

Appareils de mesure de contrôle en électrotechnique

par **André LECONTE**

Ingénieur de l'École Supérieure d'Électricité

Ancien Directeur des Études à la société Chauvin-Arnoux

1. Moyens fondamentaux mis en œuvre dans les mesures électriques	R 950 - 3
1.1 Mesure des tensions continues.....	— 3
1.2 Conversion alternatif-continu pour la mesure des grandeurs alternatives	— 7
2. Mesure des tensions alternatives de fréquences industrielles...	— 10
2.1 Multimètres analogiques à redresseurs	— 10
2.2 Multimètres numériques.....	— 11
2.3 Oscillomultimètres	— 12
3. Mesure des courants.....	— 12
3.1 Shunts.....	— 12
3.2 Transformateurs de courant	— 12
3.3 Transformateurs-pinces	— 13
3.4 Capteurs inductifs sans fer	— 15
3.5 Capteurs à effet Hall en boucle ouverte.....	— 16
3.6 Transformateurs à compensation d'ampères-tours	— 17
4. Mesure des puissances en courant alternatif de fréquences industrielles	— 17
4.1 Généralités	— 17
4.2 Mesures analogiques directes.....	— 20
4.3 Wattmètres numériques à effet Hall	— 20
4.4 Wattmètres numériques avec multiplicateur à rapport cyclique (TDM)	— 20
4.5 Wattmètres à multiplieurs numériques	— 21
4.6 Énergimètres.....	— 21
5. Mesure des résistances	— 21
5.1 Ohmmètres analogiques.....	— 22
5.2 Ohmmètres numériques	— 22
6. Mesure des grandeurs magnétiques.....	— 23
6.1 Mesure des inductions et des flux magnétiques	— 23
6.2 Perméabilités des matériaux magnétiques.....	— 23
6.3 Pertes dans les matériaux ferromagnétiques	— 24
6.4 Caractéristiques des aimants permanents	— 25
7. Contrôle de la sécurité des installations électriques et des machines.....	— 26
7.1 Mégohmmètres pour la mesure des résistances d'isolement.....	— 26
7.2 Ohmmètres de mesure des continuités.....	— 28
7.3 Mesure des résistances de terre.....	— 28
7.4 Surveillance et mesure des courants de fuite.....	— 30
7.5 Essai de tenue aux surtensions des machines.....	— 31
7.6 Essai de temps de décharge	— 31
8. Analyse de la qualité des fournitures d'électricité	— 31
Pour en savoir plus.....	Doc. R 950

Les appareils décrits dans cet article ont pour objet le **contrôle** et la **vérification** des installations électriques et des matériels alimentés par les réseaux électriques en basse fréquence ou par des sources de courant continu. Sont également passés en revue les appareils permettant le contrôle de la sécurité des utilisateurs à partir des normes internationales ou européennes existantes.

■ La **qualité de ces mesures** peut être affectée :

— soit par les caractéristiques propres à la grandeur mesurée telles que la forme d'onde des grandeurs alternatives, la résistance interne des sources de tension, l'évolution dans le temps de la dite grandeur (notamment pour les résistances d'isolement), etc. ;

— soit par l'effet des paramètres d'influence externe tels que la température, l'humidité, la position, l'existence de champs magnétiques ou électromagnétiques perturbateurs, etc.

■ Le **choix d'un appareil de mesure** devra se faire principalement en fonction de la non-influence de ces paramètres sur la mesure. La précision ou plutôt, dans le langage actuel, la faible incertitude des mesures dans les conditions de référence risque d'être loin de correspondre à celle des conditions effectives d'exploitation.

Dans le domaine retenu, la majorité des appareils actuellement proposés par les fabricants sont des **appareils à affichage numérique** qui comportent donc un dispositif de conversion analogique-numérique. Les facilités offertes par le traitement de l'information numérisée permettent de satisfaire plus aisément aux exigences évoquées et à la connaissance des paramètres caractérisant la grandeur mesurée.

Néanmoins, les **appareils analogiques** conventionnels conservent leur intérêt non seulement du fait de leur autonomie mais aussi pour leur facilité de suivre plus aisément des phénomènes variables ou/et qui ne justifient pas une définition précise telles que les résistances d'isolement.

Ils seront donc décrits partiellement dans cet article.

■ La **sécurité d'emploi** devra également intervenir dans le choix d'un appareil de mesure portatif.

La norme CEI EN 61010-1, qui en fixe les règles, a marqué une évolution significative vis-à-vis des normes antérieures (CEI 348 et 414) qu'elle remplace en introduisant notamment la précision suivante : un appareil alimenté par le réseau ou destiné à effectuer des mesures sur des conducteurs reliés au réseau doit être capable de supporter des surtensions transitoires d'un niveau dépendant de la catégorie d'installation de celui-ci. Celles-ci définissent les niveaux de surtension normalisés par la CEI 60664 pour assurer la coordination des isollements.

Ces niveaux dépendent, d'une part, des tensions entre phase et terre et, d'autre part, de la catégorie I, II ou III de surtension de l'installation concernée. À titre indicatif, pour un réseau 230/400 V, les tensions de tenue aux chocs devront être respectivement :

- de 1 500 V pour la I ;
- de 2 500 V pour la II ;
- de 4 000 V pour la III.

La catégorie d'installation pour laquelle un appareil de mesure est prévu doit être fournie dans la documentation de l'appareil. En règle générale, il conviendra en électrotechnique d'utiliser des appareils de contrôle prévus pour la catégorie III.

1. Moyens fondamentaux mis en œuvre dans les mesures électriques

1.1 Mesure des tensions continues

Une grande partie des mesures électriques analogiques ou numériques consiste, dans un premier temps, à ramener cette mesure à celle d'une tension continue, cette dernière étant donc généralement un passage obligé.

1.1.1 Indicateurs magnétoélectriques à cadre mobile

La figure 1 en rappelle le principe.

Un aimant associé à des pièces polaires développe, dans un entrefer cylindrique, une induction magnétique B sensiblement uniforme. Un cadre mobile de hauteur a et de largeur b comportant N spires, dont une seule a été représentée sur la figure 1c, est parcouru par le courant i . Dans l'axe médian de ce cadre sont montés deux pivots en acier qui sont guidés par deux crapaudines, généralement en saphir (figure 1a). Deux ressorts spiraux en bronze créent un couple de rappel et servent d'amenées de courant au cadre. Un index, solidaire du cadre, se déplace en regard d'une échelle graduée sur un cadran (figure 1b). Des contrepois permettent d'équilibrer l'équipage mobile en annulant ainsi les forces de gravité qui rendraient l'appareil tributaire de sa position.

Chaque spire du cadre (figure 1c), parcourue par le courant i donne lieu, sous l'effet de l'induction magnétique B sur chaque côté du cadre, à une force :

$$F = Bia$$

conduisant à un couple de rotation :

$$C = Biab$$

En désignant par $\Phi_0 = Bab$ le flux coupé par une spire du cadre lorsqu'il tourne d'une unité d'angle, le couple développé par les N spires du cadre a pour valeur :

$$C = N \Phi_0 i$$

Ce couple provoque la déviation de l'équipage mobile dans un sens dépendant du sens de circulation du courant jusqu'à ce qu'il soit équilibré par le couple des ressorts spiraux de valeur :

$$C_r = \Gamma \alpha$$

Γ étant le couple mécanique développé par unité d'angle,

α l'angle de rotation de l'équipage.

De l'égalité des couples C et C_r à la position d'équilibre matérialisée par l'angle α , on déduit :

$$\alpha = \frac{N \Phi_0 i}{\Gamma} \tag{1}$$

Toutefois, cet état d'équilibre n'est atteint qu'à l'issue d'un régime transitoire régi par une équation différentielle du second ordre qui fait intervenir la résistance globale R du circuit dans lequel circule le courant, incluant la résistance g du cadre. En effet, la vitesse angulaire $\frac{d\alpha}{dt}$ du cadre conduit au développement

pour l'ensemble des N spires d'une force contre-électromotrice $N \Phi_0 \frac{d\alpha}{dt}$ générant, dans le circuit, un courant $\frac{N \Phi_0}{R} \frac{d\alpha}{dt}$ et un couple antagoniste $\frac{N^2 \Phi_0^2}{R} \frac{d\alpha}{dt}$.

Ce couple antagoniste conduit à amortir progressivement, sinon à annuler, les oscillations de l'équipage mobile autour de sa position finale d'équilibre.

La résistance R définit le régime d'amortissement : pour une valeur infinie, le mouvement n'est plus amorti et, en négligeant les autres sources d'amortissement constituées par l'air et le frottement des pivots dans les crapaudines, l'équipage oscille indéfiniment autour de sa position d'équilibre avec une période propre :

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{K}{\Gamma}} \tag{2}$$

où K désigne le moment d'inertie de l'équipage mobile.

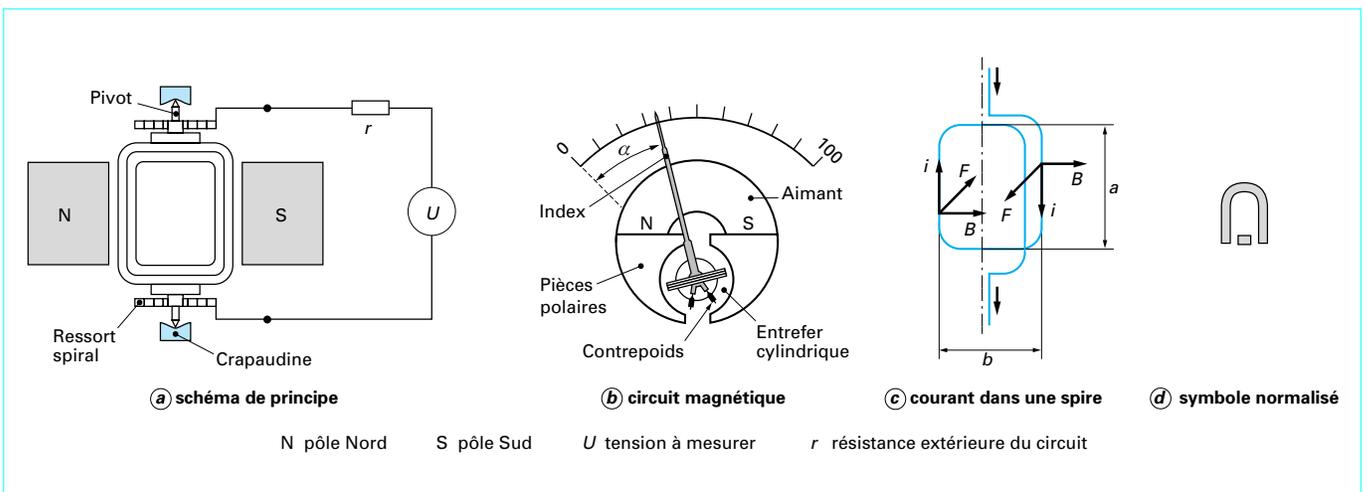


Figure 1 - Indicateur magnétoélectrique à cadre mobile

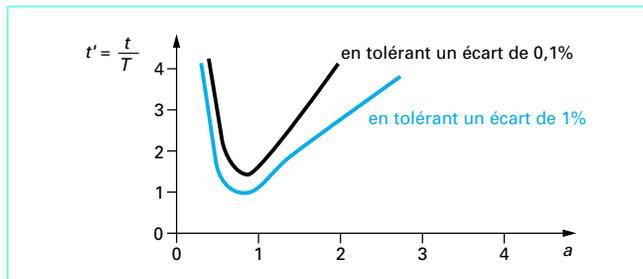


Figure 2 – Temps relatif de lecture en fonction du taux d’amortissement a

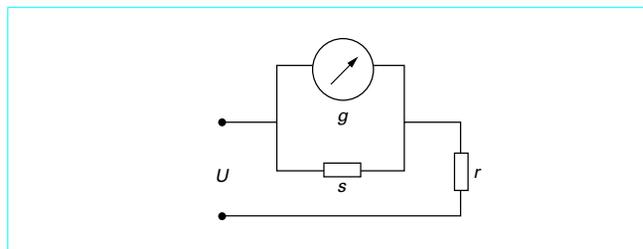


Figure 3 – Mesure des tensions continues moyennes

En réduisant progressivement R , on atteint un régime transitoire qui ne présente plus d’oscillations. Cette valeur R_C , dite **résistance critique**, a pour expression :

$$R_C = \frac{1}{2} \frac{N^2 \Phi_0^2}{\sqrt{K\Gamma}} \quad (3)$$

et le paramètre relatif :

$$a = \frac{R_C}{R} \quad (4)$$

représente le **taux d’amortissement** :

- pour $a < 1$, la position d’équilibre n’est atteinte qu’après plusieurs oscillations ; c’est le régime périodique amorti ;
- pour $a = 1$, on atteint le régime d’amortissement critique ;
- pour $a > 1$, on passe dans le régime dit apériodique pour lequel l’équilibre est atteint au bout d’un temps plus ou moins long mais sans oscillation préalable.

Le régime d’amortissement intervient notablement dans le temps de lecture comme le précise la figure 2 où la période T est prise comme unité de temps.

■ Pour optimiser les **temps de lecture**, il convient de choisir pour a des valeurs comprises entre 0,7 et 0,9. Dans la pratique, cette condition peut-être réalisée en « shuntant » le galvanomètre de résistance g par une résistance s (figure 3).

La valeur de la tension correspondant à l’étendue de mesure est alors définie par la résistance série r .

Pour éviter la nécessité de la résistance s , on peut bobiner le cadre sur une carcasse métallique constituant une spire en court-circuit de résistance c ; cette spire assurera le même effet d’amortissement qu’une résistance s associée à un cadre de N spires, avec :

$$g + s = N^2 c$$

L’équation différentielle régissant le mouvement de l’équipage conduit, en présence d’une composante alternative de période τ , à

réduire l’effet de cette composante par un coefficient $\left(\frac{\tau}{T}\right)^2$ comme le ferait un **filtre passe-bas du second ordre**.

■ **Influence de la température et stabilité dans le temps.** La réponse d’un galvanomètre à cadre mobile est tributaire des variations de l’induction B et de celle du couple de rappel Γ des spiraux. En utilisant des aimants permanents en alliage de fer-nickel-aluminium-cobalt, éventuellement additionné de titane, on obtient une grande stabilité de l’induction avec une variation faible et réversible de l’ordre de $-0,02\%/K$ dans le domaine d’utilisation.

Par ailleurs la variation du couple des spiraux de l’ordre de $-0,035\%/K$, qui intervient en sens inverse, conduit à une variation globale de $-0,015\%/K$, du même ordre, ou souvent plus faible, que celle des résistances du circuit de mesure.

1.1.2 Voltmètres numériques à courant continu

Contrairement aux voltmètres analogiques, les voltmètres numériques destinés à l’électrotechnique présentent généralement une résistance interne d’entrée indépendante du calibre, par exemple de $10\text{ M}\Omega$ ou $100\text{ M}\Omega$. Cette résistance est réalisée sous forme d’un diviseur fournissant, en sortie, une tension de faible niveau comprise généralement, pour l’étendue de mesure, entre 0,1 et 2 V. Elle est appliquée à un amplificateur d’entrée adaptateur d’impédance, qui précède un dispositif de **conversion analogique-numérique (CAN)** d’un des types suivants.

1.1.2.1 CAN à simple rampe

Le schéma de la figure 4 représente le **principe** de cette conversion.

À l’instant t_0 où débute le cycle de conversion, le condensateur C est chargé à la tension U_0 . Une logique de commande place l’inverseur en position 1. L’amplificateur A fournit alors au condensateur C un courant égal et opposé à celui délivré par la tension de référence V_{ref} dans la résistance de précision R . Apparaît alors, à la sortie de A, une rampe de tension de pente négative ayant pour valeur :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{C} \frac{V_{\text{ref}}}{R}$$

Cette tension est comparée à celle de V_x dans le comparateur 1 et à la tension de référence 0 dans le comparateur 2.

■ Si la tension V_x est négative, le comparateur 2 est activé au temps t_1 lors du passage par 0 de la tension v_C . Il déclenche le comptage des impulsions délivrées par l’horloge jusqu’à ce que la rampe de tension franchisse la valeur V_x en activant le comparateur 1 (figure 4b) qui arrêtera ce comptage au temps t_2 .

■ Si la tension V_x est positive (figure 4c) le comparateur 1 sera activé au temps t_1 au passage par V_x de la tension v_C en déclenchant le comptage qui est alors stoppé au temps t_2 lors du passage par 0 de v_C .

■ Le temps t séparant les instants t_1 et t_2 a pour valeur :

$$t = RC \frac{V_x}{V_{\text{ref}}} \quad (5)$$

Si l’horloge a une période θ le nombre n d’impulsions relevé par le compteur et représentant la valeur V_x est :

$$n = \frac{RC}{\theta} \frac{V_x}{V_{\text{ref}}} \quad (6)$$

Au temps t_2 , la logique de commande fait passer l’inverseur en position 2 afin de provoquer la recharge du condensateur à la tension d’attente U_0 qui doit être de valeur supérieure à la valeur

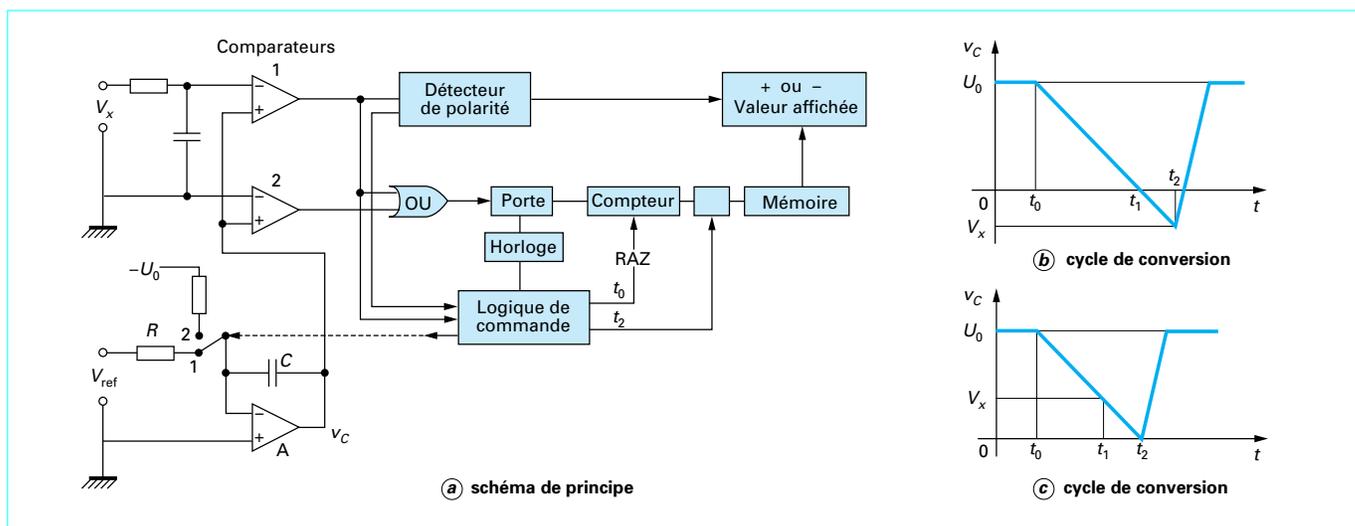


Figure 4 - Convertisseur analogique numérique à simple rampe

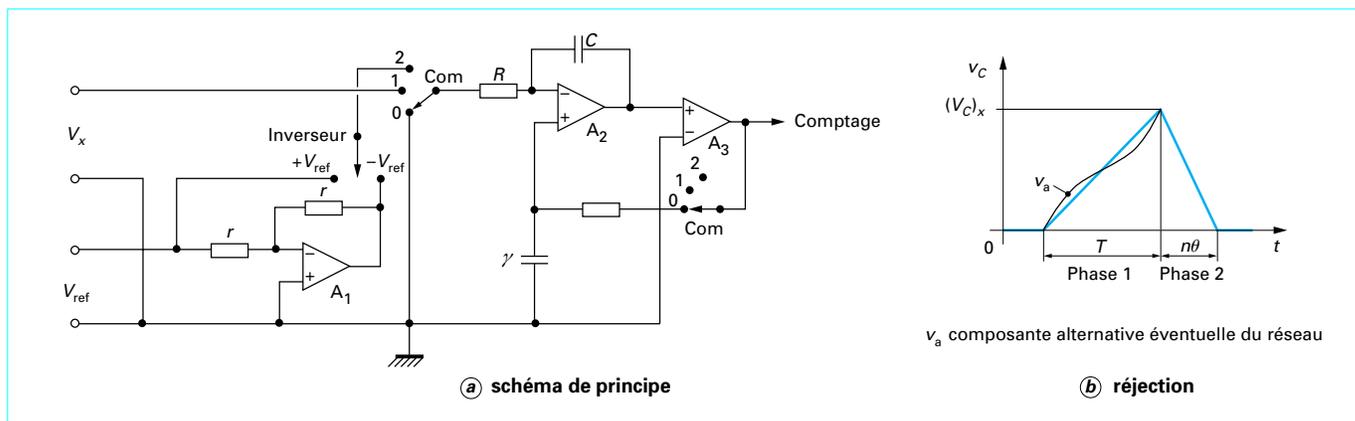


Figure 5 - Convertisseur analogique numérique à double rampe

maximale mesurable de V_x . Au temps t_0 , début de la période de conversion, le compteur est remis à zéro (RAZ) tandis que le précédent comptage est conservé en mémoire jusqu'au temps t_2 où on lui substituera le nouveau comptage.

1.1.2.2 CAN à double rampe

Le mode de conversion précédent réalise une mesure instantanée de la tension V_x ; cela risque de conduire à un résultat fluctuant si une tension alternative parasite se superpose à V_x et c'est souvent le cas avec une composante à la fréquence du réseau. Pour supprimer ce défaut, le CAN à double rampe intègre la tension V_x sur une durée égale à la période du réseau, soit 20 ms, ou un multiple de celle-ci (avec 100 ms, on élimine à la fois les composantes 50 et 60 Hz). La figure 5b illustre cette réjection.

La mesure s'effectue essentiellement en deux temps au moyen du schéma de principe représenté sur la figure 5a.

■ Pendant la **phase 1**, le commutateur Com étant alors dans la position 1, la tension V_x est appliquée à l'entrée de l'amplificateur A_2 monté en intégrateur avec la résistance R et le condensateur C .

Le temps d'intégration T se trouve défini par N impulsions d'horloge de période θ . À l'issue de cette première phase, la tension v_C aux bornes du condensateur a pour valeur :

$$(V_C)_x = \int_0^T \frac{V_x}{RC} dt = \frac{V_x T}{RC} = \frac{V_x N \theta}{RC}$$

■ Le commutateur Com passe ensuite en position 2; cela provoque l'application au circuit intégrateur de la tension de référence V_{ref} avec une polarité pilotée par celle de $(V_C)_x$ à la fin de la première période, de façon à provoquer la décharge de la capacité C . Durant cette **seconde phase**, la tension v_C décroît avec une pente égale à V_{ref}/RC et s'annule au bout d'un temps t durant lequel on aura compté n impulsions de l'horloge de période θ , soit :

$$t = n\theta = \frac{(V_C)_x}{V_{ref}} RC = \frac{V_x}{V_{ref}} N\theta$$

où :

$$n = \frac{V_x}{V_{ref}} N \tag{7}$$

Si, par exemple, on choisit $V_x = 1$ V et $N = 1\,000$, n représentera la valeur de V_x en millivolts.

On remarque que, dans la définition de n par la relation (7), les valeurs de R , C et θ n'interviennent plus sous la seule réserve que l'on puisse les considérer comme identiques durant les phases 1 et 2.

■ La phase 0, précédant la phase 1, permet de s'affranchir des tensions de décalage (ou d'offset) de l'amplificateur A_2 et du comparateur A_3 . Durant cette phase, le commutateur analogique Com relie l'entrée de A_2 à la masse constituant la référence 0 à travers la résistance R . Par ailleurs, la sortie de A_3 vient charger le condensateur γ , qui relie l'entrée positive de A_2 à la masse, à une tension de polarité opposée à la tension de décalage jusqu'à égaliser ces deux tensions.

Ce type de conversion est généralement utilisé dans les multimètres numériques de large diffusion.

1.1.2.3 CAN à approximations successives

Ce procédé, contrairement au précédent, privilégie la rapidité en acceptant, d'une part, l'absence de protection vis-à-vis de composants alternatives parasites et, d'autre part, le fait d'être tributaire de la précision et de la stabilité d'un certain nombre de résistances.

Il utilise un convertisseur annexe numérique-analogique qui permet de traduire en valeurs analogiques les appréciations numériques successivement effectuées de V_x et de les comparer à V_x pour commander l'appréciation numérique suivante. Le passage d'une étape à la suivante est piloté par des impulsions émises par une horloge. La conversion s'effectue le plus souvent dans le code binaire pur ; dans ce cas, elle utilise, pour sa réalisation, un réseau de résistances $R - 2R$ alimenté par n sources de courant I dont la valeur est définie par une tension de référence (figure 6).

L'état fermé ou ouvert de chacun des n commutateurs $K1, K2, \dots, Kn$ est commandé par celui des bits réalisant la numérisation progressive de V_x .

La fermeture de $K1$ conduit à injecter sur l'entrée « - » de A_2 un courant $I/2$, celle de $K1$ un courant $I/4$, etc., celle de Kn un courant $I/2^n$, ce qui conduit respectivement pour V_S à des tensions $-\frac{RI}{2}, -\frac{RI}{4}, \dots, -\frac{RI}{2^n}$.

La polarité du courant I est pilotée par des circuits logiques, de façon qu'elle soit opposée à celle de V_x et donc que celle de V_S lui soit identique. Lorsque plusieurs commutateurs sont fermés, la tension de sortie V_S est la somme de celles associées à la fermeture de chacun d'eux.

■ Dans un premier temps, $K1$ est fermé et $(V_S) = \frac{RI}{2}$ est comparée à V_x au moyen de l'amplificateur comparateur A_1 .

Si $|V_x| > \frac{RI}{2}$, $K1$ reste fermé et le nombre binaire $a_1 = 1$ est conservé en mémoire. Dans le cas contraire $K1$ est ouvert et le nombre $a_1 = 0$ est mémorisé.

■ L'impulsion suivante de l'horloge commande la fermeture de $K2$ et la nouvelle valeur de V_S qui en résulte, c'est-à-dire soit $[|RI/2| + |RI/4|]$ soit $|RI/4|$, est alors comparée à V_x .

Comme précédemment, $K2$ restera fermé si $|V_x| > |V_S|$ et sera ouvert dans le cas contraire, avec, suivant le cas, mise en mémoire de $a_2 = 1$ ou de $a_2 = 0$.

■ Les opérations suivantes se poursuivent suivant le même processus et, au bout de n impulsions de l'horloge, on obtient une évaluation numérique de V_x sous la forme a_1, a_2, \dots, a_n par rapport à la tension de comparaison RI avec :

$$|V_x| = \left(a_1 + \frac{1}{2}a_2 + \frac{1}{4}a_3 + \dots + \frac{1}{n}a_n \right) \frac{RI}{2} \tag{8}$$

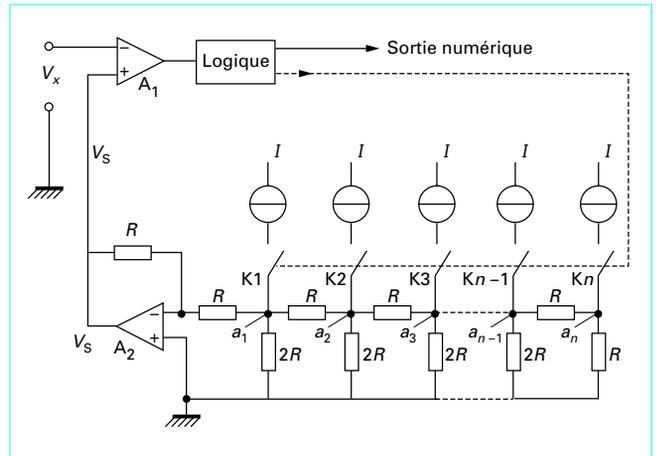


Figure 6 - Convertisseur à approximations successives

Avec ce procédé, pour représenter V_x avec une définition de 12 bits, il suffit de 12 impulsions d'horloge alors que, pour atteindre cette même définition, soit environ 4 000 points, il en aurait fallu 4 000 avec un convertisseur à simple rampe, ce qui correspond à un temps de conversion dans le rapport 4 000/12 c'est-à-dire environ 300 fois supérieur.

Dans le cadre d'une définition de 12 bits, on peut actuellement atteindre avec ce procédé une cadence de 10^6 conversions par seconde.

1.1.2.4 Numérisation rapide par échantillonnage

Pour connaître les caractéristiques d'une grandeur fluctuante et notamment des signaux alternatifs, il est utile d'en prélever des échantillons à une cadence convenable et de les numériser afin d'autoriser leur traitement par des procédés numériques disponibles (comparaison, produit, sommation et moyennages arithmétique ou quadratique, etc. Pour ce faire, il convient de respecter certaines conditions.

■ D'après le **théorème de Shannon**, pour qu'un signal, comportant une composante à la fréquence f , puisse être valablement décrit, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit au minimum de $2f$. Dans le cas où il existerait néanmoins des composantes de fréquence supérieure, il convient, pour éviter des erreurs sur l'évaluation des composantes de fréquence inférieure, de faire précéder les circuits de numérisation d'un **filtre passe-bas** dit (**antialiasing** ou **antialiasing**) éliminant les dites composantes.

■ Pour pouvoir mesurer une composante alternative sinusoïdale d'amplitude \hat{V} et de fréquence f quand sa variation est la plus rapide, c'est-à-dire au passage par zéro, il faut que le temps Δt de conversion soit lié à l'erreur maximale tolérée ΔV par la relation :

$$\Delta t < \frac{\Delta V}{2\pi f \hat{V}}$$

Ainsi, pour bénéficier de la définition d'un convertisseur 12 bits, c'est-à-dire apprécier 1/4 096 avec $f = 10$ kHz, la valeur maximale admissible pour le temps de conversion est :

$$\Delta t < \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \times 4,096 \cdot 10^3} \text{ soit } \Delta t < 3,9 \text{ ns}$$

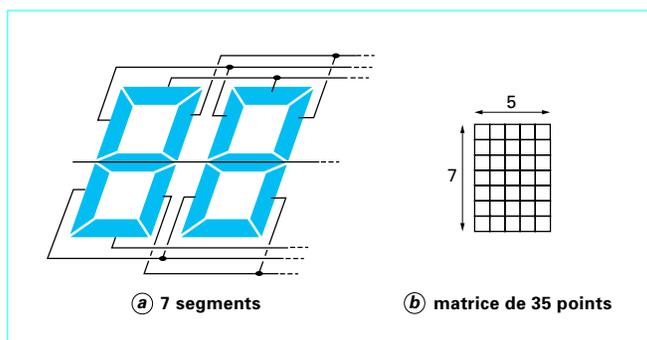


Figure 7 - Afficheur plan

Pour ne pas être contraint de respecter une telle vitesse de conversion, on fait appel à un **échantillonneur-bloqueur** (*Sample and Hold*), il présente au convertisseur un signal continu durant l'opération de conversion qui peut éventuellement être porté à une ou plusieurs microsecondes.

Nous ne traiterons pas ici des dispositifs de conversion de fréquences supérieures à 1 MHz tels que les convertisseurs « Flash » qui sortent des besoins rencontrés dans les mesures en électrotechnique.

1.1.2.5 Dispositifs d'affichage

Différentes technologies sont disponibles pour réaliser les afficheurs des indicateurs numériques, à savoir : diodes électroluminescentes, fluorescence, plasma, cristaux liquides. Cette dernière (*Liquid Cristal Display* ou *LCD*) est presque exclusivement utilisée dans les appareils de contrôle portatifs, du fait de la très faible consommation requise. Ces substances ont certaines propriétés de l'état cristallin solide, notamment la biréfringence, qui provoque la rotation du plan de polarisation d'une lumière préalablement polarisée.

L'**afficheur** est constitué de deux lames de verre planes et rigoureusement parallèles entre lesquelles est enfermé le cristal liquide sous forme d'une couche très mince d'épaisseur 10 à 30 μm . Les faces internes des lames de verre sont revêtues d'une métallisation transparente dont la forme correspond aux signes devant être affichés.

Pour **visualiser** les dix chiffres de la numération décimale, on réalise une approximation de leurs structures au moyen de segments de droite, comme représenté sur la figure 7a, que l'on peut exciter séparément pour les faire apparaître soit lumineux sur fond sombre, soit noirs sur fond clair.

Pour représenter des lettres, on doit faire appel à une matrice de 35 points (7 \times 5) (figure 7b) ou de 60 points (5 \times 12). Pour limiter le nombre de connexions, les segments homologues des différents chiffres sont reliés entre eux et l'excitation de chaque chiffre est effectuée successivement par multiplexage à une cadence suffisamment rapide pour fournir une image stable.

Des films polariseurs sont appliqués sur chaque face de l'afficheur et l'application d'une tension de quelques volts supprime la rotation en hélice imprimée à l'origine au pseudo-cristal; avec des polariseurs croisés, les chiffres excités apparaissent alors en noir sur fond blanc (cas des « *twisted nematic* »).

Toutefois, l'**angle d'incidence** autorisant une lecture satisfaisante est limité à environ 60° et le domaine de **température** à l'intérieur duquel le cristal liquide conserve ses propriétés est d'environ - 15 à + 60 °C.

Certains appareils comportent un éclairage de la face arrière par tube fluorescent à cathode froide (rétroéclairage).

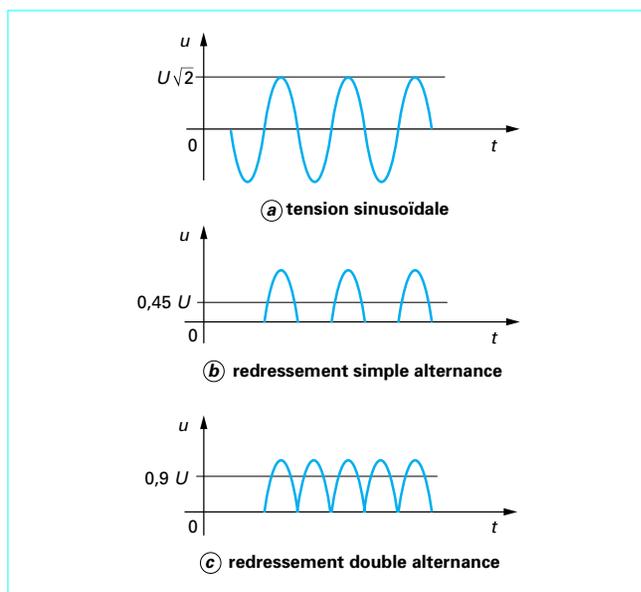


Figure 8 - Types de redressement

1.2 Conversion alternatif-continu pour la mesure des grandeurs alternatives

1.2.1 Redressement linéaire

■ Lorsqu'il s'agit de mesurer une tension ou un courant sinusoïdal, le **redressement linéaire, suivi d'un filtrage**, constitue une solution simple.

- Sur la figure 8 ont été représentés à partir d'une tension sinusoïdale de valeur efficace U , le résultat du redressement simple alternance (figure 8b) dont la valeur moyenne est $0,45 U$ et celui d'un redressement double alternance (figure 8c) avec une valeur moyenne $0,9 U$.

- Pour supprimer les non-linéarités introduites par les diodes, on doit faire appel à un ou plusieurs amplificateurs opérationnels, comme indiqué sur les (figures 9) :

- la figure 9a, ne comportant qu'un amplificateur opérationnel, réalise un redressement **simple alternance** ;
- la figure 9b, pourvue d'un amplificateur sommateur complémentaire, réalise un redressement **double alternance**.

■ Une telle méthode peut toutefois conduire à des **erreurs** notables quand la grandeur mesurée s'écarte de la forme sinusoïdale ce qui n'est pas rare pour les courants.

Dans le tableau 1 sont examinés trois cas de formes de courant conduisant à des erreurs significatives en exploitant le redressement linéaire :

cas a : courant sinusoïdal modulé par un thyristor ou un triac avec un angle de décalage de $\pi/2$;

cas b : onde cyclique pseudo-rectangulaire de rapport cyclique $\frac{T_1}{T} = 0,2$ qui est voisine de celle d'un courant absorbé par un pont redresseur avec capacité en tête ;

cas c : courant alternatif comportant un harmonique 3 d'amplitude relative 15 % vis-à-vis du fondamental et déphasé par rapport à celui-ci de - 180°, cette forme d'onde étant voisine de celle du courant magnétisant d'un transformateur, soit :

$$i = \sqrt{2}I [\sin \omega t - 0,15 \sin 3\omega t]$$

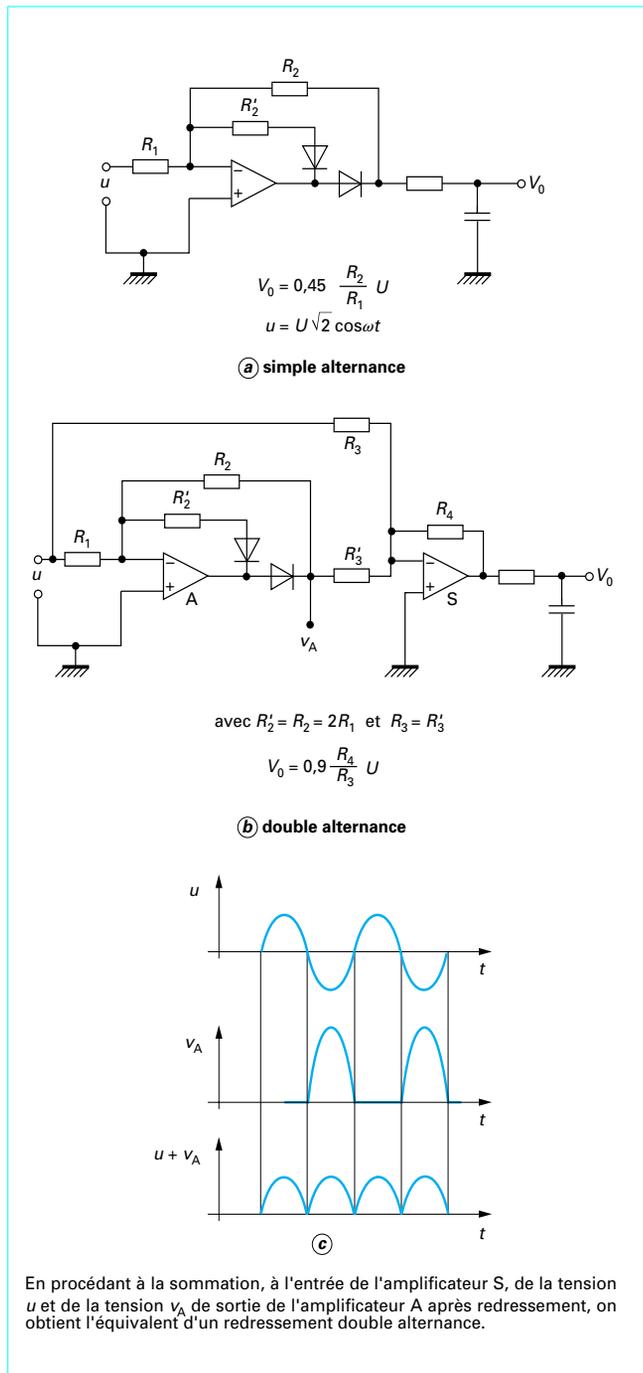


Figure 9 – Circuits de redressement linéaire de la tension u

Ces exemples montrent, à l'évidence, la nécessité pour obtenir une mesure significative des courants alternatifs non sinusoïdaux d'utiliser des dispositifs de conversion alternatif-continu répondant aux valeurs efficaces (RMS c'est-à-dire *Root Mean Square*). Ils sont parfois désignés *True RMS* lorsque l'on veut préciser que sont pris en compte non seulement les harmoniques mais aussi une composante continue éventuelle.

Tableau 1 – Erreurs de mesure de courants non sinusoïdaux			
Forme du signal	Procédés de mesure		
	1,11 valeur moyenne redressée	Valeur efficace réelle	Erreur commise
<p>Cas a</p>	0,5 I	0,707 I	- 29 %
<p>Cas b</p>	0,222 I	0,447 I	- 50 %
<p>Cas c</p> <p>15 % d'harmonique 3 déphasé de -180°</p>	0,95 I	1,011 I	- 6,1 %

1.2.2 Convertisseurs alternatif-continu répondant aux valeurs efficaces

1.2.2.1 Convertisseurs utilisant un multiplieur analogique

■ Ce type de convertisseur, largement utilisé, exploite la réponse du courant de collecteur i_C d'un transistor bipolaire à la tension appliquée v_{BE} entre base et émetteur soit :

$$i_C = I_s \exp \frac{q}{kT} v_{BE}$$

avec k constante de Boltzmann,
 q charge de l'électron,
 T température absolue.

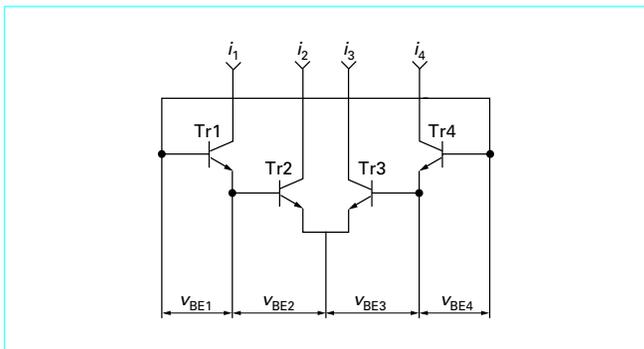


Figure 10 - Multiplier analogique

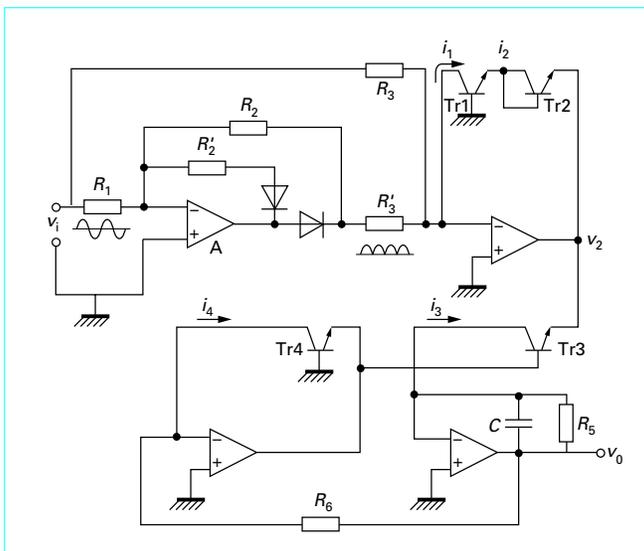


Figure 11 - Circuit intégré convertisseur alternatif-continu

Le terme kT/q est homogène à une tension U qui serait proportionnelle à la température absolue, mais indépendante de la technologie du transistor.

Le courant de saturation I_S dépend du matériau, de la géométrie de l'élément et donc, finalement, de l'ensemble de sa mise en œuvre. On parvient actuellement, dans la réalisation des circuits intégrés, à maîtriser suffisamment cette mise en œuvre pour parvenir à intégrer, sur une même pastille, plusieurs transistors ayant des courants de saturation identiques. On utilise, par ailleurs, la propriété que les courants de collecteur sont pratiquement indépendants des tensions collecteur-base.

Ainsi, pour chacun des quatre transistors Tr1, Tr2, Tr3, Tr4 du circuit représenté figure 10, la relation entre courants de collecteur et tensions base-émetteur a pour expression :

$$V_{BEi} = U \ln (i_{Ci}/I_{Si}) = U \ln (i_i/I_{Si}) \quad (\text{avec indice } i = 1 \text{ à } 4)$$

Avec les liaisons du circuit de la figure 10, on a :

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4}$$

c'est-à-dire :

$$U \left[\ln \frac{i_1}{I_{S1}} + \ln \frac{i_2}{I_{S2}} \right] = U \left[\ln \frac{i_3}{I_{S3}} + \ln \frac{i_4}{I_{S4}} \right]$$

ce qui implique si : $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_{S4}$

que : $i_1 i_2 = i_3 i_4$

$$\text{ou : } i_4 = \frac{i_1 i_2}{i_3} \quad (9)$$

Dans cette relation, on note que le numérateur réalise une multiplication de deux valeurs de même polarité, c'est-à-dire une multiplication *un quadrant*.

■ Pour exploiter un tel multiplieur, on doit donc préalablement effectuer un redressement linéaire de la tension en utilisant pour étage d'entrée le circuit de la figure 9b. En employant les repères de la figure 11 et avec $R_3 = R'_3 = R$, on a :

$$i_1 = i_2 = \frac{|v_i|}{R}$$

En outre, $i_4 = \frac{v_0}{R_6}$, ce qui donne, suivant la relation (9) :

$$i_3 = \frac{|v_i|^2 R_6}{R^2 v_0} \quad (10)$$

Mais i_3 est également défini par le circuit de contre-réaction et de filtrage constitué par R_5 et C , soit :

$$i_3 = C \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_5} \quad (11)$$

En rapprochant (10) et (11), on obtient :

$$C v_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0^2}{R_5} = \frac{R_6}{R^2} |v_i|^2 \quad (12)$$

En intégrant les deux membres sur un nombre entier de demi-périodes (sur un temps suffisamment grand par rapport à celles-ci), on obtient :

$$V_0 = \frac{\sqrt{R_5 R_6}}{R} \sqrt{\frac{1}{t} \int_0^t |v_i|^2 dt}$$

donc V_0 est proportionnel à la valeur efficace de v_i .

Ce type de convertisseur a été réalisé sous forme de circuit intégré par les sociétés Analog Devices et Burr Brown. Le choix d'une faible consommation, qualité recherchée pour les appareils portatifs, conduit à accepter une limitation de la bande passante, du facteur de crête :

$$F_c = \frac{\text{amplitude de la valeur de crête}}{\text{valeur efficace}}$$

et du temps de réponse.

Ces circuits présentent l'avantage d'une réponse relativement rapide, mais ne tolèrent que des facteurs de crête limités à 5. Cet inconvénient est réduit, sinon éliminé, dans les dispositifs de conversion thermiques.

1.2.2.2 Dispositifs de conversion thermiques

Dans ces procédés, on génère un courant continu conduisant à provoquer le même échauffement d'une résistance que celui produit par le courant alternatif à mesurer. En concrétisant ainsi la définition de la valeur efficace, on aboutit aux méthodes les plus précises de mesure des courants alternatifs dans un très large domaine de fréquence. Dans les laboratoires de métrologie, on utilise pour ce « transfert » un ou plusieurs thermocouples.

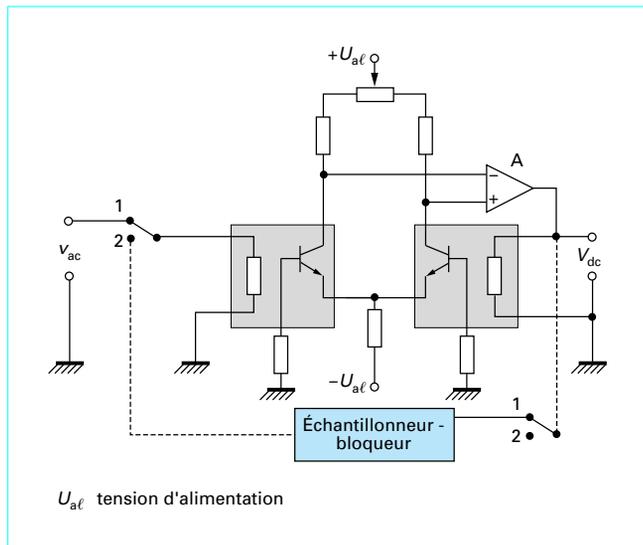


Figure 12 – Convertisseur thermique à transistors

Nous décrivons ici un procédé ayant donné lieu à la réalisation de voltmètres portatifs à basse fréquence. Son schéma de principe est donné sur la figure 12.

Le courant alternatif, défini par la tension V_{ac} à mesurer, parcourt une résistance constituée par une couche métallique diffusée sur un substrat thermiquement conducteur, mais électriquement isolant. Cette résistance chauffe un transistor dont on exploite la variation, en fonction de la température, de la tension de sa fonction base-émetteur, variation de l'ordre de -2 mV/K dans le domaine 0 à 100°C .

Un autre ensemble identique [résistance chauffante-transistor] est réalisé sur le même substrat, mais avec néanmoins une isolation thermique vis-à-vis du précédent. Le courant continu générant la tension de sortie V_{dc} traversant cette seconde résistance chauffante est alimenté par un amplificateur opérationnel A piloté par l'écart existant entre les tensions base-émetteur des deux transistors. Du fait du gain élevé de l'amplificateur et de l'identité des caractéristiques des deux ensembles, le courant continu traversant la seconde résistance chauffante prend une valeur égale à la valeur efficace du courant alternatif traversant la première.

Les appareils exploitant ce procédé sont la série 8920 de Fluke.

1.2.2.3 Redressement et démodulation synchrone

Pour effectuer la mesure d'une composante alternative de fréquence f d'un signal complexe comportant des composantes diverses et notamment du bruit, on utilise un procédé de **redressement (ou de détection) synchrone**.

Ce procédé revient à effectuer le produit du signal composite par un signal rectangulaire de fréquence f .

Sur la figure 13, on a représenté :

— d'une part, le signal sinusoïdal à détecter :

$$u = \sqrt{2}U\sin(\omega t - \varphi) = \sqrt{2}U\sin(\alpha - \varphi)$$

avec $\alpha = \omega t$;

— d'autre part, le signal rectangulaire de même fréquence prenant les valeurs $+1$ pour $0 < \alpha < \pi$ et -1 pour $\pi < \alpha < 2\pi$, etc.

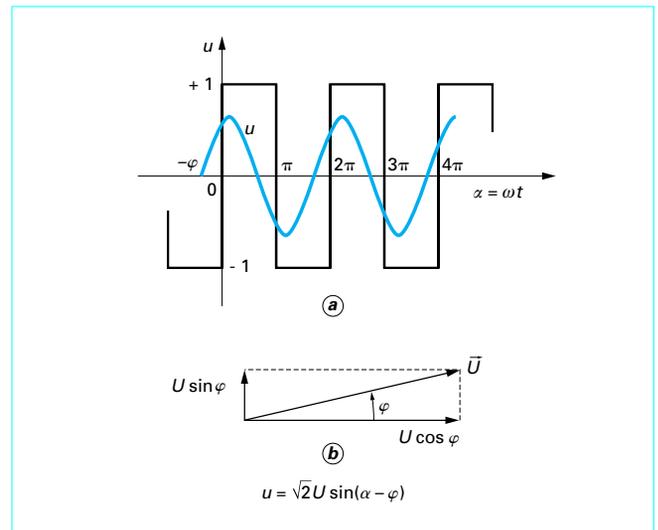


Figure 13 – Redressement synchrone

Le produit du signal sinusoïdal par le signal rectangulaire fournit une valeur moyenne x définie par :

$$x = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \int_0^\pi \sin(\alpha - \varphi) d\alpha = 0,9U\cos\varphi \quad (13)$$

c'est la valeur moyenne de la composante de la tension sinusoïdale u en phase avec le signal rectangulaire pilotant la détection.

Pratiquement, un inverseur électronique transmettra le signal u durant la première demi-période du signal pilote et son inverse durant la demi-période suivante.

2. Mesure des tensions alternatives de fréquences industrielles

2.1 Multimètres analogiques à redresseurs

Ces appareils, équipés d'un galvanomètre magnétoélectrique à cadre mobile, présentent l'avantage de n'être pas tributaires d'une alimentation interne pour effectuer des mesures de tensions ou d'intensités de courant, donc d'être toujours disponibles. Pour limiter les non-linéarités introduites par les éléments redresseurs, ils sont équipés de diodes au germanium (d_1, d_2) présentant de très faibles chutes de tension directes, de telle sorte que les formes d'échelle pour la mesure des tensions alternatives restent pratiquement linéaires pour des étendues de mesure supérieures ou égales à 30 V , repérées U_1, U_2, U_3 et définies par les résistances $R_1, R_1 + R_2, R_1 + R_2 + R_3$.

Pour les **calibres inférieurs**, on doit soit prévoir des graduations complémentaires, soit utiliser un transformateur de courant (élévateur de tension), avec l'inconvénient de majorer la consommation dans le même rapport. Le schéma de principe est donné sur la figure 14 avec $U_0 < 30 \text{ V}$. Il faut noter, à cet égard, qu'une faible consommation pour la mesure des tensions alternatives n'est généralement pas souhaitable ; elle risque de fournir des valeurs développées par des couplages capacitifs sans signification pra-

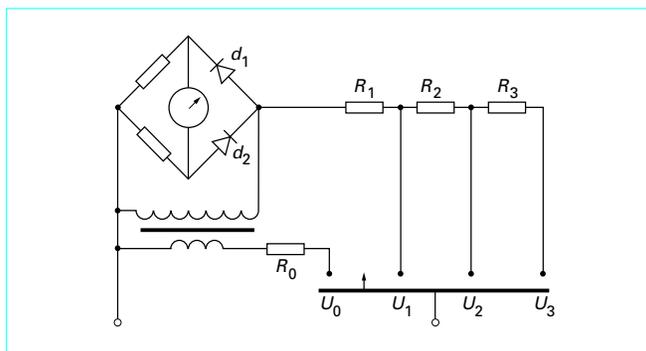


Figure 14 – Multimètre analogique à redresseurs

On peut considérer comme raisonnables des valeurs de résistances internes inférieures ou égales à $2\,000\ \Omega/V$. Cette valeur seuil est d'ailleurs celle exigée par la norme NF C 18-310 pour les **testeurs de tension** à diodes électroluminescentes dont le rôle principal est de s'assurer de l'absence de tension supérieure à 50 V pour garantir la sécurité des travailleurs.

Pour les multimètres analogiques à redresseurs, on peut tabler sur une incertitude de mesure de l'ordre de 2,5 % lorsque le taux d'harmonique ne dépasse pas 1,5 %, ce qui est heureusement le cas général pour les tensions distribuées par le réseau, même lorsque les courants sont notablement déformés.

2.2 Multimètres numériques

Les multimètres numériques sont maintenant pratiquement tous équipés de dispositifs de conversion répondant en valeur efficace, mais nous distinguerons ceux pourvus d'un tel dispositif de type analogique de ceux comportant une numérisation rapide des valeurs instantanées de la tension, suivi d'un calcul numérique des valeurs efficaces. Nous appellerons ces derniers multimètres **calculateurs**.

2.2.1 Multimètres numériques à conversion alternatif-continu analogique

Le **schéma de principe** de ces appareils est représenté sur la figure 15, dans le cas, maintenant le plus fréquent, où ils disposent d'un changement de calibre automatique.

Le calibre fin d'échelle se trouve défini par la fermeture d'un des interrupteurs a_1, a_2, a_3, a_4 faisant choix du rapport du diviseur de

tension constitué par les résistances R_1, R_2, R_3, R_4 et R_5 . La tension de sortie de ce diviseur est appliquée à l'entrée de l'amplificateur-adaptateur d'impédance A suivi du convertisseur analogique alternatif-continu et du convertisseur analogique-numérique généralement du type à double rampe (CAN). Le résultat de cette conversion est transmis par une porte à une mémoire intermédiaire raccordée à l'afficheur après mise en forme. Un circuit logique définit la cadence de rafraîchissement de cette mémoire.

Contrairement aux multimètres analogiques, la résistance d'entrée des multimètres numériques reste indépendante du calibre ; elle est généralement élevée, souvent par exemple de $10\ M\Omega$. On distingue l'entrée H (*high*) à forte impédance d'entrée par rapport à la terre et l'entrée L (*low*) à basse impédance. Un blindage de l'ensemble des circuits parcourus par le courant alternatif est nécessaire, notamment dans le cas d'une alimentation par le réseau (appareils de table), mais aussi pour ceux alimentés par batterie (multimètres portatifs). Cette disposition a pour but d'assurer une réjection de mode commun (*Common Mode Rejection Ratio*, CMRR). Elle permet notamment d'obtenir une même lecture lors de la mesure d'une tension entre neutre et phase quel que soit le mode de branchement.

Le **changement de calibre** est effectué par les interrupteurs analogiques a_1, a_2, a_3, a_4 en fonction du niveau de la lecture. Au départ a_1 est fermé, l'appareil se trouvant alors sur le calibre le plus élevé. Si la lecture est inférieure au dixième de l'étendue de mesure, un circuit logique à décalage Reg commande le passage au calibre immédiatement inférieur par fermeture de a_2 et ouverture de a_1 et ainsi de suite jusqu'à obtenir une lecture comprise entre 10 et 100 % de l'étendue de mesure.

Quand la tension à mesurer excède la fin d'échelle, on passe au contraire au calibre immédiatement supérieur, mais si la tension repasse ultérieurement à un niveau plus faible, on ne commande le retour au calibre inférieur que lorsque la lecture tombe au-dessous de 9 ou 8 % de l'étendue de mesure afin d'éviter des battements intempestifs. Généralement, l'appareil est pourvu de la possibilité de se verrouiller sur un calibre.

2.2.2 Multimètres numériques calculateurs

Ces multimètres ont une structure voisine de la précédente (figure 16). Ils en diffèrent par le remplacement du convertisseur alternatif-continu analogique par un dispositif d'échantillonnage rapide de la tension alternative à une fréquence compatible avec celle la plus élevée des composantes du signal à mesurer suivi d'un convertisseur rapide analogique-numérique.

Les valeurs ainsi numérisées sont traitées dans un calculateur pour effectuer, au minimum, l'évaluation de la valeur efficace du signal ce qui implique : élévation au carré, plus sommation sur une période de temps définie, plus extraction de la racine carrée.

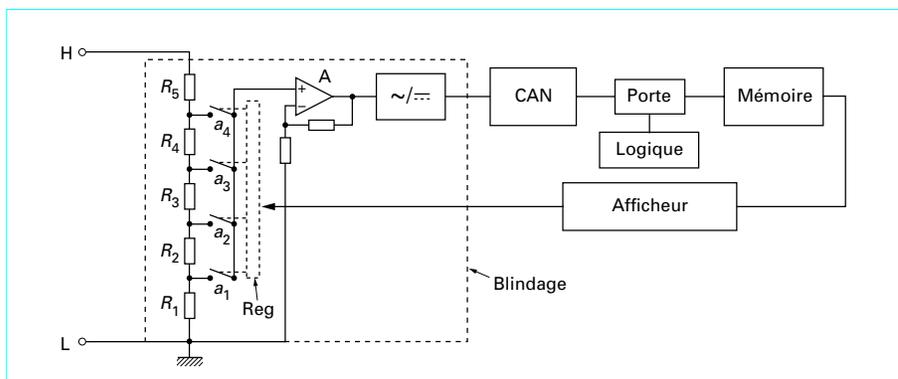


Figure 15 – Multimètre numérique à conversion alternatif-continu analogique

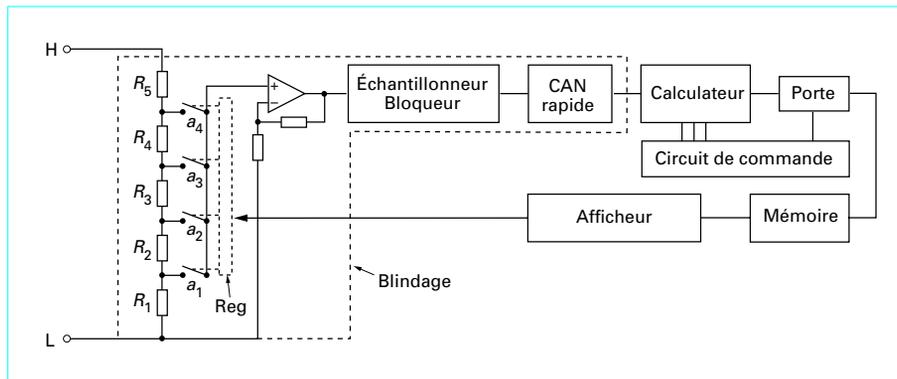


Figure 16 – Multimètre numérique calculateur

Le calculateur peut comporter des extensions lui permettant d'évaluer les tensions de crête et donc le facteur de crête, de calculer les niveaux des composantes harmoniques rang par rang, ainsi que le taux global d'harmoniques.

2.3 Oscillomultimètres

Il peut être nécessaire, indépendamment des mesures de la valeur efficace des courants et des tensions réalisées par les multimètres classiques, d'avoir une connaissance visuelle de la forme du signal. Il existe maintenant des oscilloscopes portatifs autonomes à écran plat qui permettent de visualiser un signal dans le domaine des basses fréquences comme le ferait un oscilloscope à tube cathodique, au moyen d'afficheurs à cristaux liquides.

La visualisation d'un point sur l'écran s'obtient par l'excitation simultanée d'une électrode rectiligne horizontale et d'une électrode rectiligne verticale définissant ainsi la position géométrique de ce point sur l'écran. Le nombre de points disponibles sur l'écran ou pixels s'obtient en faisant le produit du nombre de lignes horizontales par le nombre de colonnes verticales.

Ainsi, pour les Scopemeter de Fluke, le nombre de lignes est égal au nombre de colonnes et est de 240 ce qui conduit à $240 \times 240 = 57\ 600$ pixels. Les dimensions de l'écran étant 84×84 mm, les espacements horizontaux ou verticaux entre 2 points sont de 0,35 mm. Les divisions de l'écran étant espacées de 8,75 mm, on dispose de 25 pixels par division. Sur l'écran des modèles récents (Fluke 123) se trouvent affichées simultanément les valeurs des tensions et des courants et leurs formes d'onde respectives.

3. Mesure des courants

3.1 Shunts

■ C'est la **méthode classique** qui permet de ramener la mesure d'un courant à celle d'une tension. Pour limiter la perturbation apportée au dispositif en essai, la résistance R , appelée shunt, doit être aussi faible que possible.

Les chutes de tension retenues pour les shunts séparés, du type représenté sur la figure 17, s'échelonnent de 0,05 à 0,3 V mais les shunts multiples équipant les multimètres analogiques peuvent dépasser ces valeurs.

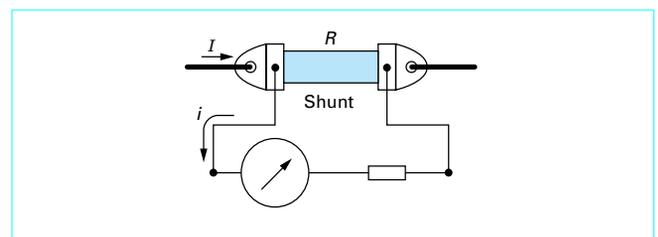


Figure 17 – Ampèremètre sur shunt

Pour que la tension mesurée $R(I - i)$ soit définie indépendamment des chutes de tension aléatoires aux bornes de raccordement, on doit adopter un **montage dit 4 fils**.

■ Bien que les shunts soient plus spécialement destinés à la mesure des courants continus, on peut aussi les utiliser pour celle des **courants alternatifs** à basse fréquence. Toutefois la résistance R comporte une composante inductive qui, pour les shunts 0,1 V de structure conventionnelle, affecte la mesure des courants 50 Hz de valeurs supérieures à 100 A. Ce défaut est éliminé avec les **shunts coaxiaux**, dont, toutefois, l'emploi ne se justifie pas en électrotechnique du fait de l'existence de procédés plus pratiques exposés ci-après.

3.2 Transformateurs de courant

■ **Principe.** Ce transformateur est l'accessoire de base des mesures de courant et de puissance en **courant alternatif**. Son enroulement secondaire fournit un courant i_2 proportionnel et en phase avec le courant primaire i_1 , avec l'avantage d'un isolement galvanique, ce qui n'est pas le cas des tensions délivrées par les shunts.

Pour les courants supérieurs à 200 A, mais parfois à partir de 50 A, le primaire n'est constitué que d'une spire ($N_1 = 1$) ou d'un passage de barre tandis que le secondaire de N_2 spires débite sur une faible charge assimilable, en première analyse, à un court-circuit. Dans cette hypothèse, la tension délivrée par le secondaire étant estimée négligeable, il en est de même pour le courant magnétisant, ce qui se traduit par la relation :

$$N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0$$

d'où :

$$|I_2| = \frac{N_1}{N_2} |I_1|$$

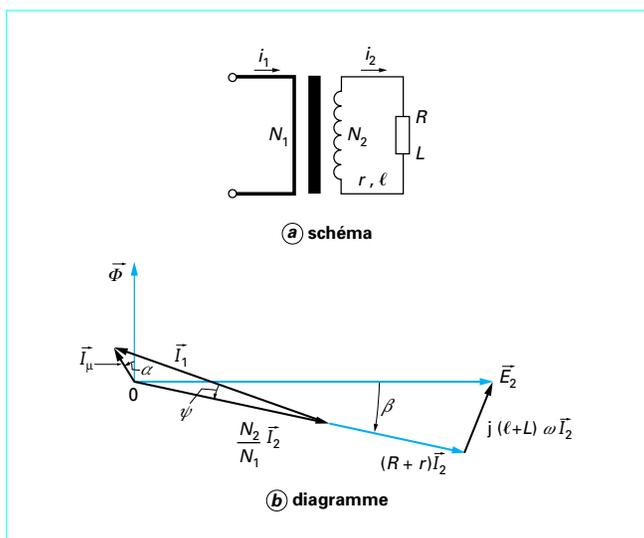


Figure 18 – Transformateur de courant : principe

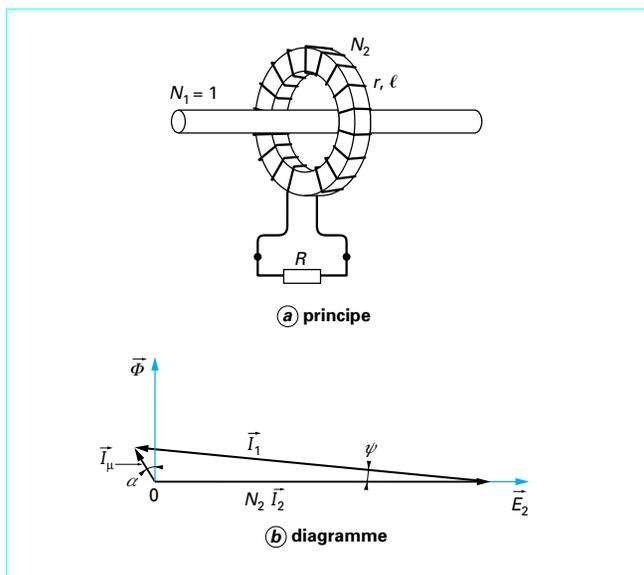


Figure 19 – Transformateur de courant torique sur charge résistive

En réalité, le secondaire présente une résistance r associée à une inductance de fuite ℓ (figure 18a) et le courant débite sur une charge présentant elle-même une résistance R et une inductance L .

Une tension E_2 est donc développée au secondaire à partir d'un flux Φ circulant dans le circuit magnétique, soit :

$$\underline{E}_2 = -jN_2\omega\Phi = (r+R)\underline{I}_2 + j\omega(\ell+L)\underline{I}_2$$

Par ailleurs, le flux Φ est généré par un courant magnétisant I_μ prélevé sur le courant primaire et de valeur :

$$I_\mu = I_1 + \frac{N_2}{N_1} I_2$$

Ce courant \vec{I}_μ présentant sur le flux $\vec{\Phi}$ un angle d'avance hystérétique α , on aboutit au diagramme de la figure 18b, dans lequel β représente le déphasage du courant secondaire \vec{I}_2 sur la tension secondaire \vec{E}_2 et ψ le déphasage final que présente le courant \vec{I}_2 sur le courant \vec{I}_1 . En désignant par Z la valeur de l'impédance de charge du secondaire, soit $Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$, le transformateur délivre une puissance apparente $S = ZI_2^2$, exprimée en voltampères.

Un transformateur de courant est, d'abord, défini par le courant nominal du primaire fournissant au secondaire une des valeurs normalisées 1 ou 5 A. On doit, ensuite, indiquer la puissance apparente en voltampères qu'il peut délivrer en respectant une certaine classe de précision incluant la limite d'erreur sur le rapport de transformation et la limite de déphasage entre courant secondaire et courant primaire suivant la norme NF C 42-502.

Aspect constructif. La disposition classique d'un transformateur de courant est celle d'un circuit magnétique torique comportant un bobinage de N_2 spires régulièrement réparties le long de la circonférence et de résistance r , tandis que le primaire se limite à un conducteur ($N_1 = 1$) traversant le tore suivant son axe (figure 19a). Dans une telle réalisation, l'inductance de fuite ℓ du secondaire est pratiquement négligeable et, si le circuit de mesure constituant la charge est purement résistif, ce qui est le cas pour des appareils de mesure numérique, la charge globale du secondaire se limite à une résistance $R + r$. Le courant \vec{I}_2 est alors en phase avec \vec{E}_2 et le diagramme de la figure 18b devient celui représenté sur la figure 19b.

L'écart entre le rapport I_1/I_2 et sa valeur théorique N_2/N_1 , qui constitue généralement l'erreur ε introduite par le transformateur sur la mesure de I_1 , dépend non seulement de l'importance relative du courant magnétisant mais aussi de l'angle d'avance hystérétique α caractérisant la puissance magnétisante absorbée.

Un calcul approximatif simple conduit pour un déphasage ψ inférieur à 2° à :

$$\varepsilon_R = \frac{\text{pertes fer}}{\text{puissance } E_2 I_2 \text{ délivrée par le secondaire}}$$

la notation ε_R indique que l'on se place dans le cas d'une charge purement résistive.

Précaution d'emploi. En régime normal, un transformateur de courant débite sur une charge de faible impédance en délivrant une tension de quelques volts associée à une faible induction de quelques milliteslas.

En cas d'ouverture de la charge secondaire, le courant primaire aimante le tore à saturation provoquant la génération, par l'enroulement secondaire, d'une tension de plusieurs centaines à plusieurs milliers de volts.

Il convient donc d'éviter absolument l'ouverture du circuit fermant le secondaire d'un transformateur de courant non muni d'un limiteur de surtension.

3.3 Transformateurs-pinces

Principe. C'est une réalisation de tore ouvrant permettant d'effectuer en toute sécurité des mesures de **courant alternatif** sans interruption préalable du circuit. Il constitue soit un simple accessoire d'appareil de mesure portatif, soit un ensemble de mesure autonome complet.

La figure 20a en donne un exemple : un tore circulaire régulièrement bobiné a été scié suivant un plan diamétral. Les faces des demi-circuits magnétiques en regard sont soigneuse-

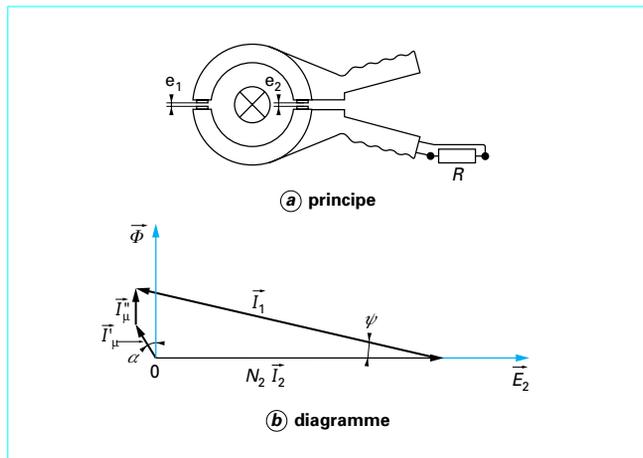


Figure 20 – Transformateur-pince avec deux entrefers

ment dressées de manière à limiter la réluctance du joint qui présente néanmoins deux entrefers e_1 et e_2 .

Le courant magnétisant I_μ est alors composé de deux termes (figure 20b) :

- le courant I'_μ de magnétisation du circuit avec un décalage α vis-à-vis du flux $\vec{\Phi}$;
- un courant complémentaire I''_μ de magnétisation des entrefers en phase avec $\vec{\Phi}$.

Il s'ensuit un accroissement significatif du déphasage Ψ de \vec{I}_2 vis-à-vis de \vec{I}_1 , mais un accroissement relativement faible de ε_R sous réserve que les entrefers e_1 et e_2 soient suffisamment faibles pour que le terme I''_μ reste modeste. Il est donc nécessaire de soigner la réalisation des faces terminales et leur maintien ultérieur en état de propreté.

Exemple : avec un circuit magnétique de 200 mm de circonférence moyenne présentant une perméabilité relative $\mu_r = 20\,000$ et deux entrefers $e_1 + e_2 = 10\ \mu\text{m}$, on a :

$$I''_\mu = I'_\mu$$

et le courant magnétisant est sensiblement doublé.

■ **Transformateur-pince à enroulement localisé.** Pour des facilités d'exploitation, certaines pinces sont réalisées avec des mâchoires dépourvues d'enroulement, ce dernier étant localisé sur une portion fixe du circuit magnétique (figure 21). Il apparaît, avec une telle géométrie, qu'un flux de fuite non négligeable Φ_f s'ajoute au flux utile Φ risquant même de conduire à la saturation des branches non bobinées du circuit si celles-ci sont de section insuffisante.

En tout état de cause, cette disposition provoque une inductance de fuite d'autant plus importante que le conducteur primaire P1 parcouru par I_1 est plus éloigné de l'enroulement secondaire B2. La présence de la réactance $L_f \omega$ provoque l'augmentation de l'impédance de charge qui entraîne celle de la tension E_2 et donc du courant magnétisant I_M . L'écart ε_R dépend donc du positionnement de P1 ce qui conduit certains fabricants à marquer par un repère la position du primaire qui a servi de base à l'ajustage du rapport de transformation de la pince.

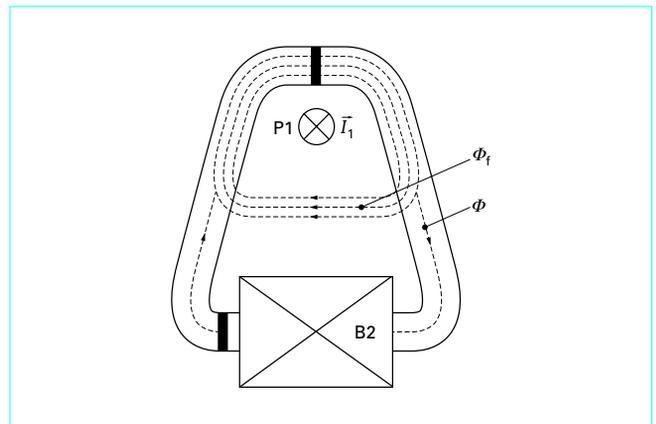


Figure 21 – Transformateur-pince à enroulement localisé

■ **Pince ampèremétrique.** En associant sur une même structure un transformateur-pince et un dispositif de mesure du courant alternatif délivré par l'enroulement secondaire on obtient un appareil de mesure des **courants alternatifs** sans contact galvanique, généralement multicalibre, très répandu chez les professionnels de l'électrotechnique.

Cet appareil, initialement équipé d'un indicateur magnéto-électrique associé à un redresseur est maintenant disponible sous forme numérique avec un convertisseur analogique répondant aux valeurs efficaces.

Certaines réalisations fournissent simultanément une indication pseudo-analogique sous forme d'un *bar-graph* à réponse rapide [R 945].

La mise en mémoire des valeurs efficaces moyennées sur quelques secondes est également prévue, pour pouvoir déterminer la valeur maximale de ce courant par exemple à l'occasion du démarrage d'un moteur.

On peut citer, comme pince de ce type, le modèle F3 de Chauvin-Arnoux.

■ **Pince harmonique.** Sous ce vocable sont désignées des pinces comportant un dispositif de numérisation rapide associé à des moyens d'analyse permettant, indépendamment du calcul de la valeur efficace, d'effectuer celui des harmoniques rang par rang jusqu'au vingt-cinquième.

Ces appareils sont alors en mesure de fournir :

- le **taux global de distorsion harmonique THD** :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1}$$

avec A_1 valeur efficace du fondamental et A_2, A_3, \dots, A_n celles des harmoniques de rangs 2, 3, ..., n ;

- le **facteur de distorsion DF** :

$$\text{DF} = \frac{\sqrt{A_0^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{\sqrt{A_0^2 + A_1^2 + A_2^2 + \dots + A_n^2}}$$

avec A_0 désignant la composante continue éventuelle.

L'appareil mesure également le **taux d'ondulation** d'un courant continu.

Il est aussi pourvu d'une entrée tension multicalibre permettant une analyse similaire des composantes de celle-ci.

3.4 Capteurs inductifs sans fer

3.4.1 Ceinture de Rogowski

■ Ce capteur de courant, représenté sur la figure 22, est constitué d'un bobinage fermé sur lui-même entourant le conducteur parcourant le courant i_1 à mesurer.

Il est réalisé sur un support amagnétique de section constante S et comporte N spires régulièrement enroulées. Pour une longueur L de bobinage, on peut donc définir un taux constant :

$$n = N/L$$

de spires par unité de longueur. Pour rendre cette bobine insensible à un champ magnétique extérieur, la sortie du bobinage est ramenée à l'entrée par un conducteur introduit à l'intérieur du support.

Sous réserve de réaliser le bobinage conformément aux conditions énoncées, le calcul montre que ce capteur délivre une tension :

$$e_2 = \mu_0 n S \frac{di_1}{dt}$$

avec μ_0 perméabilité du vide qui est à la fois indépendante de la forme du contour R et de la position du conducteur à l'intérieur de celui-ci.

On conçoit effectivement que, en augmentant, par exemple, le nombre de spires et en conservant le nombre n de spires par centimètre inchangé, on augmentera simultanément la longueur L , réduisant l'induction dans le même rapport, ce qui conduira à la même valeur efficace pour e_2 .

■ Pour obtenir la valeur du courant de i_1 il faut réaliser une opération d'intégration avec, par exemple, le circuit représenté figure 23.

En faisant, en première analyse, abstraction de la résistance R_2 , on obtient :

$$i_2 = \frac{e_2}{R_1}$$

et :

$$u_S = - \frac{1}{C} \int i_2 dt = \mu_0 \frac{nS}{CR_1} i_1$$

La résistance R_2 a pour objet de compenser automatiquement la tension de décalage de l'amplificateur avec, en contrepartie, une limitation du domaine de mesure aux **très basses fréquences**.

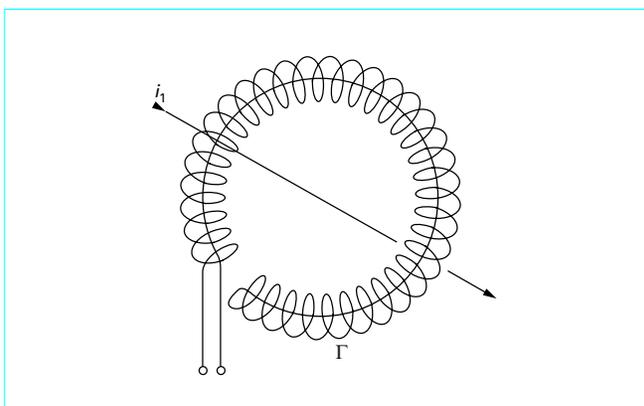


Figure 22 – Ceinture de Rogowski

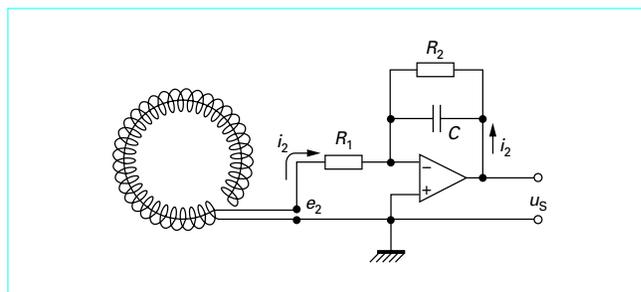


Figure 23 – Utilisation en basse fréquence d'une ceinture de Rogowski

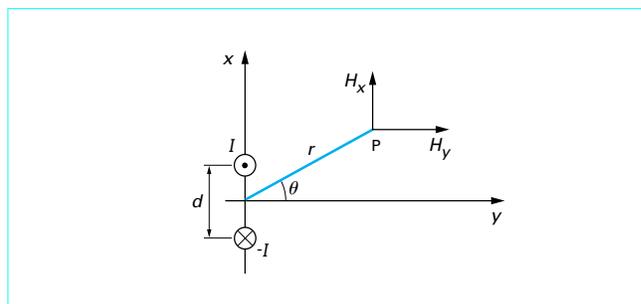


Figure 24 – Capteur deux fils : utilisation du champ magnétique

3.4.2 Capteur deux fils

Les capteurs inductifs décrits précédemment sont sensibles au passage du courant dans un fil, mais fournissent un résultat nul lorsqu'ils enserrent un câble comportant dans la même gaine deux fils parcourus par deux courants identiques et de sens contraires. Le « capteur deux fils », dont une formule imaginée par une société irlandaise (Suparules limited) a été introduite en France par Métrix, réussit à résoudre cette gageure, en exploitant l'existence d'un champ magnétique non nul au voisinage des deux conducteurs.

■ En un point P de coordonnées polaires r et θ (figure 24), les composantes H_x et H_y du champ magnétique H , créé par les deux conducteurs respectivement parcourus par les courants I et $-I$, ont pour valeurs :

$$H_x = \frac{2I d r^2 \cos \theta \sin \theta}{2\pi \left\{ \left(r^2 + \frac{d^2}{4} \right)^2 - d^2 r^2 \sin^2 \theta \right\}}$$

$$H_y = \frac{I}{2\pi} \left[\frac{r^2 d (2 \sin^2 \theta - 1) - \frac{d^3}{4}}{\left(r^2 + \frac{d^2}{4} \right)^2 - d^2 r^2 \sin^2 \theta} \right]$$

L'amplitude du champ résultant $|H| = \sqrt{H_x^2 + H_y^2}$ a pour valeur :

$$|H| = \frac{I d}{2\pi r^2} \sqrt{\frac{1 - \frac{d^2}{2r^2} (2 \sin^2 \theta - 1) + \left(\frac{d^2}{4r^2} \right)^2}{\left(1 + \frac{d^2}{4r^2} \right)^2 - \frac{d^2}{r^2} \sin^2 \theta}}$$

En supposant que $\frac{d}{r}$ est inférieur à $\frac{1}{3}$, on peut considérer que l'amplitude du champ résultant H est pratiquement constante en fonction de θ et égale à $\frac{Id}{2\pi r^2}$.

Avec $\frac{d}{r} = \frac{1}{3}$ et en se limitant à négliger le terme $\frac{d^4}{4r^4}$, on obtient pour la valeur maximale de H :

$$|H|_{\max} = \frac{Id}{2\pi r^2 \left(1 - \frac{d^2}{4r^2}\right)} \quad \text{avec } \theta = 90^\circ$$

et pour la valeur minimale :

$$|H|_{\min} = \frac{Id}{2\pi r^2 \left(1 + \frac{d^2}{4r^2}\right)} \quad \text{avec } \theta = 0$$

ce qui correspond à une variation de $\pm 3\%$ de $|H|$ par rapport à sa valeur approchée $\frac{Id}{2\pi r^2}$.

■ Les composantes H_x et H_y du champ H sont définies au moyen de deux jeux de quatre bobines.

● Sur la figure 25 on a représenté schématiquement les quatre bobines destinées à la mesure de la composante H_y .

La somme des tensions ($V_2 + V_2'$) des deux bobines B_2 et B_2' est retranchée de celle ($V_1 + V_1'$) des deux bobines plus rapprochées B_1 et B_1' de valeur sensiblement plus élevée soit :

$$V_y = (V_1 + V_1') - (V_2 + V_2')$$

Par contre, les tensions induites résultant d'un champ parasite localement uniforme se trouvent annulées.

● Quatre autres bobines disposées perpendiculairement aux précédentes permettent d'obtenir une tension V_x proportionnelle à la composante H_x du champ H .

● En effectuant le calcul :

$$|V| = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$$

on pourra en déduire I .

Pour ce faire, les tensions V_x et V_y sont amplifiées, redressées, filtrées et numérisées pour être transmises à un microcontrôleur qui effectue la sommation des carrés et l'extraction de la racine.

● Il faut toutefois pouvoir entrer préalablement les paramètres d et r .

Les spécifications des fournisseurs de câble donnent la distance d . Par ailleurs, le câble se trouve positionné et serré entre deux mâchoires dont l'une, mobile, entraîne la rotation d'un potentiomètre qui fournit une tension représentant la dimension du diamètre du câble, d'où l'on pourra déduire le paramètre r qui sera entré dans le calculateur.

● Dans le cas d'un câble méplat ou ovale, on pourra se placer dans le positionnement favorable correspondant à la figure 25 c'est-à-dire $\theta = 90^\circ$ et n'utiliser qu'un jeu de quatre bobines avec l'avantage d'éliminer l'incertitude de $\pm 3\%$ évoquée précédemment.

L'appareil se prête également à la mesure du courant circulant dans un seul fil. Un commutateur réalise, dans ce cas, l'inversion des liaisons du jeu des bobines de gauche B_1' et B_2' avec celui des bobines de droite B_1 , B_2 tout en conservant l'annulation de l'effet d'un champ perturbateur.

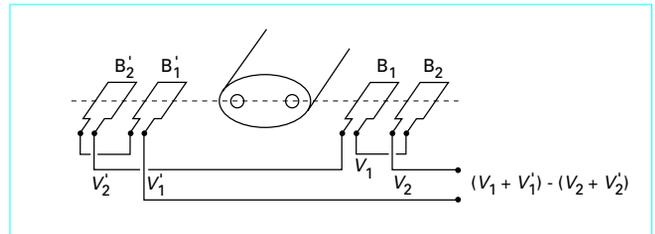


Figure 25 – Capteur deux fils : réalisation

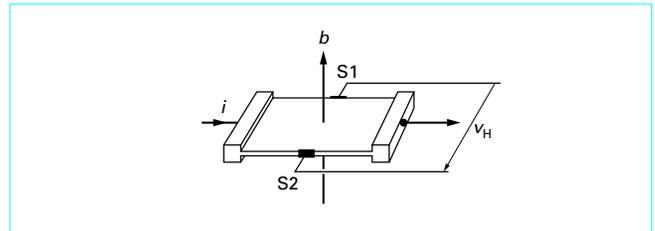


Figure 26 – Générateur à effet Hall : principe

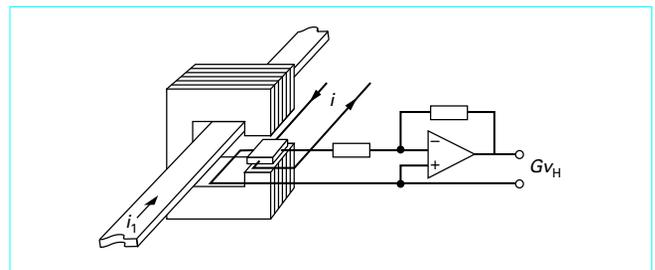


Figure 27 – Capteur à effet Hall

3.5 Capteurs à effet Hall en boucle ouverte

■ Le **générateur à effet Hall** (figure 26) exploite la propriété de certains semiconducteurs, tels que le phosphore-arséniure d'indium, taillés sous forme de plaquettes minces, de fournir une tension de sortie v_H proportionnelle, d'une part, au courant d'excitation i et, d'autre part, à la valeur d'un champ d'induction b qui lui est appliqué transversalement [R 1 125], soit :

$$v_H = k_1 i b \quad (14)$$

avec k_1 coefficient de sensibilité en volts par ampère-tesla (V/AT).

Les électrodes de sortie S1, S2 doivent être soudées sur une même équipotentielle pour annuler v_H pour un champ b nul. Dans le cas contraire, cette *tension d'offset* doit être compensée en lui opposant une tension de signe contraire présentant une variation similaire en fonction de la température. Par ailleurs, S1, S2 et le circuit de sortie constituent une boucle soumise à un flux magnétique qui, s'il est alternatif, induit une tension parasite. On l'annule en lui opposant une contre-tension générée dans une boucle annexe traversée par un flux en phase avec le précédent.

■ Pour réaliser un **capteur de courant**, le générateur de Hall est placé dans l'entrefer d'un circuit magnétique traversé par le conducteur parcouru par le courant i_1 (figure 27). Sous réserve que

le matériau magnétique présente un faible champ coercitif et que l'entrefer ait été convenablement dimensionné, il existe une relation de proportionnalité entre la valeur de l'induction b et le courant i_1 soit :

$$b = k_2 i_1$$

d'où, avec la relation (14) :

$$v_H = k_1 k_2 i i_1 \tag{15}$$

La tension fournie n'étant que de quelques dizaines de millivolts nécessite une amplification avant conversion analogique-numérique.

Ce procédé autorise la mesure de **courants continus**, avec l'avantage de procurer un isolement galvanique entre la tension de mesure et le conducteur. Il peut également être réalisé sous forme de pince qui permet alors la mesure à la fois des **courants continus et alternatifs**.

3.6 Transformateurs à compensation d'ampères-tours

■ Dans ce procédé, le capteur comporte un enroulement secondaire de N_2 spires alimenté par un générateur qui fournit un courant i_2 tel que les ampères-tours $N_2 i_2$ soient de valeur égale et opposée aux ampères-tours primaires, primaire se limitant souvent au passage d'une barre ou d'un câble (figure 28). L'égalité des ampères-tours conduit à l'annulation de l'induction dans le circuit magnétique. Sur la figure 28, un générateur à effet Hall placé dans un entrefer pratiqué dans le circuit magnétique assure le rôle de détecteur de zéro. En fait, un léger écart est nécessaire pour fournir à l'amplificateur différentiel A un signal qui assure la commande du niveau d'amplitude et du sens du courant secondaire i_2 à partir des deux pôles $+A\ell$ et $-A\ell$ d'une source auxiliaire de façon à rendre quasi nul l'écart entre les ampères-tours primaires et secondaires.

Notons que le rôle du générateur à effet Hall se limite à la détection d'un faible champ d'induction et que ses défauts éventuels de linéarité n'interviennent pas dans la précision de la mesure. Il doit toutefois être choisi (ou réalisé) de manière à présenter une tension d'offset nulle et la mesure reste tributaire de la qualité du circuit magnétique et du dimensionnement relatif de l'entrefer.

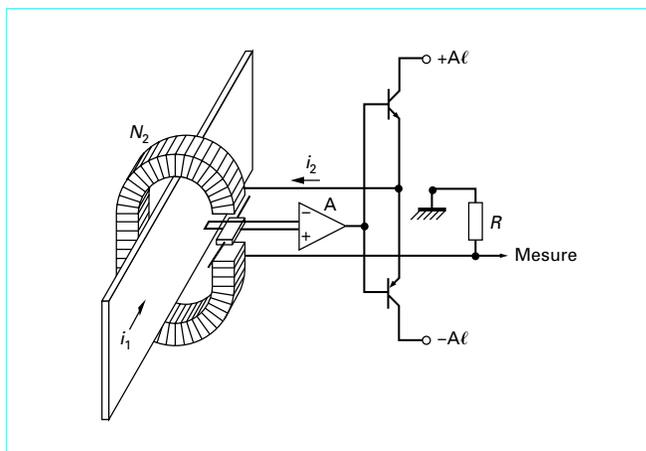


Figure 28 – Transformateur à compensation d'ampères-tours détectée par générateur à effet Hall

■ Ce dispositif autorise une incertitude de mesure de l'ordre de 0,5 % pour les **courants continus et alternatifs** en apportant, dans le cas de ces derniers, l'avantage d'un moindre encombrement du circuit magnétique qui n'est plus tributaire de la puissance à fournir au circuit de mesure. En contrepartie, il nécessite une alimentation auxiliaire d'une puissance non négligeable, ce qui l'écarte généralement de son application à la réalisation des appareils portatifs.

4. Mesure des puissances en courant alternatif de fréquences industrielles

4.1 Généralités

4.1.1 Définitions

La **puissance fournie** à l'instant t par une source de tension sinusoïdale :

$$v = v_B - v_A = \sqrt{2} V \cos \omega t$$

débitant dans une impédance Z un courant :

$$i = \sqrt{2} I \cos(\omega t - \varphi)$$

compté positivement quand il s'écoule de B vers A (figure 29) est :

$$\begin{aligned} p &= vi = 2VI \cos \omega t \cdot \cos(\omega t - \varphi) \\ &= VI \cos \varphi + VI \cos(2\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

Le premier terme $VI \cos \varphi$ est la **puissance active** ou moyenne P fournie par la source S (figure 30).

Le second terme appelé **puissance fluctuante** est une composante ondulatoire de fréquence $2f$ matérialisant un échange de puissance entre la charge Z et la source S. La présence de cette composante peut constituer une source d'erreur dans les mesures échantillonnées qui ne seraient pas intégrées sur un nombre entier de demi-périodes de la fréquence fondamentale f .

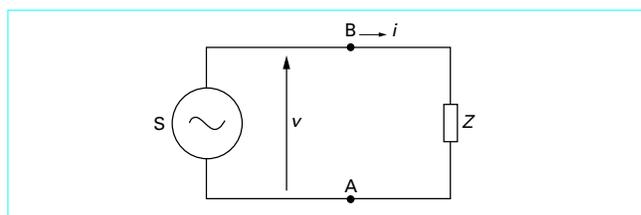


Figure 29 – Définition de la puissance fournie par une source S

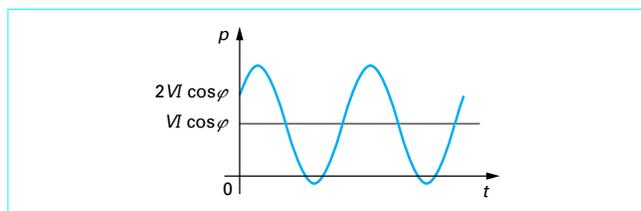


Figure 30 – Puissance instantanée

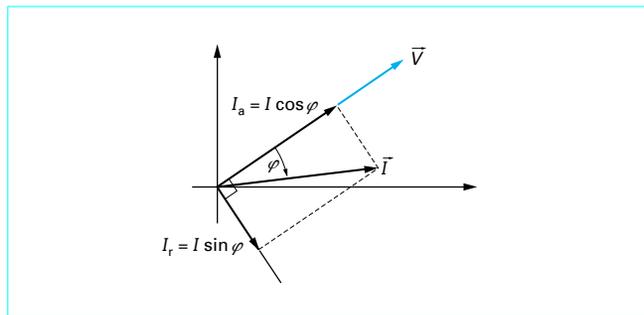


Figure 31 – Composantes active et réactive du vecteur courant I

■ À partir de la représentation vectorielle des tensions et des courants (figure 31), la valeur de la **puissance active** est égale au produit scalaire des vecteurs \vec{V} et \vec{I} soit :

$$P = \vec{V} \cdot \vec{I} \tag{16}$$

Le vecteur \vec{I} peut être considéré comme la somme de deux vecteurs :

- la composante **active**, appelée aussi composante **wattée**, en phase avec \vec{V} et d'amplitude $I_a = I \cos \varphi$;
- la composante **réactive**, déphasée de $-\frac{\pi}{2}$ par rapport à \vec{V} et d'amplitude $I_r = I \sin \varphi$.

Les déphasages *arrière* étant, par convention, comptés positivement, la composante réactive I_r prend une valeur négative pour les déphasages *avant*.

■ La composante réactive I_r , dite parfois composante **déwattée**, résulte de la présence dans la charge d'un élément inductif ou capacitif. Le produit :

$$Q = VI_r = VI \sin \varphi$$

est appelé **puissance réactive**. C'est, de la même façon, le produit scalaire du vecteur \vec{I} avec le vecteur $-\vec{jV}$ noté $V \angle -\frac{\pi}{2}$. I , soit :

$$Q = \vec{V} \angle -\frac{\pi}{2} \cdot \vec{I} \tag{17}$$

■ La **puissance apparente** S a pour expression :

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{18}$$

La puissance apparente S est exprimée en voltampères alors que les puissances actives P et réactives Q sont respectivement exprimées en watts et en vars.

■ Le rapport entre puissance active P et puissance apparente Q est appelé **facteur de puissance**. Pour des courants et tensions sinusoïdaux il a pour valeur $\cos \varphi$ avec :

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \tag{19}$$

et :

$$\varphi = \arctan Q/P \tag{20}$$

4.1.2 Importance des erreurs de déphasage

L'intensité de courant fournie aux dispositifs de mesure wattmétriques provient généralement d'un transformateur de courant sus-

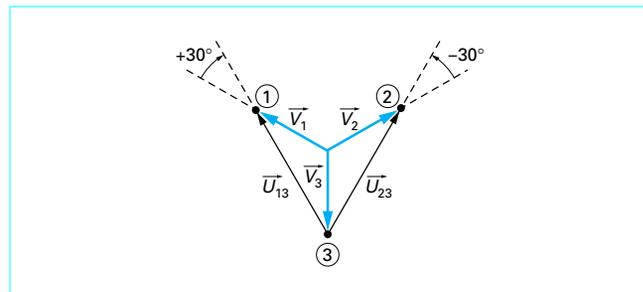


Figure 32 – Méthode des deux wattmètres pour réseau triphasé à trois fils : diagramme des tensions

ceptible d'introduire un déphasage complémentaire ψ . Dans ce cas, on mesurera non pas $VI \cos \varphi$ mais :

$$VI \cos (\varphi + \psi) = VI (\cos \varphi \cos \psi - \sin \varphi \sin \psi)$$

Pour ψ petit, $\cos \psi \approx 1$ et $\sin \psi \approx \psi$ (exprimé en radians), de telle sorte que l'erreur commise de ce fait est égale à $-VI \psi \sin \varphi$ et l'erreur relative à $-\psi \tan \varphi$.

Pour un transformateur de courant de classe 1, la norme CEI 60185 (NF C 42-502) tolère un déphasage de 1° soit 0,017 rad.

Pour une mesure effectuée à $\cos \varphi = 0,7$ soit $\tan \varphi = 1,02$, ce déphasage parasite provoque une erreur relative de 1,7 % (ou de 1,2 % rapportée à la puissance apparente S) c'est-à-dire une erreur généralement non négligeable.

Pour des mesures précises de puissance, il convient de choisir des capteurs de courant introduisant des déphasages inférieurs à 1° .

4.1.3 Mesure des puissances sur réseaux triphasés équilibrés et déséquilibrés

Un réseau triphasé délivre trois tensions (figure 32) respectivement déphasées de 120° (ou $2\pi/3$).

Par convention, les déphasages en retard sont comptés positivement.

■ Dans le cas d'une **distribution à quatre fils** c'est-à-dire disposant du neutre, les trois tensions disponibles V_1, V_2, V_3 , dites tensions simples, sont énoncées dans le sens des retards croissants.

Quel que soit l'état de déséquilibre du réseau, la puissance délivrée par le réseau a pour expression :

$$P = \vec{V}_1 \cdot \vec{I}_1 + \vec{V}_2 \cdot \vec{I}_2 + \vec{V}_3 \cdot \vec{I}_3 \tag{21}$$

- Si le réseau est **équilibré en tension et en courant** :

$$|V_1| = |V_2| = |V_3|$$

$$|I_1| = |I_2| = |I_3|$$

et on pourra se limiter à une mesure sur une seule phase avec :

$$P = 3 \vec{V}_1 \cdot \vec{I}_1$$

- Pour un réseau **équilibré en tension et non en courant**, la relation :

$$\vec{V}_1 + \vec{V}_2 + \vec{V}_3 = 0$$

permettra de se limiter à deux mesures :

$$P = \vec{V}_1 (\vec{I}_1 - \vec{I}_3) + \vec{V}_2 (\vec{I}_2 - \vec{I}_3) \quad (22)$$

■ Par ailleurs, il existe fréquemment des **réseaux à trois fils** ne comportant pas de neutre distribué.

Les trois tensions disponibles, dites tensions composées, également déphasées respectivement de 120° (figure 32) sont :

$$\vec{U}_{21} = \vec{V}_2 - \vec{V}_1$$

$$\vec{U}_{32} = \vec{V}_3 - \vec{V}_2$$

$$\vec{U}_{13} = \vec{V}_1 - \vec{V}_3$$

Quel que soit l'état de déséquilibre du réseau, la relation :

$$\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3 = 0$$

est satisfaite ce qui permet d'exprimer la puissance P sous la forme :

$$P = (\vec{V}_1 - \vec{V}_3) \cdot \vec{I}_1 + (\vec{V}_2 - \vec{V}_3) \cdot \vec{I}_2 = \vec{U}_{13} \cdot \vec{I}_1 + \vec{U}_{23} \cdot \vec{I}_2 \quad (23)$$

Il est important de noter que, pour un déphasage nul des courants \vec{I}_1 et \vec{I}_2 (c'est-à-dire en phase avec les tensions simples \vec{V}_1 et \vec{V}_2), il existe un déphasage de $\pm 30^\circ$ respectivement avec les tensions composées \vec{U}_{13} et \vec{U}_{23} (figure 32). Quand les **déphasages** des courants \vec{I}_1 et \vec{I}_2 prennent des valeurs supérieures à 60° (soit des $\cos \varphi$ inférieurs à 0,5), l'un des deux termes de la relation (23) devient négatif.

Si l'on ne connaît pas la valeur du déphasage, il convient, en conséquence, de respecter fidèlement le sens des branchements des entrées « courant » et « tension » des deux wattmètres sans penser, *a priori*, que leurs résultats doivent s'ajouter arithmétiquement. Dans le cas fréquent, pour les appareils de contrôle, où le capteur de courant est une pince, le sens des entrées « courant » dépend du positionnement de la pince qui comporte un repère à cet usage.

4.1.4 Mesure des puissances réactives

Pour effectuer la mesure des puissances réactives, on doit, conformément à la relation (17), substituer aux tensions figurant dans les relations (21), (22), et (23) des tensions respectivement déphasées de $-\pi/2$ c'est-à-dire de $+90^\circ$ avec la convention adoptée pour la mesure des déphasages.

La réalisation d'un tel déphasage au moyen de circuits R, C est tributaire d'une variation de la fréquence. Sachant que l'on peut généralement tabler sur un bon équilibrage des tensions du réseau, on lui préfère, dans le cas des mesures analogiques directes, l'exploitation des déphasages existant entre les tensions distribuées.

Ainsi pour les **réseaux** triphasés à **quatre fils**, on substituera respectivement à $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$ les tensions $\vec{U}_{23}, \vec{U}_{31}$ et \vec{U}_{12} qui présentent le déphasage requis mais avec des amplitudes dans un rapport $\sqrt{3}$ d'où :

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} (\vec{U}_{23} \cdot \vec{I}_1 + \vec{U}_{31} \cdot \vec{I}_2 + \vec{U}_{12} \cdot \vec{I}_3) \quad (24)$$

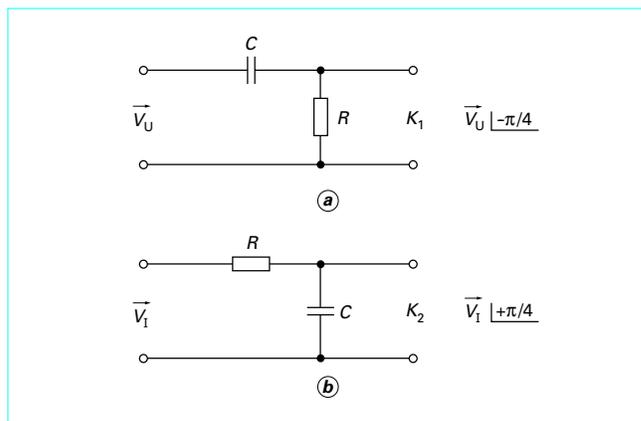


Figure 33 - Déphaseur compensé pour mesures varométriques

Le réseau étant supposé équilibré en tension, on pourra aussi utiliser la relation (22) en substituant \vec{U}_{23} à \vec{V}_1 et \vec{U}_{31} à \vec{V}_2 et en appliquant le même coefficient correcteur $1/\sqrt{3}$:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [\vec{U}_{23} \cdot (\vec{I}_1 - \vec{I}_3) + \vec{U}_{31} \cdot (\vec{I}_2 - \vec{I}_3)] \quad (25)$$

Cette relation convient également à la mesure des puissances réactives sur les **réseaux à trois fils équilibrés en tension**.

4.1.5 Déphaseur compensé pour la mesure des puissances réactives

Associé à l'emploi de dispositifs électroniques de mesures wattométriques, on a pu réaliser une association de deux circuits déphaseurs qui fournissent le déphasage nécessaire aux mesures varométriques en supprimant pratiquement l'influence de variations limitées de la fréquence.

Partant des tensions \vec{V}_U et \vec{V}_I , respectivement représentatives de la tension et du courant, dont on doit faire le produit pour obtenir la valeur de la puissance réactive soit :

$$Q = \vec{V}_U \overset{-\pi/2}{\parallel} \vec{V}_I,$$

on utilise deux circuits RC dont l'un provoque un déphasage arrière de $-\pi/4$ sur \vec{V}_U et l'autre un déphasage avant de $+\pi/4$ sur \vec{V}_I ; ils s'ajoutent pour fournir le déphasage souhaité de $-\pi/2$ (figure 33).

Lors de petites variations de f , ces deux déphasages subissent des variations égales et de signes contraires, laissant leur somme inchangée.

Par ailleurs les coefficients K_1 et K_2 définissant les amplitudes des tensions délivrées soit :

$$K_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}$$

et :

$$K_2 = \frac{RC\omega}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}$$

présentent également des variations relatives égales et opposées de telle sorte que le produit K_1 et K_2 reste pratiquement constant.

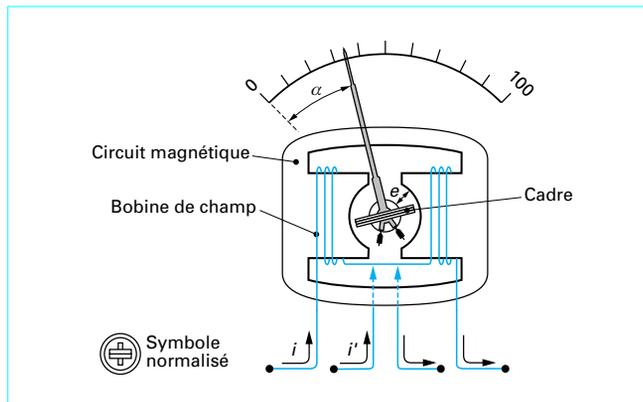


Figure 34 – Indicateur ferro-dynamique

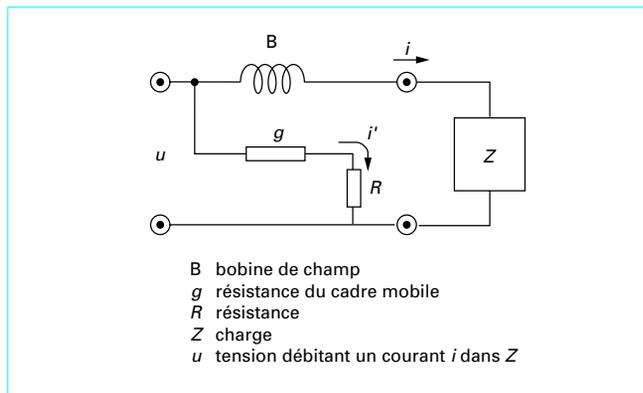


Figure 35 – Wattmètre ferro-dynamique

4.2 Mesures analogiques directes

Les indicateurs électrodynamiques et ferro-dynamiques se prêtent immédiatement à la mesure des puissances et nous décrivons ici rapidement le second pour mémoire.

■ L'indicateur ferro-dynamique (figure 34) peut être considéré comme un galvanomètre à cadre mobile dans lequel l'induction B dans l'entrefer est générée par une bobine de champ parcourue par un courant i .

Le cadre de son côté est parcouru par un courant i' ; il sera soumis à un couple proportionnel au produit ii' conduisant, si l'induction radiale B dans l'entrefer est uniforme, à une déviation de l'équipage mobile proportionnelle à ce produit.

■ Pour fonctionner en wattmètre (figure 35), il suffit de rendre i' proportionnel à la tension u au moyen d'une résistance série R et que la bobine de champ B soit parcourue par le courant i débité dans la charge Z . Pour corriger le déphasage de l'induction dans l'entrefer vis-à-vis du courant i , on doit, au moyen d'un circuit convenable, déphaser i , du même angle.

Le cadre mobile (de résistance g) doit être dépourvu de carcasse et l'amortissement doit être obtenu par un dispositif annexe généralement constitué par un volet solidaire de l'équipage et se déplaçant dans une cage fermée.

4.3 Wattmètres numériques à effet Hall

Le générateur à effet Hall (§ 3.5) se prête lui aussi directement à la réalisation d'un multiplicateur applicable aux mesures de puissance. En se reportant à la figure 28, on voit qu'en rendant le courant de polarisation i proportionnel à la tension u , soit :

$$i = \frac{u}{R}$$

la relation (15) devient :

$$v_H = \frac{k_1 k_2}{R} u i_1 \quad (26)$$

La tension de sortie v_H se trouve donc proportionnelle à la puissance. Cette relation, valable en courant continu est également exploitable en courant alternatif sous les réserves formulées au paragraphe 3.5 pour les capteurs de courant et en supposant que l'induction dans l'entrefer est en phase avec le courant i_1 .

En général, on doit compenser le déphasage arrière ψ provoqué par les pertes fer en provoquant un déphasage arrière identique de i par rapport à la tension u .

L'amplificateur de la tension v_H doit par ailleurs être associé à un filtre éliminant la composante alternative du produit $u i_1$ avant transmission au convertisseur analogique-numérique (filtrage pouvant être réduit avec un CAN à double rampe, § 1.1.2.2).

Ce procédé se prête à la réalisation de **pincés wattmétriques** et a également été exploité pour la réalisation de **compteurs** dans le domaine des faibles puissances. Pour cette utilisation, un nouveau semi-conducteur d'arséniure de gallium, d'indium et d'aluminium produit par Picogiga à partir d'une étude du CNRS (Montpellier 2) a permis de réduire la dérive thermique dans le rapport 3 et de bénéficier d'une sensibilité supérieure, autorisant une large dynamique.

4.4 Wattmètres numériques avec multiplicateur à rapport cyclique (TDM)

■ Pour obtenir une valeur proportionnelle au produit de deux grandeurs x et y , la grandeur x est matérialisée en grandeur et en signe au moyen d'un modulateur sous forme d'un rapport, dit **rapport cyclique**, qui lui est proportionnel :

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = kx$$

La période du cycle est $T_1 + T_2$ et, durant celui-ci, la grandeur $+y$ est intégrée durant le temps T_1 et son opposé $-y$ durant le temps T_2 de telle sorte que la valeur moyenne du résultat se trouve proportionnelle au produit xy soit :

$$V_S = \frac{yT_1 - yT_2}{T_1 + T_2} = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} y = kxy \quad (27)$$

Pour pouvoir appliquer ce procédé au produit de deux grandeurs telles qu'une tension et un courant alternatifs de période T , il est nécessaire que l'on puisse considérer que x et y restent pratiquement constants durant le cycle $T_1 + T_2$ ce qui implique que celui-ci soit petit devant la période T .

Une formule rigoureuse pour réaliser cette modulation est représentée (figure 36). La tension v_x est comparée à celle $e(t)$ d'un oscillateur générant une tension symétrique en dents de scie variant linéairement de $-V_{ref}$ à $+V_{ref}$ en un temps $(T_1 + T_2)/2$ et ensuite de $+V_{ref}$ à $-V_{ref}$ dans le même temps :

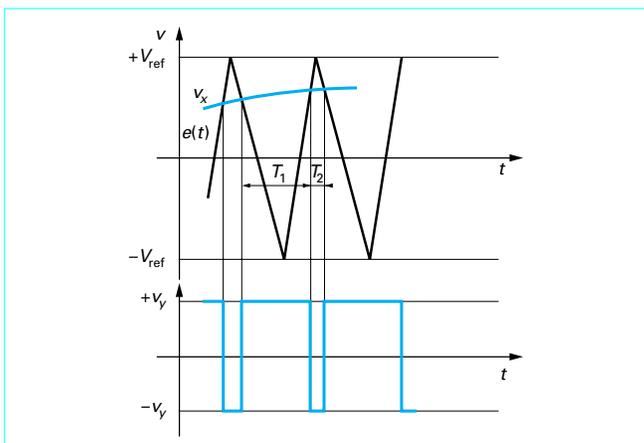


Figure 36 – Multiplieur à rapport cyclique (Time Division Multiplier) : principe

— quand $v_x > e(t)$, c'est-à-dire durant le temps T_1 , un commutateur analogique applique la tension $+v_y$ à l'entrée de l'intégrateur ;

— pour $v_x < e(t)$, c'est-à-dire durant le temps T_2 , il applique la tension $-v_y$.

On voit immédiatement que les temps T_1 et T_2 sont définis par :

$$\frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{V_{ref} + v_x}{2V_{ref}}$$

et :

$$\frac{T_2}{T_1 + T_2} = \frac{V_{ref} - v_x}{2V_{ref}}$$

On en déduit :

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{v_x}{V_{ref}}$$

ce qui conduit pour le résultat de l'intégration [cf. relation (27)] à :

$$V_S = \frac{v_x v_y}{V_{ref}}$$

Pour satisfaire à la condition que l'on vient d'énoncer pour les temps, dans le cas de signaux à la fréquence de 50 Hz, la fréquence du signal triangulaire de modulation doit être de plusieurs dizaines de kilohertz.

Ce type de multiplieur, qui s'est largement développé durant les années soixante-dix, s'est révélé très précis ; associé à des voltmètres indicateurs numériques, il a permis la réalisation de **wattmètres de précision** (de classe inférieure à 0,1) qui ont supplanté les références métrologiques antérieures, notamment les wattmètres électrodynamiques.

Une **version simplifiée** a été utilisée pour la réalisation de convertisseurs fournissant en sortie soit un courant continu destiné à la télémessure sur deux fils, soit une tension continue suivie d'une conversion analogique-numérique. On peut citer comme wattmètre portatif de ce type : NUWATT de Chauvin-Arnoux.

4.5 Wattmètres à multiplieurs numériques

Les procédés de numérisation rapide par échantillonnage (§ 1.1.2.4) permettent actuellement d'utiliser les moyens de calcul en temps réel de l'informatique pour élaborer, à grande vitesse, les

produits des échantillons des valeurs instantanées de la tension et du courant et d'en effectuer ensuite la somme et la moyenne pour obtenir ainsi une mesure de la puissance.

Pour limiter le coût des CAN, on est amené à n'utiliser qu'un seul convertisseur qui opère successivement sur les échantillons des signaux *tension* et des signaux *courant* pris en mémoire, en principe au même instant pour éviter d'introduire un déphasage parasite.

Ces opérations sont pilotées par un microprocesseur à partir d'un logiciel propre à chaque constructeur. Les précisions obtenues sont comparables à celles réalisées avec les multiplieurs à rapport cyclique (§ 4.4), avec l'avantage annexe que les échantillons numérisés peuvent servir à élaborer d'autres grandeurs telles que les valeurs efficaces, les valeurs crêtes, les facteurs de puissance, la fréquence, etc.

4.6 Énergimètres

Il peut être nécessaire non seulement de mesurer la valeur de la puissance consommée à un instant déterminé, mais aussi, dans le cas où cette puissance évolue notablement dans le temps, de mesurer sa valeur moyenne sur une durée définie. Cette durée pourra être par exemple 10 min, qui sert de base à l'EDF pour la souscription de ses contrats de fourniture. Ceux-ci limitent également le niveau relatif de l'énergie réactive durant la même période ; il conviendra donc également de l'évaluer.

■ Les **énergimètres** sont des appareils destinés aux mesures de puissance sur les réseaux triphasés ; ils disposent d'une mémoire interne pour l'enregistrement des valeurs ainsi calculées pour une exploitation ultérieure. Ils mesurent, par ailleurs, tensions et courants en valeurs efficaces, calculent le facteur de puissance et la valeur des capacités à prévoir pour compenser la consommation de puissance réactive. Ils disposent également d'alarmes configurables (on peut citer comme appareil de ce type : Prowatt 3 de Chauvin-Arnoux).

■ Les **énergimètres analyseurs**, utilisant les procédés de numérisation rapide par échantillonnage, effectuent, par ailleurs, le calcul des harmoniques, ainsi que leurs déphasages relatifs pour les tensions et les courants par rapport à l'onde fondamentale de tension. En particulier, le déphasage φ_1 de l'onde fondamentale du courant par rapport à l'onde fondamentale de tension permet de calculer le **facteur de puissance de déplacement** $\cos \varphi_1$; celui-ci doit être de préférence utilisé pour définir la valeur des capacités de compensation d'énergie réactive en cas de présence notable d'harmoniques.

Certains modèles de faible encombrement calculent la puissance fournie à une charge triphasée équilibrée à partir d'une mesure wattmétrique sur une seule phase [Fluke 41 B]. D'autres, plus largement dimensionnés, mesurent les puissances fournies à des charges triphasées éventuellement non équilibrées trois ou quatre fils avec visualisation des courbes de charge et édition des résultats par une imprimante intégrée (par exemple, Chauvin-Arnoux : CA 8310 ; Zes Zimmer : LMG 310).

5. Mesure des résistances

Nous nous limiterons ici à décrire les procédés comparatifs de mesures analogiques et numériques qui sont les seuls pratiquement utilisés dans les appareils de contrôle en électrotechnique.

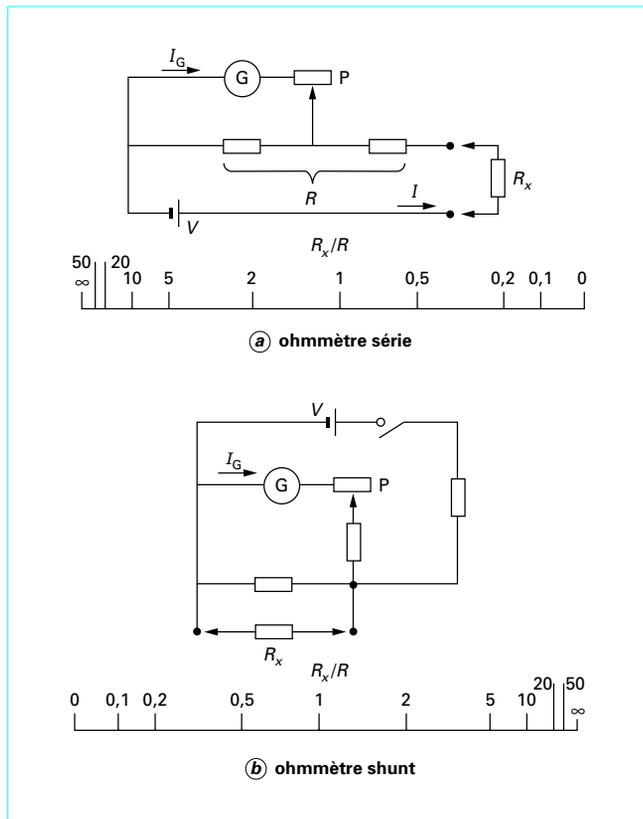


Figure 37 – Ohmmètres à aiguille

5.1 Ohmmètres analogiques

La figure 37 représente les schémas de principe des deux types d'ohmmètre utilisant un galvanomètre magnétoélectrique à aiguille.

■ Dans le cas d'un **ohmmètre série** (figure 37a), les bornes sont initialement court-circuitées et le potentiomètre P, dit de tarage, est ajusté pour amener l'aiguille en fin d'échelle, c'est-à-dire au point gradué 0. En désignant par R la résistance interne de l'appareil vue de ses bornes et I₀ et le courant débité alors par la source continue de tension V, on a :

$$I_0 = V/R$$

En remplaçant le court-circuit par la résistance R_x à mesurer, le courant prend la valeur :

$$I_x = \frac{V}{R + R_x}$$

de sorte que :

$$\frac{I_x}{I_0} = \frac{R}{R + R_x}$$

est indépendant de la valeur de V.

Ce rapport est également celui des courants I_{Gx}/I_{G0} traversant l'indicateur, et, dans le cas d'une réponse linéaire de ce dernier, on en déduit la forme d'échelle représentée sur la figure 37a.

■ Pour mesurer des résistances de faibles valeurs, soit pratiquement inférieures à 10 Ω, l'**ohmmètre shunt** (figure 37b) est mieux adapté en minimisant, toutes choses égales par ailleurs, la

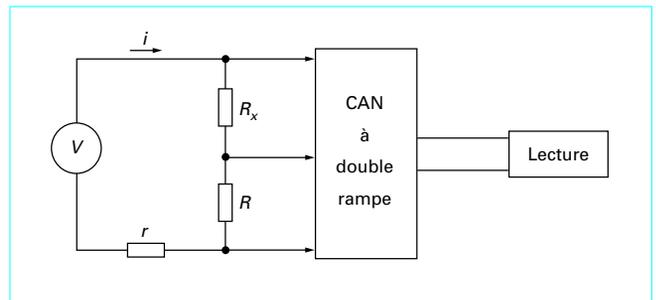


Figure 38 – Ohmmètre numérique

consommation de la source V. Avec ce schéma, le tarage est effectué en l'absence de résistance raccordée aux bornes, ce qui correspond à :

$$R_x = \infty$$

en réglant le potentiomètre P pour amener l'aiguille en fin d'échelle (point ∞). La tension développée aux bornes étant alors V_∞ et la résistance interne, vue des bornes, égale à R, cette tension, lors du branchement d'une résistance R_x, va tomber à :

$$V_x = \frac{R_x}{R + R_x} V_\infty$$

et le courant I_G varie dans le même rapport, soit :

$$\frac{(I_G)_x}{(I_G)_\infty} = \frac{R_x}{R + R_x}$$

On en déduit, dans le cas d'une réponse linéaire de l'indicateur, la forme d'échelle représentée sur la figure 37b [R 1 040].

5.2 Ohmmètres numériques

La conversion analogique-numérique à double rampe (§ 1.1.2.2) fournit un procédé direct de mesure de résistance. En reprenant les notations de la figure 5 et à partir du schéma de la figure 38 :

— la tension V₁ appliquée à l'intégrateur, durant la première période de durée T₁ = N₁ θ, est :

$$V_1 = i R_x$$

— la tension V₂ appliquée durant la seconde période, qui réalise la décharge de C durant un temps T₂ = N₂ θ, est :

$$V_2 = -i R$$

jouant le rôle de tension de référence.

À partir de :

$$N_1 \theta i R_x = N_2 \theta i R$$

on obtient :

$$R_x = \frac{N_2}{N_1} R$$

L'affichage de N₂ constitue une mesure du rapport entre la résistance R_x à mesurer et la résistance de référence R. L'appareil comporte généralement plusieurs calibres, obtenus à partir de différentes valeurs de R choisis dans des rapports décimaux. On fait simultanément varier la résistance série r pour faire travailler le CAN dans le même domaine de tensions d'entrée.

6. Mesure des grandeurs magnétiques

6.1 Mesure des inductions et des flux magnétiques

Dans le système international, les inductions se mesurent en teslas (1 tesla = 10^4 gauss) et les flux en webers (1 weber = 10^8 maxwells).

6.1.1 Fluxmètre intégrateur

Ce type d'appareil exploite la tension e développée dans une bobine de n spires par un flux Φ variant dans le temps :

$$e = -n \frac{d\Phi}{dt}$$

■ L'intégration de la tension e , qui peut être effectuée au moyen du circuit représenté figure 39, fournit une mesure d'une variation $\Delta\Phi$ et peut constituer une mesure de Φ si cette variation est une proportion connue de Φ :

$$V = \frac{1}{RC} \int e dt = \frac{n\Delta\Phi}{RC}$$

Ce procédé suppose l'impédance d'entrée de l'amplificateur A infinie et sa tension de décalage nulle. On peut compenser cette dernière, mais la stabilité de la lecture exige un très faible courant de fuite du condensateur C .

Si on connaît la surface S de la bobine d'exploration, on peut en déduire la valeur moyenne de la composante B de l'induction suivant une direction perpendiculaire à cette surface en effectuant le quotient de Φ par S .

■ Un autre procédé de mesure de l'induction consiste à faire tourner, à une vitesse angulaire uniforme $\omega = 2\pi f$ une bobine de n spires de surface S . La tension développée est :

$$e = n SB \sin \omega t$$

dont la valeur moyenne, obtenue par redressement linéaire, est :

$$E_{\text{moyen}} = \frac{2}{\pi} n SB\omega = 4 n SBf$$

d'où :

$$B = \frac{E_{\text{moyen}}}{4nSf}$$

6.1.2 Teslamètre à effet Hall

Le générateur à effet Hall (§ 3.5 ; figure 26) est le moyen le plus employé pour la mesure des inductions. Le courant d'excitation i , fourni par un générateur de courant qui en assure la stabilité, peut être un courant alternatif d'une fréquence de quelques kilohertz. Dans ce cas, la tension de sortie v_H , après amplification, est appliquée à un redresseur synchrone qui donne en sortie une tension continue proportionnelle et de même polarité que le champ d'induction à mesurer.

L'appareil peut être exploité avec des sondes de différentes géométries :

— soit des lames plates d'épaisseurs s'échelonnant de 0,4 à 1 mm pour la mesure de champs de direction perpendiculaire à leur surface, notamment dans des entrefers ;

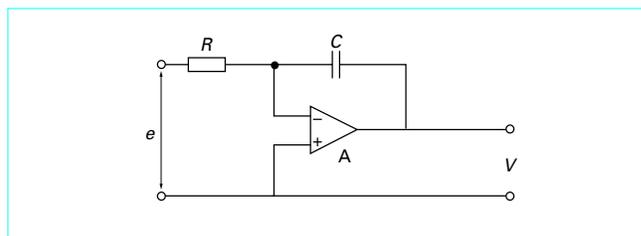


Figure 39 - Fluxmètre intégrateur

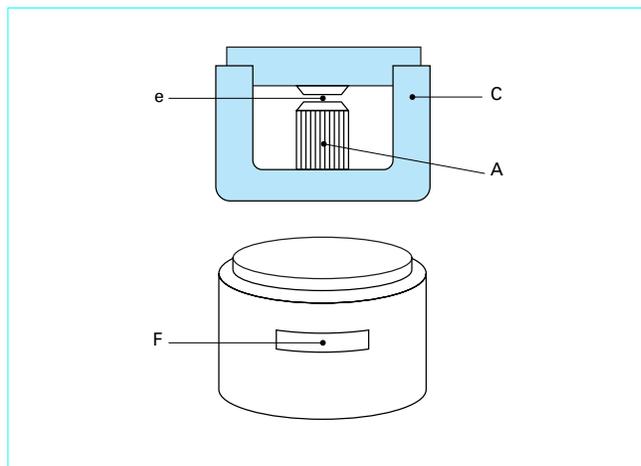


Figure 40 - Aimant de référence

— soit des pastilles circulaires pour la mesure de champs axiaux.

Dans tous les cas, ces sondes sont rendues interchangeables grâce à une résistance convenablement ajustée qui assure l'asservissement du courant d'excitation.

Des aimants de référence sont disponibles pour assurer l'étalonnage et le contrôle périodique des teslamètres et des fluxmètres.

Champ de référence et flux correspondant sont créés dans un entrefer e par un aimant A protégé des influences extérieures par une culasse cylindrique fermée C (figure 40).

Après traitement thermique et désaimantation partielle, le champ disponible dans l'entrefer accessible par la fente F autorisant l'insertion d'une sonde méplate a une valeur ayant une tolérance de $\pm 0,5\%$. Ce champ reste parfaitement stable dans le temps, sous réserve de ne pas le soumettre à des champs extérieurs susceptibles de saturer la culasse C , valeurs généralement supérieures à 100 A/m.

6.2 Perméabilités des matériaux magnétiques

■ Le procédé le plus pertinent pour relever les caractéristiques magnétiques d'un matériau est de réaliser avec ce dernier un circuit torique circulaire tel que le rayon moyen ρ_{moy} soit grand vis-à-vis de l'épaisseur β (figure 41a).

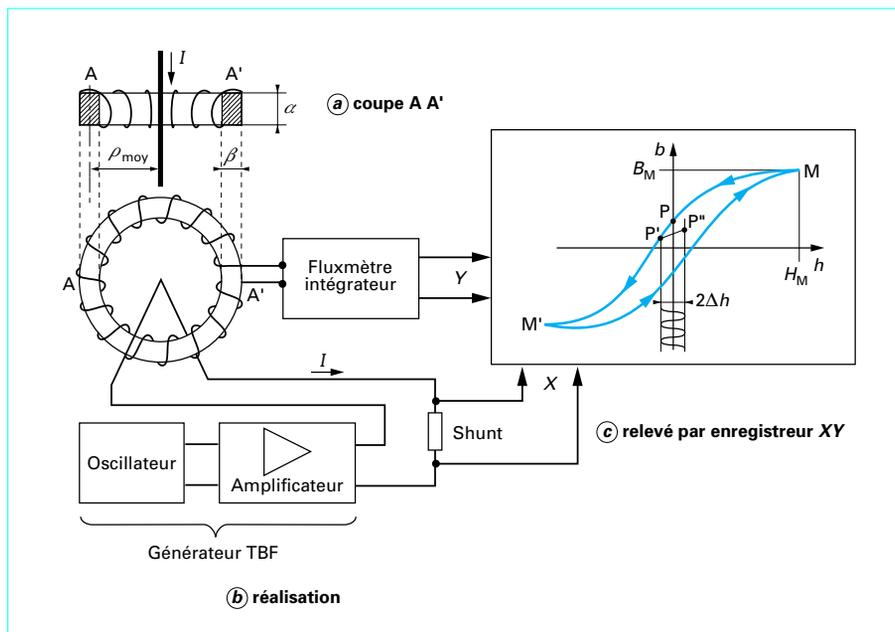


Figure 41 – Relevé d’un cycle d’hystérésis

Dans ces conditions, un conducteur axial (ou un enroulement d’excitation de plusieurs spires uniformément réparties le long du tore) parcouru par un courant I va créer dans le tore un champ magnétique (en A/m) pratiquement uniforme :

$$H = \frac{I}{2\pi\rho_{moy}}$$

Un enroulement secondaire de n spires permet, par ailleurs, de mesurer le flux :

$$\Phi = n \alpha \beta B$$

au moyen d’un fluxmètre intégrateur (figure 41b), d’où l’on déduit l’induction :

$$B = \Phi/n \alpha \beta$$

En unités SI, la perméabilité de l’air a pour valeur $\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7}$ H/m et la perméabilité d’un matériau ferromagnétique est $\mu = \mu_r \mu_0$ (μ_r étant la perméabilité relative par rapport à l’air).

■ Quand le matériau est soumis à un champ magnétique oscillatoire h lui faisant décrire le cycle $b(h)$ (figure 41c) du point M à point M’ et inversement, la perméabilité d’amplitude est le rapport de l’induction B_M au champ H_M . Lorsqu’il s’agit d’un matériau massif, il convient que le cycle d’hystérésis soit décrit à une vitesse suffisamment lente pour éviter que la mesure ne soit perturbée par les courants de Foucault, ce qui nécessite l’emploi d’un générateur à très basse fréquence TBF (figure 41b).

On peut mesurer ainsi la **perméabilité incrémentale ou différentielle** qui intervient notamment pour définir la valeur d’une inductance de filtrage.

Si le parcours du cycle d’hystérésis est interrompu, par exemple au point P de la figure 41c, et que, partant du point P, on superpose un champ oscillatoire d’amplitude Δh , le point représentatif descend le long de la courbe de désaimantation jusqu’au point P’ puis remonte jusqu’au point P’’ pour redescendre ensuite au point P’, etc., en décrivant alors un cycle pratiquement plat représenté par le segment P’P’’ appelé **droite de recul**.

Dans ce processus, la perméabilité relative effective $\Delta b/\Delta h$, pente de la droite de recul, est la perméabilité incrémentale ou différentielle.

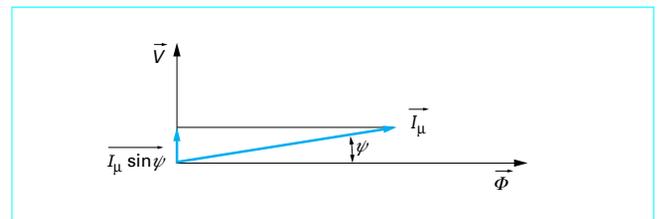


Figure 42 – Composante active du courant magnétisant

6.3 Pertes dans les matériaux ferromagnétiques

■ La qualité des tôles utilisées dans la construction électrique est mesurée par la valeur des pertes qu’elles dissipent par unité de masse (1 kg) lorsqu’elles sont soumises à une induction de travail d’une valeur normalisée (1 T pour les tôles isotropiques ordinaires) à la fréquence du réseau (50 Hz en Europe). Cette induction B est créée en appliquant une tension V aux bornes d’un enroulement de N spires excitant un circuit fermé de tôles de section S , avec une amplitude :

$$B = \frac{\sqrt{2} V}{NS\omega}$$

Comme représenté sur la figure 42, il apparaît que le courant magnétisant I_μ n’est pas en phase avec B (ou Φ) mais présente un décalage ψ dit angle d’avance hystérique donnant lieu à une dissipation de puissance :

$$P_{fer} = VI_\mu \sin \psi$$

Il convient de noter que la présence de courants de Foucault dans les tôles conduit, par ailleurs, à majorer le déphasage ψ dans le même sens. La mesure de P_{fer} est donc celle de l’ensemble des pertes fer (par hystérésis et par courants de Foucault).

■ **Procédés de mesure**

Pour effectuer pratiquement cette mesure, les différents procédés utilisés ont en commun la présence de **deux enroulements** :

— l'un, de N_1 spires parcouru par un courant i_1 , a pour fonction de créer un flux magnétique correspondant à l'induction à laquelle doit être effectuée la mesure ;

— l'autre, de N_2 spires, délivre une tension u_2 induite par ce flux.

● En mesurant, avec un wattmètre électronique comportant une entrée *tension* à haute impédance, le produit :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_1 dt$$

on en déduit les pertes fer par la relation :

$$P_{\text{fer}} = \frac{N_1}{N_2} P$$

Cette méthode présente l'avantage d'éliminer de la mesure l'influence des résistances des enroulements.

Comme circuit, on peut utiliser le tore représenté sur la figure 41 ; cette réalisation est la plus précise pour la mesure des pertes des rubans de tôles de grains orientés qui sont enroulées sur elles-mêmes pour former le tore.

● La méthode normalisée (NFC 2-8 911) est celle du **cadre Epstein**. L'appareil représenté sur la figure 43 est prévu pour recevoir quatre paquets de tôles de 25 cm de long avec des joints à recouvrement. Quatre bobines B1, B2, B3, B4 identiques comportent chacune deux enroulements respectivement montés en série pour assurer les deux fonctions que l'on vient de définir. La masse totale des quatre paquets de tôles, dont la section est d'environ 1,3 cm², est voisine de 1 kg. En toute rigueur, on doit, pour le calcul de l'induction dans le fer, déduire le flux, qui, toutes choses égales par ailleurs, règne dans l'air en l'absence de fer.

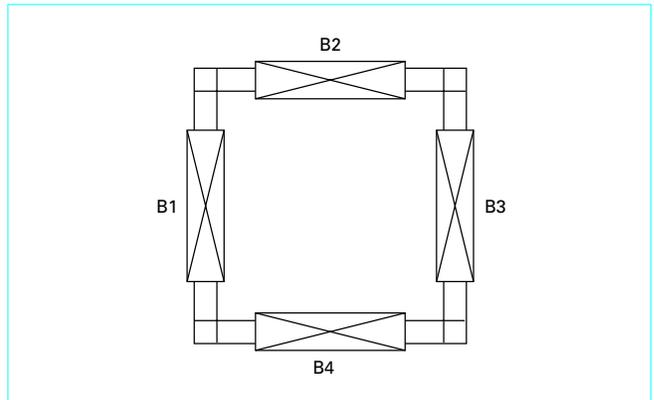


Figure 43 – Cadre Epstein pour la mesure des pertes fer

6.4 Caractéristiques des aimants permanents

■ Les aciers pour aimants permanents ou matériaux durs sont optimisés pour développer au maximum la largeur du cycle d'hystérésis. Placés dans un circuit magnétique fermé (figure 44a), ils sont aimantés à saturation au moyen de plusieurs dizaines de milliers d'ampères-tours obtenus généralement par la décharge non oscillatoire d'une importante batterie de condensateurs C préalablement chargés à la tension V_C .

Le point représentatif de l'état du matériau décrit alors le cycle partiel OSM de la figure 44b. L'induction correspondant au point M est l'**induction rémanente** B_r tandis que le champ de désaimantation ramenant cette induction à zéro, c'est-à-dire au point N est le **champ coercitif** H_c . Si la culasse fermant le circuit magnétique présente une faible réluctance, la mesure du flux rémanent et, de là, de l'induction rémanente B_r peut être effectuée avec un fluxmètre, au moyen d'un enroulement placé autour de l'aimant.

En utilisant le circuit d'aimantation ou un enroulement annexe pour créer des ampères-tours de désaimantation permettant de poursuivre le cycle du point M au point N, on évalue le champ coercitif amenant l'indication du fluxmètre à zéro.

■ En condition d'**exploitation** (figure 45) l'aimant NS, de section \mathcal{S} et de longueur \mathcal{L} produit dans l'entrefer, de section \mathcal{S}_e et de longueur ℓ , un flux :

$$\Phi_e = B_e \mathcal{S}_e$$

l'induction B_e résultant d'un champ H_e créé dans cet entrefer.

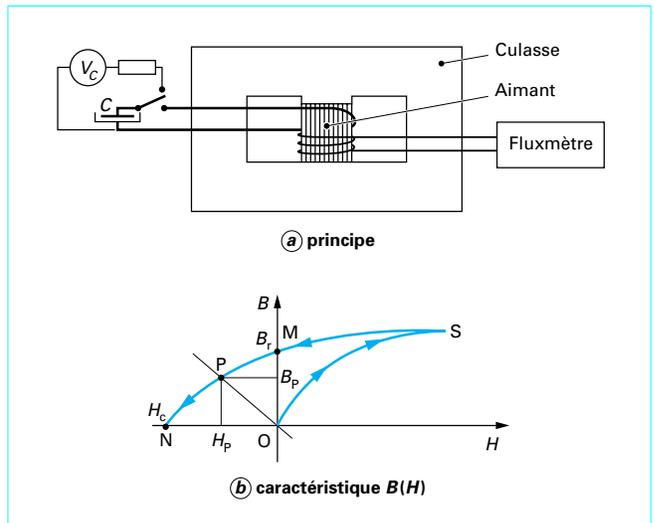


Figure 44 – Mesure de l'induction rémanente d'un aimant

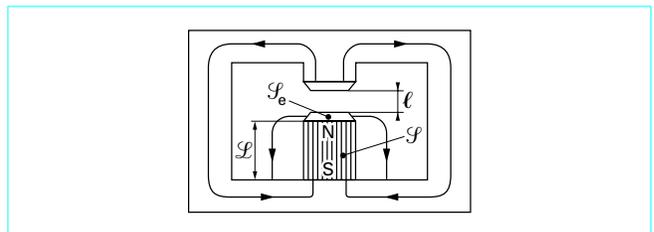


Figure 45 – Aimant en conditions d'utilisation

En supposant négligeable la réluctance des pièces polaires et de la culasse et en désignant respectivement par H et B le champ et l'induction régnant dans l'aimant, on a, en écrivant que la circulation du champ le long du circuit est nulle :

$$H\mathcal{L} + H_e \ell = 0 \tag{28}$$

L'aimant se trouve donc soumis à un champ de désaimantation :

$$H = -\frac{\ell}{\mathcal{L}} H_e$$

et le point de fonctionnement correspondant sur la courbe de la figure 44b est le point P. Si le flux utile dans l'entrefer a pour valeur :

$$B_e \mathcal{F}_e = \mu_0 H_e \mathcal{F}_e$$

le flux fourni par l'aimant, soit $B \mathcal{F}$, comprend également un flux de fuite de sorte que :

$$B \mathcal{F} = \sigma \mu_0 H_e \mathcal{F}_e \tag{29}$$

σ étant un coefficient supérieur à 1.

Des deux relations (28) et (29), on tire :

$$\frac{B}{H} = -\sigma \mu_0 \frac{\mathcal{L} \mathcal{F}_e}{\mathcal{L} \mathcal{F}} \tag{30}$$

Le second membre ne dépend, en première approximation, que des dimensions géométriques de l'ensemble du circuit magnétique ; il définit la pente de la droite OP (figure 44b), dite **droite de fonctionnement**, qui détermine la position du point P sur la courbe de désaimantation.

Par ailleurs, en effectuant les produits membre à membre de (28) et (29), on obtient :

$$\mu_0 H_e^2 = \frac{\mathcal{L} \mathcal{F}}{\ell \mathcal{F}_e} \frac{1}{\sigma} (BH)$$

ce qui montre que le carré de l'induction dans l'entrefer est proportionnel au produit (BH) ou, inversement, que pour créer une certaine induction dans l'entrefer, le volume $\mathcal{L} \mathcal{F}$ de l'aimant est inversement proportionnel au produit (BH) . On voit donc que la pente de la droite de fonctionnement OP doit être déterminée par un choix judicieux des dimensions de l'aimant pour le faire *travailler* dans la partie de la courbe où le produit (BH) passe par un maximum. La valeur $(BH)_{\max}$ de ce produit caractérise d'ailleurs la qualité du matériau.

Pour les **contrôles de routine**, l'aimant est placé dans un circuit magnétique semblable à celui de la figure 45, réalisé pour simuler au mieux les conditions effectives de son utilisation, notamment en ce qui concerne la pente de la droite de fonctionnement. L'induction créée dans l'entrefer est mesurée soit avec un générateur de Hall, soit au moyen d'une bobine reliée à un fluxmètre.

7. Contrôle de la sécurité des installations électriques et des machines

Un certain nombre de dispositions contenues dans la norme CEI 60364 (NF C 15-100) régissent la réalisation des installations électriques afin d'assurer la protection des usagers vis-à-vis des dangers présentés par les courants électriques définis dans la norme CEI 60479. Les appareils présentés ci-après ont essentiellement pour objet de s'assurer du maintien dans le temps de l'efficacité de ces dispositions sinon de fournir les éléments d'une maintenance préventive. La norme EN 60204-1 définit les essais qui devront être satisfaits pour pouvoir apposer la marque CE sur les machines.

7.1 Mégohmmètres pour la mesure des résistances d'isolement

7.1.1 Contrôle de l'isolement des installations électriques

L'isolation entre parties sous tension ou entre parties sous tension et masse dépend de l'évolution dans le temps des caractéristiques des isolants et de l'état de pollution des lignes de fuite. Cette évolution se traduit par une diminution de la résistance apparente de l'isolant qui ne doit pas tomber au-dessous d'un seuil fixé par les normes précitées. La valeur de cette résistance n'obéit généralement pas à la loi d'Ohm et décroît quand la tension sous laquelle on la mesure augmente. Une des premières caractéristiques d'un mégohmmètre d'isolement est donc sa **tension d'essai**. La norme CEI 60364 fixe les tensions sous lesquelles ces essais doivent être effectués (tableau 2), en fonction des tensions de service des installations, ainsi que les résistances seuils exigibles, essais à effectuer en courant continu pour éliminer l'effet de la composante capacitive.

Tensions nominales de l'installation (V)	Tensions d'essai en courant continu (V)	Résistances d'isolement (MΩ)
< 50	250	≥ 0,25
50 à 500	500	≥ 0,5
500 à 1 000	1 000	≥ 1

■ **Mégohmmètres de contrôle des isollements.** Ils doivent être en mesure de générer des tensions de 250, 500 ou 1 000 V avec la possibilité de débiter 1 mA sous ces tensions. Leurs autres caractéristiques se trouvent définies dans la norme CEI 61557-2 (dérivée de la norme allemande VDE 0413 Teil 4).

Les rédacteurs de cette norme ont estimé devoir tolérer que la tension à vide, c'est-à-dire pour une résistance infinie, soit dans un rapport pouvant atteindre 1,5 avec celle délivrée pour un courant de 1 mA ; cela correspond effectivement aux caractéristiques des mégohmmètres conventionnels dans lesquels cette tension est délivrée par une magnéto à débrayage centrifuge entraînée manuellement, ce qui revient à tolérer une résistance interne maximale de 250 kΩ. Les essais s'effectuant normalement entre les fils de phases (ou lignes) et la terre des masses, les bornes sont repérées respectivement – L et + T.

Les appareils fabriqués actuellement sont généralement alimentés par une batterie basse tension et pourvus d'un oscillateur associé à un régulateur générant la tension prescrite. Leur domaine de mesure s'étend généralement de 0 à 100 MΩ pouvant être couvert, dans le cas des appareils analogiques, soit par deux calibres 10 MΩ et 100 MΩ, soit par un seul moyennant une forme d'échelle pseudo-logarithmique.

Ces appareils peuvent être utilisés pour le contrôle des machines sachant que la norme EN 60204-1 prescrit une résistance d'isolement minimale de 1 MΩ sous 500 V en continu.

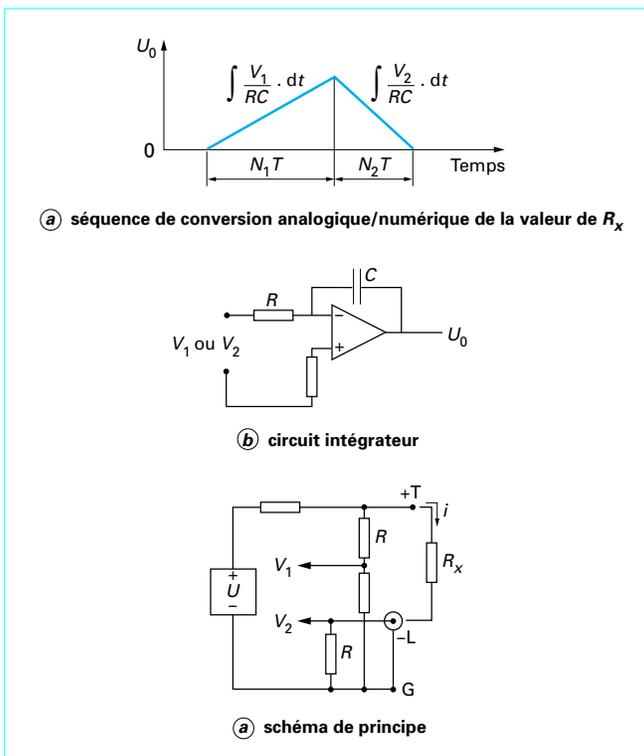


Figure 46 – Mégoohmmètre numérique à double rampe : principe

■ **Mégoohmmètres à affichage numérique.** Bien que les appareils analogiques à réponse logarithmique ou hyperbolique soient les plus appropriés pour la mesure des résistances d'isolement, on peut, néanmoins, obtenir un affichage numérique en exploitant les possibilités des CAN à double rampe (§ 1.1.2.2), comme indiqué sur la figure 46.

La tension V_1 , appliquée durant la première période est une fraction $1/k$ de la tension U appliquée à $R_x + R$ soit $(R_x + R) / ik$ à laquelle il faudrait, en toute rigueur, retrancher Ri/k pour prendre en compte la tension appliquée aux bornes de R_x .

La tension V_2 , appliquée durant la seconde période, est Ri , tension développée aux bornes de R .

Si N_1 est le nombre d'impulsions d'horloge compté durant la première période et N_2 celui enregistré durant la seconde, on a :

$$\frac{(R_x + R)i}{k} N_1 = Ri N_2$$

d'où :

$$R_x = k \frac{N_2}{N_1} R - R$$

En général, R est petite vis-à-vis de l'étendue de mesure et on peut la négliger.

Exemple : avec $R = 100 \text{ k}\Omega$ et $k = 1000$, l'affichage de 1000 points correspond à $100 \text{ M}\Omega$, avec une erreur de 0,1 % de l'étendue de mesure, négligeable pour des mesures d'isolement.

7.1.2 Mégoohmmètres pour maintenance préventive

Pour prévenir l'apparition de défauts d'isolement, il est souhaitable d'effectuer des mesures périodiques des résistances d'isole-

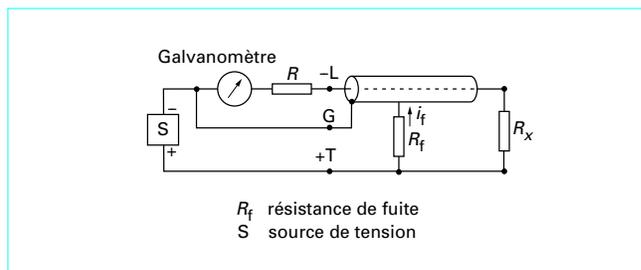


Figure 47 – Circuit de garde : principe

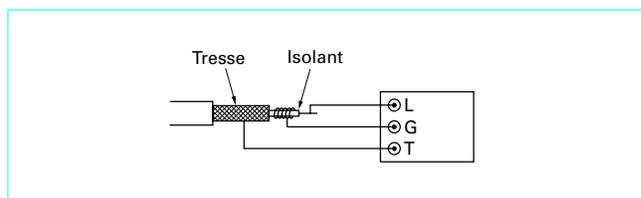


Figure 48 – Mesure de la résistance d'isolement d'un câble

ment. Ces mesures, qui concernent moteurs, câbles électriques, transformateurs, etc., portent souvent sur de fortes valeurs de résistances d'isolement pouvant dépasser $10\,000 \text{ G}\Omega$ et nécessitent plusieurs niveaux de tensions d'essais s'échelonnant de 500 à 5 000 V.

■ Utilité d'un circuit de garde

Ce dispositif est nécessaire dès que l'on doit mesurer des résistances supérieures à $100 \text{ M}\Omega$ pour éviter qu'une résistance de fuite entre la borne de ligne, L, et la borne de masse, T ou *Earth*, ne vienne fausser notablement la mesure.

Le principe est représenté sur la figure 47, dans le cas d'un appareil analogique, il peut être immédiatement transposé aux appareils numériques.

On voit que le circuit de garde qui entoure la borne L évite qu'un courant de fuite i_f ne vienne fausser la mesure. Pour raccorder la borne L à la résistance R_x à mesurer, on doit utiliser un câble coaxial comportant un conducteur concentrique isolé relié au circuit de garde.

Par ailleurs, une borne de garde, G, est prévue pour effectuer certaines mesures telles que la résistance d'isolement d'un câble coaxial. Un enroulement de quelques spires raccordé à la borne de garde sur la gaine isolante du câble (figure 48) permet d'éliminer l'influence des courants de fuite superficiels sur la mesure.

■ Interprétation des mesures

Le résultat brut des mesures des résistances d'isolement peut difficilement permettre d'en déduire l'existence d'une dégradation de celui-ci, du fait de l'influence sur leurs valeurs de paramètres d'environnement tels que la température et l'humidité. Des études effectuées aux États-Unis par l'IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) ont dégagé des méthodes permettant de s'en affranchir :

- **Indice de polarisation :** rapport entre la valeur de la résistance d'isolement mesurée au bout de 10 min et celle mesurée au bout de 1 min. Pour un rapport de 3, on peut conclure à un bon isolement et pour un rapport de 1,1 à un mauvais.

- **Ratio d'absorption diélectrique :** rapport semblable au précédent mais pour 1 min et 30 s. On a une bonne isolation pour un rapport de 1,25 et mauvaise pour 1,1.

Ces mesures sont facilitées par l'incorporation d'un chronomètre dans le mégohmmètre.

● **Influence de la tension appliquée** : la présence de contaminants et d'humidité à la surface des isolants ou leur vieillissement donnent lieu à des points faibles dans la résistance d'isolement dont on provoque la rupture en majorant la tension d'essai dans une proportion notable, par exemple dans le rapport 5. Les deux mesures doivent être effectuées au bout d'un temps d'application identique, par exemple 15 s.

Ainsi, en passant d'un essai sous 200 V à un autre sous 1 000 V, une réduction supérieure à 25 % de la résistance mesurée est l'indice de la présence de salissures.

7.2 Ohmmètres de mesure des continuités

■ Une condition importante pour assurer la sécurité des installations électriques et des machines est l'existence d'une liaison équipotentielle des masses, afin que, en cas de défaut sur l'une d'elles, son potentiel ne risque pas de s'élever à un niveau dangereux par rapport aux masses voisines. Pour l'éviter, la résistance de la liaison doit être suffisamment faible et en rapport avec la sensibilité des dispositifs de coupure prévus dans l'installation (fusibles ou disjoncteurs).

La norme CEI 61557 définit les caractéristiques des ohmmètres destinés à contrôler la continuité en s'appuyant sur les prescriptions de la norme CEI 60364 (NF C 15-100) à savoir : l'essai doit être effectué en courant continu ou alternatif sous une tension comprise entre 4 et 24 V et avec un courant supérieur ou égal à 200 mA. L'appareil doit, au minimum, pouvoir mesurer des résistances comprises entre 0,2 et 2 Ω.

Par ailleurs, l'appareil doit être capable, en cas de fausse manœuvre, de supporter l'application de 120 % de la tension de service de l'installation concernée. Ce dernier point conditionne particulièrement la réalisation de ce type d'appareil.

■ On peut le voir sur la figure 49 représentant le schéma de principe d'un ohmmètre shunt destiné à ce contrôle. Une des entrées de l'appareil est relié au moyen d'une pince « crocodile » à la terre des masses tandis que l'autre, terminée par une pointe conductrice en métal dur est mise successivement en contact avec les différentes « masses » dont on contrôle les raccordements. Avant d'appuyer sur le poussoir P de mise en service, le voyant néon N s'allumera si la masse testée est sous tension. En cas d'application accidentelle de la tension du réseau, l'appareil dispose d'une triple protection : les deux limiteurs de tension L₁ et L₂ et le fusible F à haut pouvoir de coupure.

Avec ce type d'appareil, dit « deux fils », la résistance mesurée inclut celle des cordons. Ce défaut est approximativement corrigé en décalant le zéro de la graduation comme représenté sur la figure 50.

Bien qu'un tel appareil ne réponde pas strictement aux exigences formulées concernant courant et tension d'essai, il est apprécié par les organismes de contrôle pour les opérations de routine en raison de sa légèreté ; son seul inconvénient est de mettre, éventuellement, en évidence des défauts provoqués par des couches isolantes très minces, qui n'auraient pas été décelés sous une tension plus élevée mais qui constituent des défauts latents réels.

Ce type d'appareil est souvent associé à un mégohmmètre de mesure des isollements (par exemple, ISOVOC Chauvin-Arnoux).

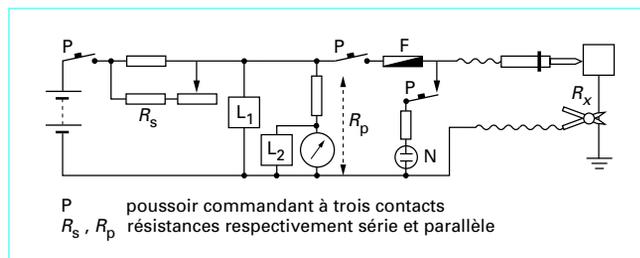


Figure 49 – Ohmmètre shunt : principe

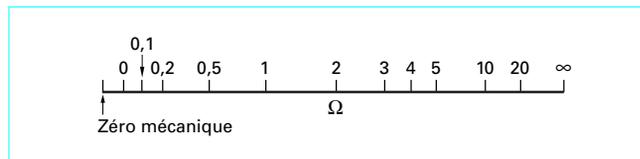


Figure 50 – Échelle typique d'un ohmmètre de continuité

■ **Microhmmètres « quatre fils » numériques** : lorsque l'on doit effectuer des mesures de résistances de valeurs inférieures à 0,2 Ω, il devient impératif d'utiliser une formule « quatre fils ». C'est la solution utilisée pour le contrôle de la continuité du circuit de protection équipotentielle des machines ; la norme EN 60204-1 exige que cet essai soit effectué sous, au minimum, un courant de 10 A, 50 Hz pendant au moins 10 s avec des seuils qui s'échelonnent de 100 à 330 mΩ suivant la section des conducteurs PE (circuit de protection équipotentiel).

7.3 Mesure des résistances de terre

7.3.1 Définition

Le sol constitue un conducteur équipotentiel en l'absence de passage de courant.

Le réseau équipotentiel de sécurité d'une installation lui est relié au moyen d'une prise de terre ou d'un réseau de terre. Lorsqu'un courant I s'écoule par cette prise de terre du fait d'un défaut du réseau de distribution ou d'une décharge atmosphérique, une tension U apparaît entre cette prise de terre et le potentiel de terre de référence, c'est-à-dire celui existant en l'absence de courant. En pratique, ce potentiel est celui d'un point suffisamment éloigné de la prise en activité pour ne pas être affecté par le passage du courant I dans la prise.

Par définition, la résistance d'une prise de terre est le quotient U/I .

Lorsqu'un courant circule entre deux prises de terre, ce qui est le cas général lors du défaut affectant un réseau de distribution dont le neutre a été mis à la terre, cette définition n'est valable que si les deux prises de terre sont très éloignées.

7.3.2 Méthodes de mesure

Les procédés de mesure de la résistance des prises de terre se ramènent, pratiquement, à injecter un courant I dans la prise au moyen d'un générateur adéquat et d'une prise de terre annexe, dite prise d'injection de courant, et à mesurer la tension RI apparaissant entre la prise concernée et le potentiel de référence de la terre.

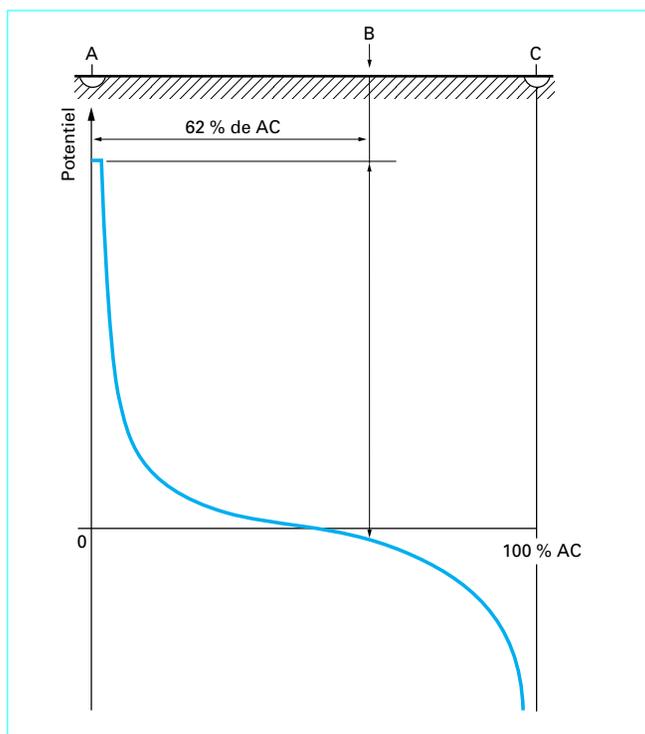


Figure 51 – Potentiel de la prise de terre B vis-à-vis de la terre de référence entre les prises de terre A et C

En réalité, cette méthode n'est valable que si la prise de terre d'injection se trouve placée à une très grande distance de la prise à mesurer, c'est-à-dire supérieure à plusieurs centaines de fois son rayon hémisphérique équivalent. Ce n'est généralement pas le cas dans la pratique ; il existe alors une interaction entre la résistance de terre de la prise à mesurer et celle de la prise auxiliaire d'injection.

Si l'on trace (figure 51) la courbe du potentiel vis-à-vis de la terre de référence le long de la droite reliant la prise de terre A à mesurer à la prise de terre d'injection C, on constate que ce potentiel s'annule à la mi-distance de AC. Cette courbe a été tracée dans l'hypothèse où il s'agit d'une terre de résistivité homogène. Dans un tel cas, le calcul montre que la prise B destinée à définir le potentiel de terre de référence pour la tension U ne doit pas être le point milieu de AC mais celui situé à 62 % de AC.

7.3.3 Ohmmètre de terre à lecture numérique directe

Un générateur S, de courant alternatif de fréquence comprise entre 70 et 140 Hz, injecte dans la prise auxiliaire Z un courant d'amplitude définie et indépendante de la résistance de terre de la prise dans un large domaine. Plusieurs niveaux de courants I_1, I_2, I_3, \dots , peuvent être choisis suivant les valeurs des résistances R_x à mesurer. La tension délivrée entre la prise X et la prise de potentiel Y positionnée à environ 62 % des distances séparant la prise X et la prise d'injection Z, constitue une mesure directe de R_x sous réserve que cette tension soit mesurée au moyen d'un voltmètre à forte impédance d'entrée équipé d'un redresseur synchrone ; ce dernier ne prend en compte que la composante du signal en phase avec le courant injecté. Un filtre atténuant les composantes à la fréquence du réseau ou à celles de ses harmoniques s'est révélé néanmoins nécessaire, pour accepter les

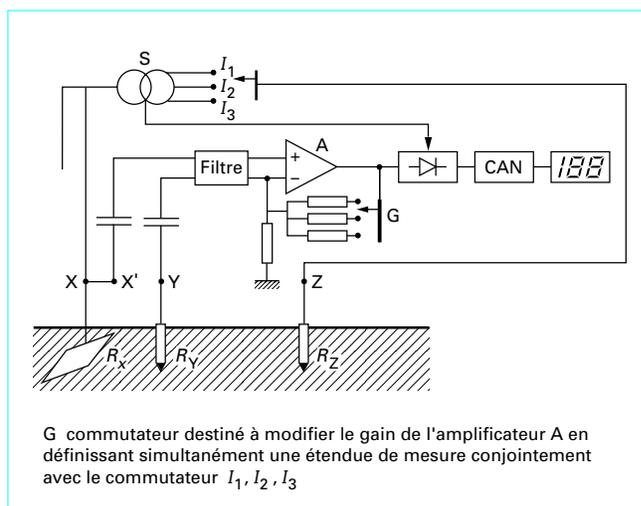


Figure 52 – Ohmmètre de terre à lecture numérique directe

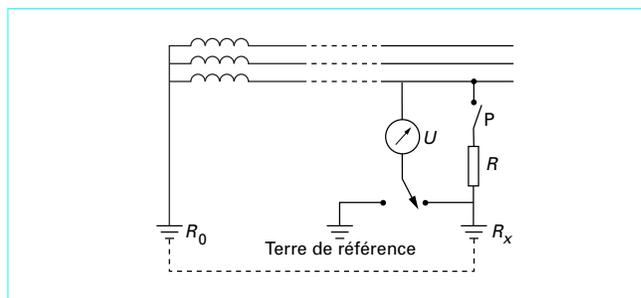


Figure 53 – Mesure d'une terre locale avec un ohmmètre de boucle

niveaux de tensions parasites rencontrés dans la pratique et qui se situent au-delà des 3 V exigés par la norme CEI 61557-5.

La tension issue du redresseur synchrone est filtrée et appliquée à un convertisseur analogique-numérique pilotant un afficheur à cristaux liquides (figure 52).

Des dispositifs sonores ou visuels alertent l'opérateur lorsque les conditions autorisant une mesure correcte ne sont pas remplies notamment :

- résistances de prises de terre auxiliaires R_Z ou R_Y trop élevées ;
- erreur de raccordement de ces dernières ;
- batterie d'alimentation déchargée.

Certaines versions entièrement automatisées choisissent la valeur du courant de mesure et le gain de l'amplificateur pour optimiser les conditions de mesure.

Peuvent être cités pour ce type de mesure le TERCA 2 et le TELLUROHM CA 2 de Chauvin-Arnoux.

7.3.4 Mesure d'une terre locale avec un ohmmètre de boucle

Le schéma de principe de la mesure est indiqué sur la figure 53. Il s'applique à un réseau comportant une distribution du type TT, c'est-à-dire avec mise à la terre du neutre du réseau, de résistance R_0 , et terre locale de résistance R_x à laquelle est raccordée la liaison équipotentielle des masses PE de l'installation.

Dans un premier temps, on mesure la tension U entre une phase et la terre locale.

Dans un second temps, on ferme l'interrupteur P provoquant le passage d'un courant dans cette terre R_x et dans la terre R_0 du poste. Sous l'effet de ce débit, la tension U tombe à la valeur U' . On en déduit la valeur de la résistance $R_0 + R_x$ soit :

$$R_0 + R_x = \frac{R(U' - U)}{U'}$$

On peut, en général, considérer que R_0 est petite vis-à-vis de R_x et que la mesure effectuée constitue une approximation suffisante de la valeur de R_x . Dans le cas contraire, on doit faire appel à une prise de terre de référence sur laquelle est commuté le voltmètre qui fournit une troisième lecture U'' d'où l'on peut déduire :

$$R_x = \frac{R(U'' - U')}{U'}$$

■ La mise en œuvre de cette méthode se heurte, en régime continu :

- d'une part, au risque de provoquer le déclenchement des disjoncteurs différentiels ;
- d'autre part, du fait que R doit être suffisamment faible pour provoquer une variation significative de U , au risque d'entraîner un échauffement excessif de cette charge.

La solution retenue consiste à ne mettre la charge R en service que durant un temps bref soit une période, soit une demi-période du courant. La séquence des mesures initiée par l'opérateur est ensuite pilotée par un microprocesseur qui effectue les mesures successives U et U' et calcule ensuite :

$$R_0 + R_x = \frac{R(U' - U)}{U'}$$

à partir de la valeur de R sélectionnée par l'opérateur en fonction du domaine de mesure retenu. L'appareil peut avantageusement effectuer plusieurs séquences de mesures mises en mémoire et moyennées pour réduire les erreurs éventuelles provoquées par des variations de U lors des mesures de U' .

Ce type de mesure fait l'objet de la norme CEI 61557-3 qui précise notamment que, lorsque l'on utilise comme charge une résistance pure, le facteur de puissance de l'installation doit être supérieur à 0,95, ce qui correspond à un déphasage inférieur à 18°.

7.4 Surveillance et mesure des courants de fuite

Suivant la configuration du réseau deux cas peuvent se présenter.

7.4.1 Distributions TT et TN

Les installations TT (le neutre est relié à la terre du poste de distribution du réseau tandis que la liaison des masses PE de l'utilisateur est reliée à une terre locale distincte) et TN (le neutre est relié à la terre et la liaison équipotentielle des masses au neutre) sont équipées de disjoncteurs différentiels qui provoquent la coupure de l'alimentation en cas d'une fuite plus ou moins importante à la terre.

La fuite est décelée en effectuant la sommation des courants alimentant tout ou partie de l'installation (figure 54) lorsque cette fuite dépasse un certain seuil désigné $I_{\Delta n}$. Cette sommation est effectuée au moyen d'un transformateur tore à travers lequel on fait passer les différents conducteurs y compris le neutre mais à l'exclusion du conducteur PE.

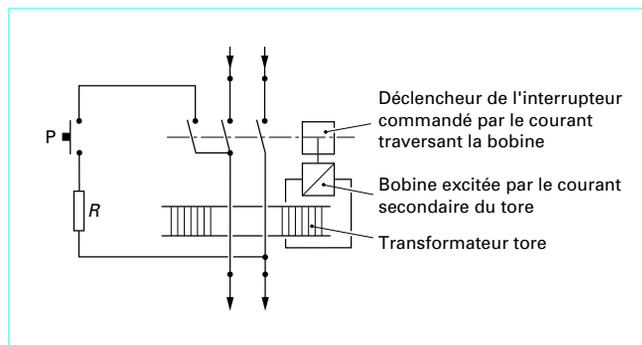


Figure 54 – Interrupteur différentiel : schéma

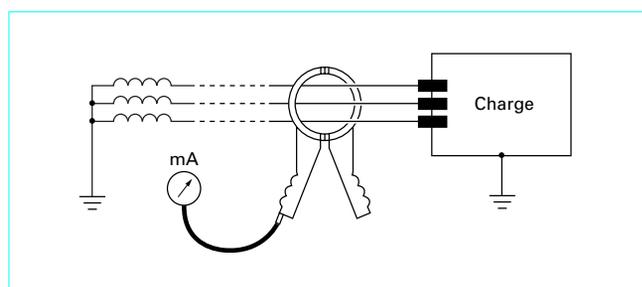


Figure 55 – Emploi d'une pince pour la mesure des courants de fuite

Un poussoir P provoquant un courant de défaut doit provoquer la disjonction et permet de s'assurer du bon fonctionnement de l'interrupteur différentiel ; celui-ci prend le nom de **disjoncteur différentiel** lorsqu'il est associé à un dispositif de coupure lié au dépassement d'un seuil de débit.

7.4.2 Distribution IT

Dans ce cas (neutre non relié à la terre sinon par une impédance élevée), on accepte qu'un défaut puisse exister sur une phase sans nécessiter une coupure. Toutefois l'installation doit être munie d'un **contrôleur permanent d'isolement (CPI)**, afin que soit signalée l'existence de ce défaut et que des dispositions soient prises pour le supprimer. Pour aider à le localiser, il est utile d'utiliser une pince courant de fuite.

Une **pince courant de fuite** exploite le même procédé que l'interrupteur différentiel c'est-à-dire effectue la somme :

$$\vec{I}_f = \vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3$$

des courants des trois phases en fournissant la valeur du courant de fuite I_f (figure 55, correspondant au cas d'une distribution à trois fils).

Le principe de cette méthode appelle néanmoins plusieurs réserves :

- d'abord, si les fuites capacitives sur les trois phases ne sont pas identiques, leur sommation fournit un résultat non nul qui est enregistré comme un défaut ;
- d'autre part, dans le cas du triphasé, les éventuels harmoniques 3 des trois courants se retrouvent en phase et s'ajoutent arithmétiquement en générant un pseudo-courant de fuite.

Ces défauts de principe sont communs aux interrupteurs différentiels dont on doit limiter la sensibilité en fonction de la nature et de l'importance de l'installation.

La réalisation de ces pinces nécessite par ailleurs une répartition rigoureusement uniforme des spires des enroulements, des entrefers résiduels très faibles et aussi voisins que possible ; toutes ces conditions conduisent à limiter la valeur du courant de fuite décelable pratiquement au 1/1 000 du courant dans les conducteurs concernés.

Malgré ces réserves, la méthode est très utilisée et l'emploi des pinces courant de fuite apporte une aide significative à la recherche d'un défaut signalé par un CPI.

7.5 Essai de tenue aux surtensions des machines

L'essai doit être effectué, suivant EN 60204-1, entre les conducteurs sous tension de tous les circuits et le circuit PE de liaison équipotentielle des masses à une tension double de la tension de service avec un minimum de 1 000 V, pendant 1 s. La source haute tension doit disposer d'une puissance minimale de 500 VA.

7.6 Essai de temps de décharge

Cet essai, également prévu par la norme EN 60204-1, concerne les matériels comportant une alimentation en courant continu avec une capacité de filtrage qui risque de maintenir pendant quelque temps une tension dangereuse après coupure de l'alimentation primaire. Il est spécifié que les tensions des parties conductrices accessibles doivent tomber à moins de 60 V en 1 s au maximum, et celle des parties conductrices internes en 5 s au maximum.

Il existe des appareils permettant de contrôler l'ensemble des directives de la norme EN 60204-1, ces directives doivent être respectées non seulement sur les machines neuves, mais aussi sur celles ayant fait l'objet d'opérations de maintenance. On peut citer comme appareil de ce type : CA 6121 de Chauvin-Arnoux.

8. Analyse de la qualité des fournitures d'électricité

Le développement des appareils destinés au contrôle de la qualité des tensions fournies par le réseau résulte de deux évolutions antagonistes :

- une exigence accrue des utilisateurs exploitant des équipements électroniques sensibles ;
- un accroissement des perturbations apportées par le développement de certains dispositifs électroniques d'exploitation, tels que le dosage des puissances par les triacs ou les thyristors, les convertisseurs de fréquence, les alimentations à découpage, etc.

■ Le **contrôle de la qualité de la tension** fournie par les réseaux de distribution doit pouvoir **mettre en évidence les défauts** susceptibles de perturber le fonctionnement des équipements qui y sont raccordés, à savoir :

- non-respect des tolérances admissibles pour la valeur efficace, soit, plus précisément, l'existence sur une durée significative de sous-tensions ou de surtensions ;

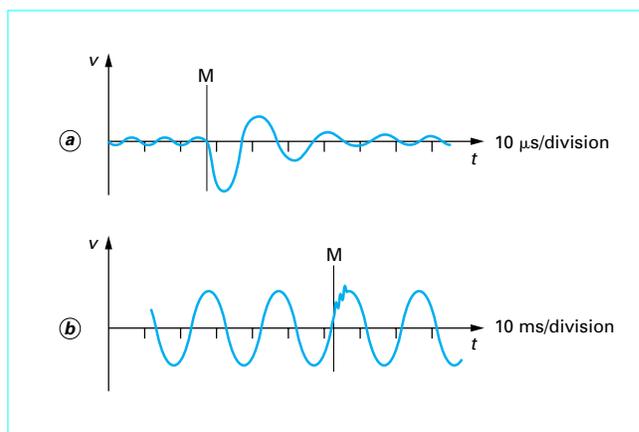


Figure 56 - Enregistrement d'une perturbation de tension

- existence éventuelle de sous-tensions (*Sag*) ou de surtensions (*Surge*) de faibles durées, soit quelques périodes au maximum, mais pouvant néanmoins perturber le fonctionnement de certains équipements ;

- présence aléatoire ou périodique de pics de surtension (*impulses*) qui peuvent être à l'origine de défauts de fonctionnement d'équipements électroniques ; ces pics, dont le spectre initial se situe en haute fréquence (> 50 kHz), peuvent ensuite donner lieu à une onde amortie dans le domaine basse fréquence (400 à 4 000 Hz), ce qui complique leur filtrage ; ils doivent être caractérisés non seulement par leurs amplitudes et leurs vitesses de montée, mais aussi par leur énergie et leurs positions de phase vis-à-vis de l'onde fondamentale ;

- excursions de fréquence qui peuvent se rencontrer dans le cas où la tension est fournie par des générateurs locaux ;

- tension excessive entre neutre et terre ;
- tension parasite générée par un arc entre contacts d'un dispositif de coupure.

La mise en évidence des défauts doit s'accompagner de leur **position temporelle** afin d'établir une éventuelle corrélation avec les anomalies d'appareils alimentés par le réseau surveillé.

■ L'opérateur doit préalablement programmer les amplitudes des écarts de tension qui vont être analysés et pris en mémoire par l'**appareil de mesure**, avec des valeurs distinctes pour les écarts de durées significatives et ceux concernant des pics transitoires.

En cas de franchissement d'un seuil, les informations issues de ces mémoires font l'objet de deux **enregistrements** et d'une **analyse** mathématique :

- l'enregistrement de la figure **56b** concerne un espace de temps de 100 ms, l'instant de franchissement du seuil, repéré M, étant situé environ au centre du diagramme afin d'être informé de l'évolution de la tension avant et après l'événement ;

- l'enregistrement de la figure **56a** est relatif au signal parasite qui est venu s'ajouter à la tension normale à l'instant M ; un microprocesseur choisit l'échelle optimale des temps pour en permettre une représentation détaillée et complète ; sa durée est, dans le cas de figure, réduite dans un rapport 1000.

● L'appareil, dont les caractéristiques sont succinctement décrites ici (*Basic Measuring Instruments*), fournit simultanément en clair :

- la valeur maximale de l'amplitude de l'impulsion ;
- son déphasage vis-à-vis du passage par zéro par valeur croissante de la tension ;

— l'énergie fournie par cette impulsion dans une charge Z définie par l'opérateur.

Lorsque la valeur efficace de la tension dépasse l'écart programmé, un enregistrement de celle-ci est effectué sur une période de temps encadrant l'instant de déclenchement (par exemple -4 à $+16$ s). Sur option, l'appareil calcule les taux et les déphasages des différents harmoniques (jusqu'au 40^e rang).

- Une autre version réalisée par Fluke (analyseur de qualité d'énergie Fluke 43) est un appareil portable de faible encombrement comportant un écran d'oscilloscope permettant d'afficher simultanément l'enregistrement de deux grandeurs, par exemple courant et tension, avec la capture et la sauvegarde des transitoires de distorsion du signal de tension (jusqu'à 40). L'analyse de qualité d'éner-

gie peut être effectuée à partir des données enregistrées au moyen d'un logiciel associé à un ordinateur.

Cette même société propose, par ailleurs, un dispositif aveugle de très faible encombrement capable de détecter les anomalies de la tension, y compris des pics transitoires jusqu'à $1\ \mu\text{s}$, et les variations de fréquence sur les alimentations du réseau monophasées. La configuration doit être effectuée sur un PC et chargée dans cet enregistreur (VR 101) à l'aide d'un logiciel fourni *via* un câble d'interface optique. Ce même logiciel peut ensuite fournir un historique des événements de tension qui se sont produits durant le raccordement de l'enregistreur avec une capacité de stockage de 4 000 événements. Une telle formule permet le contrôle simultané de plusieurs sources de tension au moyen de plusieurs enregistreurs en exploitant le même logiciel.