Transformations complexes

Comme on l'a vu au chapitre 1, les lois des mailles et des nœuds ainsi que les formules établies aux § II de ce même chapitre, sont valables en régimes instantanés. Mais il n'est pas commode de faire des additions de grandeurs sinusoïdales. C'est pourquoi nous utiliserons les nombres complexes comme outil pour la résolution des problèmes d'électrocinétique en régime sinusoïdal.

A une grandeur $g(t)$ fonction sinusoïdale du temps et telle que :

$$g(t) = G\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi) \qquad \text{(III-16)}$$

on fait correspondre un nombre complexe $\underline{G}$ tel que :

- Module de $\underline{G}$ = G : valeur efficace de la grandeur,
- Argument de $\underline{G} = \varphi$ : phase à l'origine de la grandeur.

On peut alors écrire le nombre complexe G de deux manière :

- En coordonnées rectangulaires :
  $$\underline{G} = a + \mathbf{j}b = G\cos\varphi + \mathbf{j}G\sin\varphi \qquad \text{(III-17)}$$
- En coordonnées polaires :
  $$\underline{G} = G\angle\varphi \qquad \text{(III-18)}$$

Lorsque nous avons besoin de faire la somme ou la différence de deux grandeurs sinusoïdales $g_1(t)$ et $g_2(t)$, on utilise les coordonnées rectangulaires :

$$(a + \mathbf{j}b) + (c + \mathbf{j}d) = (a + c) + \mathbf{j}(b + d) \qquad \text{(III-19)}$$

Lorsque nous avons besoin de faire la produit ou la division de deux grandeurs sinusoïdales $g_1(t)$ et $g_2(t)$, on utilise les coordonnées polaires :

$$[G_1\angle\varphi_1]\cdot[G_2\angle\varphi_{21}] = [(G_1 \cdot G_2)\angle(\varphi_1 + \varphi_2)] \qquad \text{(III-20)}$$

### III.1.c. Impédances et admittances complexes

Dans le cas de régimes sinusoïdaux on note :

$$u(t) = U\sqrt{2}\,\sin(\omega t + \varphi_u) \qquad \text{(III-21)}$$

$$i(t) = I\sqrt{2}\,\sin(\omega t + \varphi_i) \qquad \text{(III-22)}$$

respectivement la tension aux bornes du dipôle et le courant qui le traverse.

On défini alors l'impédance complexe du dipôle par $\underline{Z}$, $\underline{Z}$ étant le rapport de la tension complexe aux bornes du dipôle par le courant complexe qui le traverse :

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \left(\frac{U}{I}\right)\angle\left(\varphi_u - \varphi_i\right) = Z\angle\varphi \qquad \text{(III-23)}$$

On défini l'admittance complexe du dipôle par $\underline{Y}$ le nombre complexe tel que :

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \left(\frac{I}{U}\right)\angle\left(\varphi_i - \varphi_u\right) = Y\angle -\varphi \qquad \text{(III-24)}$$

Remarque : impédance et admittance sont deux grandeurs duales (Cf. chapitre 1, §III-6).

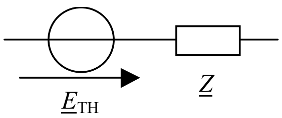
Application au cas des dipôle linéaires :

| **Dipôle** | $\underline{Z}$ | $\underline{Y}$ |
|---|---|---|
| **Résistances R** | $R$ | $G$ |
| **Inductances L** | $\mathbf{j}L\omega$ | $-\mathbf{j}\,/\,L\omega$ |
| **Condensateurs C** | $-\mathbf{j}\,/\,C\omega$ | $\mathbf{j}C\omega$ |

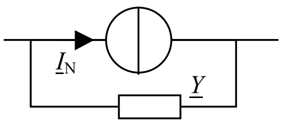
### III.1.d. M.E.T. et M.E.N. en régimes sinusoïdal.

Les lois du diviseur de courant et du diviseur de tension ainsi que les théorèmes de Thévenin, Norton et Millman peuvent être utilisés en régime sinusoïdal à conditions d'utiliser les nombres complexes images des courants et des tensions ainsi que les impédances complexes.

Le modèle de Thévenin d'un ensemble de dipôles linéaires est constitué d'une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance :




Le modèle de Norton d'un ensemble de dipôles linéaires est constitués d'une source de courant sinusoïdale en parallèle avec une impédance :




### III.1.e. Représentation de Fresnel

Une autre méthode permettant de réaliser la somme de grandeurs sinusoïdales consiste à faire correspondre à chacun des termes de cette somme un vecteur appelé « vecteur de Fresnel », de faire la somme de ces vecteurs puis de trouver le résultat par la transformation inverse.

A une grandeur $g(t)$ fonction sinusoïdale du temps et telle que :

$$g(t) = G\sqrt{2}\,\sin(\omega t + \varphi) \qquad \text{(III-16)}$$

on fait correspondre un vecteur ***G*** tel que :

- Module de ***G*** = $G$ : valeur efficace de la grandeur.
- Angle polaire : $\varphi$ : phase à l'origine de la grandeur.
- Composante selon x : $G_x = G\cdot\cos\varphi$
- Composante selon y : $G_y = G\cdot\cos\varphi$

Cette méthode n'est intéressante que pour les cas conduisant à une construction graphique simple : circuit avec une seule intensité ou circuit avec une seule tension.

## III.2. Puissances en régime sinusoïdal

### III.2.a. Puissance active et puissance fluctuante.

L'expression de la puissance instantanée lorsque la tension et le courant sont des fonctions sinusoïdales du temps conduit à :

$$p = 2UI\cdot\cos(\omega t + \varphi_u)\cdot\cos(\omega t + \varphi_i) \qquad \text{(III-25)}$$

en utilisant la relation trigonométrique :

$$\cos a\cdot\cos b = \frac{1}{2}\left[\cos\left(a+b\right) + \cos\left(a-b\right)\right] \qquad \text{(III-26)}$$

on obtient :

$$p = UI\cos(2\omega t + \varphi_i + \varphi_u) + UI\cos(\varphi_u - \varphi_i) \qquad \text{(III-27)}$$

Cette expression est la somme de deux termes :

- **La puissance fluctuante** : le premier terme de la formule (III-27). C'est une grandeur sinusoïdale de fréquence $2f$ et de valeur moyenne nulle.

- **La puissance active** : le deuxième terme, qui est d'ailleurs égale à la moyenne de $p$ :

$$P = UI\cos\varphi \qquad \text{(III-28)}$$

$\varphi$ correspond au déphasage de la tension par rapport au courant.

### III.2.b. Puissance apparente et facteur de puissance.

On rappelle que la puissance apparente consommée par un dipôle est définie par :

$$S = U\cdot I = U_{\text{eff}}\cdot I_{eff} \qquad \text{(III-12)}$$

et le facteur de puissance par :

$$fp = \frac{P}{S} \qquad \text{(III-13)}$$

Dans le cas des régimes sinusoïdaux, ce facteur de puissance est égal au cosinus du déphasage de la tension par rapport à l'intensité. Les distributeurs pénalisent (en général par une légère surfacturation) les gros consommateurs d'électricité dont le facteur de puissance est inférieur à une certaine norme (en France 0,93 soit  tg φ > 0,4).

### III.2.c. Méthode de Boucherot pour dimensionner une installation, puissance réactive.

Lorsque l'on étudie une installation, on veut pouvoir calculer

- La puissance totale consommée : c'est ce que l'on paie.
- L'intensité absorbée : pour le dimensionnement des câbles, disjoncteurs, sectionneur, … et choix de l'abonnement..
- Le facteur de puissance global : à cause de la norme.
- La valeur des condensateurs permettant de ramener tan φ < 0,4 si le facteur de puissance est très mauvais.

On pose :

$$Q = UI\sin\varphi \qquad \text{(III-29)}$$

Q est appelée **puissance réactive** (il s'agit d'un intermédiaire de calcul sans sens physique particulier), unité : var ou V.A.R. (voltampère réactif).

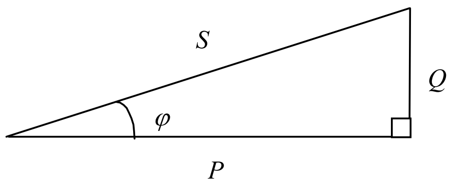
On a alors :

$$P^2 + Q^2 = S^2 \qquad \text{(III-30)}$$

$$\sin\varphi = \frac{Q}{S} \qquad \text{(III-31)}$$

$$tg\varphi = \frac{Q}{P} \qquad \text{(III-32)}$$

Ces formules sont contenues dans le représentation suivante appelée triangle des puissances :




Soit un dipôle d'impédance $\underline{Z} = R + jX$ , traversé par un courant sinusoïdal de valeur efficace $I$ , on a :

$$S = ZI^2 \text{ , } P = RI^2 \text{ et } Q = XI^2$$

**Remarque** :

- Si Q est positive, le dipôle est dit **inductif** ;
- Si Q est négative le dipôle est dit **capacitif** .
- Si Q est nulle, le dipôle est dit **purement résistif.**

### III.2.d. Utilisation de la méthode :

Pour chaque dipôle on calcule $P$ et $Q$

L'installation consomme $P_T = \sum P_i$ et $Q_T = \sum Q_i$ .

On en déduit $S_T = \sqrt{P_T^2 + Q_T^2} = U \cdot I_T$ , d'où l'intensité totale.

La norme impose tan $\varphi$ < 0,4 donc $Q_T$ < 0,4 $P_T$ . Si ce n'est pas le cas, on ajoute des condensateurs afin d'obtenir $Q_{T\,\text{final}}$ < 0,4 $P_T$

Exemple : Installation alimentée en 400 V et comprenant : 1 four 10 kW (cos $\varphi$ =1) ; 2 moteurs absorbant 35 A avec cos $\varphi$ =0,8.

| | P en kW | Q en kvar |
|---|---|---|
| Four | 10 | 0 |
| Moteur 1 | 11,2 | 8,4 |
| Moteur 2 | 11,2 | 8,4 |
| **Ensemble** | **32,4** | **16,8** |

On en déduit la puissance totale apparente : 36,5 kVA donc $I_T$ = 91 A,  cos $\varphi$ = 0,89 et tan $\varphi$ > 0,4.

Pour être conforme à la norme il faudrait :

$Q_{T\,\text{final}}$ = 0,4 $P_T$ =11 kvar.

Pour la respecter, on peut ajouter des condensateurs consommant –5,8 kvar (l'intensité absorbée diminuera légèrement : 87,2 A).

## III.3. Cas particulier d'une tension sinusoïdale et d'un courant non sinusoïdal.

Lorsqu'on alimente des dipôles non linéaires, l'intensité du courant n'est pas une fonction sinusoïdale du temps. Cette intensité périodique peut être décomposées (Cf relation III-1) en somme de sinusoïdes :

$$\begin{aligned} i(t) = {} & I_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi_1) + \\ & I_2\sqrt{2}\sin(2\omega t + \varphi_2) + \ldots + \\ & I_n\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi_n) + \ldots \end{aligned}$$

la puissance active est alors égale à :

$$P = UI_1\cos\varphi_1 \qquad \text{(III-33)}$$

On quantifie l'effet des dipôles non linéaires sur le courant absorbé par le taux de distorsion harmonique :

$$\tau = \sqrt{\frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2\right) - I_1^2}{I_1^2}} = \sqrt{\frac{I^2 - I_1^2}{I_1^2}} \qquad \text{(III-34)}$$

la puissance réactive mesurée par EDF est en réalité :

$$Q_{EDF} = UI_1\sin\varphi_1 \qquad \text{(III-35)}$$

avec $I_1$  : valeur efficace du premier harmonique du courant.

Dans ce cas, la relation (III-30) n'est plus valable. Il est d'usage d'introduire un terme correctif : la **puissance déformante** $D$ telle que :

$$P^2 + Q^2 + D^2 = S^2 \qquad \text{(III-36)}$$

Cette puissance déformante est liée au Taux de distorsion harmonique : on peut en effet montrer que :

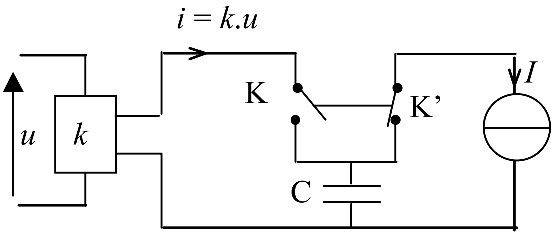
$$\tau = \sqrt{\frac{D^2}{S^2}} \qquad \text{(III-37)}$$

# IV. Mesures de tensions variables

## IV.1. Voltmètres numériques

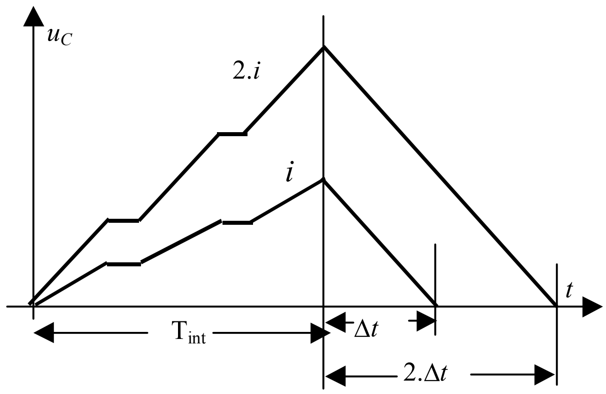
### IV.1.a. Mesure de la tension moyenne

Schéma de principe :




- $K$ passant et $K'$ bloqué : on charge $C$ pendant une durée constante $T_{\text{int}}$ : la durée d'intégration (en général 100 ms) avec un courant $i = k.u$ ($k$ dépend du calibre choisi).
- $K$ bloqué, $K'$ passant : on mesure la durée $\Delta t$ nécessaire pour décharger $C$ à courant constant $= I$

Ci dessous nous avons comparé l'évolution de la tension aux bornes du condensateur lorsque l'entrée du montage est soumis à une tension variable $u$ puis à une tension $2u$ :




La charge totale stockée vaut : $ku.T_{\text{int}}$ ;

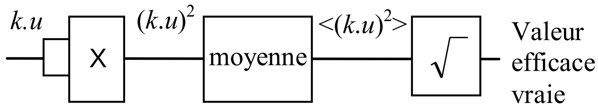
Cette charge est ensuite déstockée à courant constant et vaut donc : $I.t$ ; d'où : $u = \frac{I}{k \cdot T_{\text{int}}} \cdot \Delta t$

Si la tension est doublée, on constate que la durée de décharge est aussi doublée.

### IV.1.b. Mesure de la valeur efficace d'une tension

Les appareils capables de mesurer la valeur efficace d'une tension de forme quelconque sont dits : voltmètres **TRMS** (True Root Mean Square) ou **RMS AC+ DC**.

Principe de la mesure :

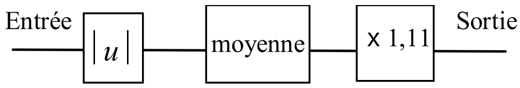



**Remarques** :

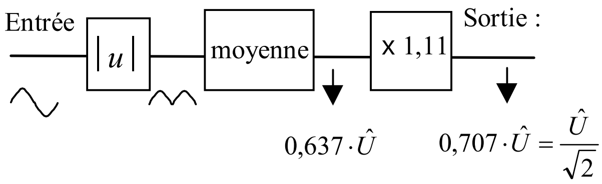
- Certains appareils ne mesurent que la valeur efficace de l'ondulation de $u$ : $U_a$ . Ils sont dits **RMS-AC** avec AC : *alternating current.* Par opposition les voltmètres qui mesurent la valeur efficace de la tension en incluant sa valeur moyenne sont dits **RMS –AC + DC**, avec DC : *direct current.*
- Pour obtenir la valeur efficace vraie avec un voltmètre **RMS-AC** il faut faire le calcul suivant : $U_{eff}^2 = U_{moy}^2 + U_a^2$

### IV.1.c. Cas des voltmètres «bas de gamme»

Les multiplieurs de précision sont des composants coûteux, les appareils bas de gamme utilisent la méthode de mesure suivante :




**Ces appareils ne peuvent mesurer que la valeur efficace de tensions purement sinusoïdales** :




## IV.2. Voltmètres analogiques

Bien que l'on n'en fabrique quasiment plus, ils sont encore utilisés dans certaines salles de T.P.. Ce sont des appareils dérivés des ampèremètres analogiques.

### IV.2.a. Voltmètres magnétoélectriques

Ils sont repérés par le symbole :

En position *continu* ils affichent la valeur moyenne des tensions de forme quelconque. En position *alternatif*, ils indiquent la valeur efficace **uniquement pour les tensions sinusoïdales** (ils fonctionnent selon le même principe que les voltmètres numériques bas de gamme).

### IV.2.b. Voltmètres ferromagnétiques

Ils sont repérés par le symbole : 

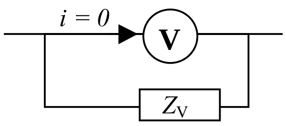
Appareils obsolètes : ils peuvent mesurer la valeur efficace des tensions de forme quelconque, mais leur bande passante est limitée à quelques centaines de Hz. et leur faible résistance interne (quelques centaines d'ohms) fait qu'ils perturbent le montage.

Il est donc préférable de ne plus les utiliser (sauf peut être en électrotechnique pour des mesures du fondamental de la tension délivrée par des variateurs MLI fonctionnant à (*fondamental de U/f* = constante)

## IV.3. Limitations

### IV.3.a. Impédance interne

Un voltmètre réel peut être considéré comme l'association en parallèle d'un voltmètre idéal (traversé par un courant nul) et d'une impédance placée en parallèle :




L'impédance interne du voltmètre $Z_V$ est en général constante pour les voltmètres numériques et fonction du calibre choisi pour les voltmètres analogiques.

### IV.3.b. Limite en bande passante.

La gamme de fréquence pour laquelle le voltmètre est utilisable est définie par le constructeur. En dehors de cette plage de fréquence le voltmètre fourni une valeur erronée, le plus souvent inférieure (mais pas systématiquement) à la valeur exacte de la tension .

# V. AUTRES APPAREILS DE MESURES

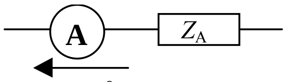
## V.1. Ampèremètres

### V.1.a. Généralités

Les ampèremètres numériques sont constitués de l 'association d'un convertisseur courant-tension et d'un voltmètre numérique. On retrouve donc des appareils numériques et des appareils analogiques du même type que les voltmètres, avec les mêmes spécifications.

**Remarque** : les ampèremètres ferromagnétiques sont encore utilisables pour mesurer la valeur efficace des courants non sinusoïdaux de fréquences industrielles.

Un ampèremètre réel peut être considéré comme l'association en série d'un ampèremètre idéal (tension nulle à ses bornes) et d'une impédance placée en série :

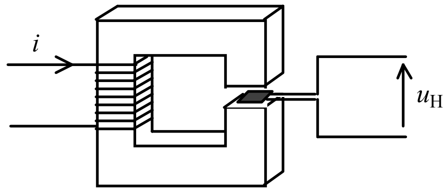



L'impédance interne $Z_A$ d'un ampèremètre est, en général, fonction du calibre.

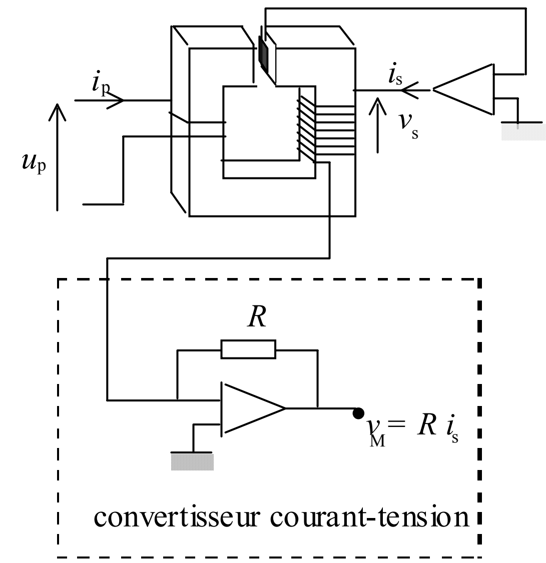
### V.1.b. Sonde à effet Hall

Les pinces ampèremétriques à effet Hall se placent autour d'un conducteur parcouru par l'intensité à mesurer. Elles permettent de convertir l'intensité de ce courant en une tension proportionnelle. Le facteur de proportionnalité est indiqué sur l'appareil. La tension est ensuite mesurée par un voltmètre ou visualisée par un oscilloscope.

**Pour en savoir plus** : Un capteur à effet Hall fourni une tension proportionnelle au champ magnétique et donc dépendant de l'intensité i.




Mais les non-linéarités et les phénomènes d'hystérésis empêchent d'obtenir une mesure très précise dans une large gamme d'intensité. Aussi le montage est modifié : un système électronique (contre réaction) impose au transformateur ci dessous de fonctionner à flux nul, et c'est le courant d'annulation du flux $i_s$ qui est converti en tension à l'aide d'un convertisseur à amplificateur opérationnel :




Le rapport de transformation m est égal à 1000 ou 10 000,

on a : $i_s = 1/m \cdot i_p$.

Ce type de capteur est plus coûteux que le shunt et sa sensibilité aux champs magnétiques extérieures peut nécessiter quelques précautions, mais il apporte de nombreux avantages :

- La chute de tension introduite dans le montage est très faible : $v_s$ étant limitée à quelques volts la tension $v_p$ est inférieure à quelques mV.
- L'isolation galvanique entre la mesure et le circuit est un élément appréciable de sécurité.
- La bande passante est relativement large : du continu à couramment 100kHz (500 kHz pour certains modèles), elle est souvent supérieure à celle du voltmètre mesurant la tension $v_M$.

Si l'utilisation de capteur de calibre 500 kA concerne plus l'industrie qu'une salle de travaux pratiques, on trouve dans le commerce des appareils à circuit ouvrable permettant la mesure de courant d'intensité comprise entre quelques dixièmes d'ampère et quelques centaines d'ampères.

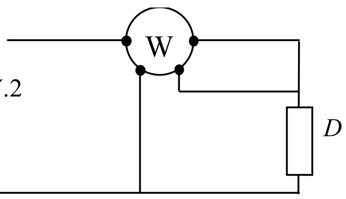
Du fait de l'éventail des calibres et de leur bande passante, les capteurs à effet Hall sont introduits dans un grand nombre d'appareils de mesure : ampèremètres, multimètres, wattmètres, analyseurs de réseau et convertisseurs courant-tension pour oscilloscope.

## V.2. Wattmètres

Le wattmètre est muni d'un capteur de courant, d'un capteur de tension et d'un multiplieur. Il affiche ensuite le produit de cette multiplication.

Pour pouvoir fonctionner, les deux bornes du capteur de courant doivent être en série avec le dipôle et les deux bornes du capteur de tension en parallèle du dipôle dont on mesure la puissance qu'il consomme.

Figure V.2




Il est nécessaire de respecter simultanément les limitations des deux capteurs sous peine de destruction de l'appareil (par exemple, la puissance consommée par un interrupteur est très faible bien que le courant qui le traverse ne soit pas négligeable).

## V.3. Ohmmètres

Un générateur de courant impose une intensité $I_M$ à travers la résistance $R_X$ puis on mesure la tension $V_M$ apparaissant à ses bornes (figure V.3.1). Mais un tel montage ne permet pas de mesurer avec précision des résistances dont la valeur excède quelques kΩ car le courant dans le voltmètre n'est alors plus négligeable (la résistance interne du voltmètre étant couramment égale à 10 MΩ). Le montage est donc complété par un générateur de courant auxiliaire asservi à la valeur de la tension mesurée par le voltmètre et chargé de délivrer le courant dans le voltmètre noté $I_V$ (figure V.3.2).

Figure V.3.1

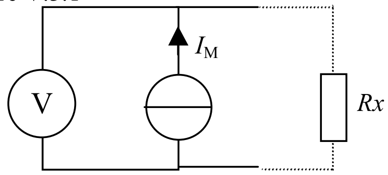
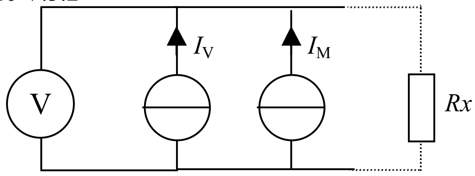
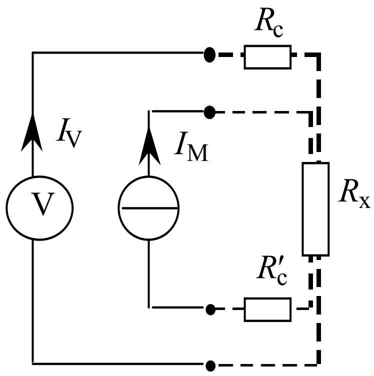



Figure V.3.2




**Pour en savoir plus** : Lorsque la valeur de la résistance $R_X$ est inférieure à une dizaine d'ohms il faut mettre en œuvre un câblage qui évite de prendre en compte les diverses résistances de connexion : il s'agit du montage réalisé dans les ohmmètres 4 fils dont le schéma équivalent est représenté ci-après :




$R_C$ et $R'_C$ représentent les résistances des connexions de la résistance $R_X$ à l'ohmmètre.

$R_X$ étant faible, $I_V$ est négligeable devant $I_M$. La chute de tension $R_C.I_V$ est donc négligeable devant $R_X.I_M$. La chute de tension $R'_C.I_M$. n'est, quant à elle, pas prise en compte par le voltmètre.