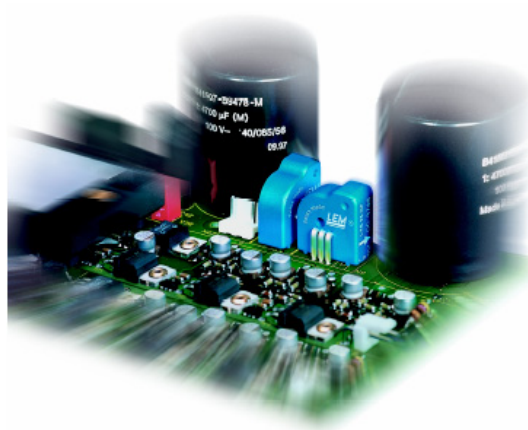


## *Systemes électroniques*

---

### **Chapitre 14** *MESURE DE COURANT* *Transducteurs*

---





# T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

<b>14.</b>	<b>MESURE DE COURANT .....</b>	<b>1</b>
14.1	INTRODUCTION.....	1
14.2	MESURE DE COURANT SANS SÉPARATION GALVANIQUE .....	1
14.2.1	Mesure de courant par shunt.....	1
14.2.1.1	Mesure par rapport à la référence électronique .....	1
14.2.1.2	Mesure de la tension différentielle aux bornes du shunt. ....	2
14.2.1.3	Mesure de courant avec un grand mode commun .....	3
14.3	MESURE DE COURANT AC AVEC SÉPARATION GALVANIQUE .....	5
14.3.1	Transformateur de courant.....	5
14.3.1.1	Généralités.....	5
14.3.1.2	Modèle statique du transformateur de courant .....	5
14.3.1.3	Réponse harmonique du transformateur.....	7
14.3.1.4	Mesure du courant au secondaire du transformateur .....	9
14.3.2	Transducteur de courant sans circuit magnétique .....	10
14.3.2.1	Sonde de courant flexible .....	10
14.3.2.2	Technologie PRiME® .....	11
14.3.2.3	Performances des transducteurs de courant AC .....	13
14.3.3	Caractéristiques des sondes Hall.....	14
14.3.3.1	Principe de fonctionnement d'une sonde de Hall.....	14
14.3.3.2	Réponse en fréquence d'une sonde de Hall.....	15
14.4	MESURE DE COURANT DC AVEC SÉPARATION GALVANIQUE .....	15
14.4.1	Transducteurs à sonde de Hall .....	15
14.4.1.1	Transducteur de courant en boucle ouverte .....	15
14.4.1.2	Transducteur de courant en boucle fermée.....	16
14.4.2	Transducteurs fluxgate.....	21
14.4.2.1	Principe .....	21
14.4.2.2	Exemple de réalisation .....	24
14.4.2.3	Performances des technologies Fluxgate.....	25

Bibliographie



## 14. MESURE DE COURANT

### 14.1 INTRODUCTION

Dans la pratique, la mesure de courants est très souvent nécessaire. Dans ce chapitre nous allons étudier divers possibilités de mesurer un courant en fonction des exigences imposées par l'environnement. Ces dernières sont principalement les suivantes :

- niveau de courant à mesurer,
- niveau du mode commun,
- avec ou sans séparation galvanique,
- avec ou sans composante continue,
- environnement (température, durée de vie, ...),
- précision, résolution.

Dans un design faisant appel à une mesure de courant, le coût en matériel est de première importance. Par conséquent il s'agit d'optimiser le design de manière à répondre aux minimums des exigences du cahier des charges.

### 14.2 MESURE DE COURANT SANS SÉPARATION GALVANIQUE

#### 14.2.1 Mesure de courant par shunt

La tension aux bornes d'un shunt donne, par une mesure indirecte le courant traversant l'élément de mesure. Deux cas sont à distinguer.

- Le courant à mesurer est dans un conducteur dont le potentiel est celui de la masse électronique.
- Le courant à mesurer est dans un conducteur dont le potentiel (mode commun) est quelconque.

##### 14.2.1.1 Mesure par rapport à la référence électronique

Cette mesure est sans doute la plus simple à réaliser. Si le courant à mesurer est inférieur à 20mA, un montage à transimpédance est la solution qui demande le moins de composant.

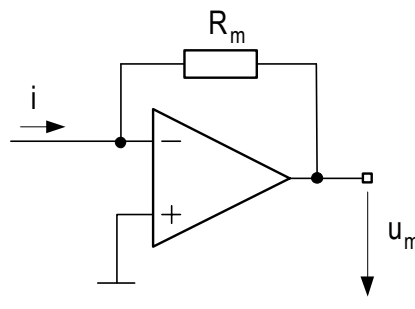


Figure 14-1 : Amplificateur à transimpédance

L'amplificateur doit être en mesure de fournir un courant équivalent au courant mesuré. Le résultat de la mesure est donné sous la forme d'une tension qui peut être par exemple convertie en numérique.

$$u_m(t) = R_m \cdot i(t) \quad 14.1$$

En tenant compte de la réponse fréquentielle de l'amplificateur opérationnel, la largeur de bande de la mesure de courant correspond au produit du gain par la largeur de bande de l'amplificateur en boucle ouverte.

$$U_m(s) = \frac{A_0}{1 + A_0} \frac{R_m}{1 + s \frac{1}{2\pi f_T A_0}} \cdot I(s) \quad 14.2$$

Avec :

- $A_0$  : gain statique en tension de l'amplificateur en boucle ouverte,
- $f_T$  : fréquence correspondant à une atténuation de 3dB du gain de l'amplificateur en boucle ouverte (bande passante).

Par contre si le courant à mesurer est supérieur à 20mA une résistance est placée en série avec le conducteur. La tension aux bornes de la résistance donne une image du courant la traversant. Le choix de la valeur de la résistance dépend des contraintes liées au circuit. En effet pour avoir une bonne sensibilité de mesure la tension aux bornes de la résistance doit être supérieure de un ou deux ordres de grandeur à l'offset de l'amplificateur opérationnel utilisé pour la mesure. Cette exigence ne peut pas toujours être remplie selon la topologie du circuit.

#### 14.2.1.2 Mesure de la tension différentielle aux bornes du shunt.

Dans ce cas on utilise un amplificateur différentiel dont le montage est donné par la Figure 14-2.

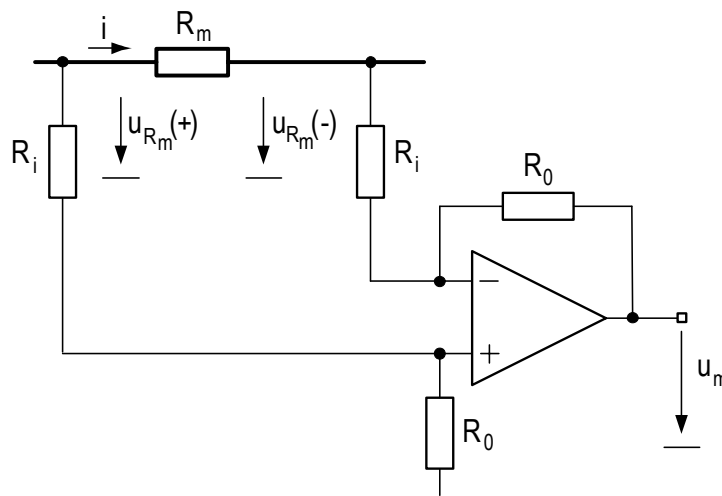


Figure 14-2 : Mesure par un amplificateur différentiel en mode tension

$$u_m(t) = \frac{R_0}{R_i} \cdot (u_{R_m(+)}(t) - u_{R_m(-)}(t)) = \frac{R_0}{R_i} R_m i(t) \quad 14.3$$

La largeur de bande de la mesure dépend de la réponse fréquentielle l'amplificateur choisi ainsi que du gain  $R_0/R_i$ .

$$U_m(s) = \frac{R_0}{R_i} \frac{A_0}{1 + A_0} \frac{1}{1 + s \frac{1}{2\pi \frac{R_0}{R_i} f_T}} R_m I(s) \quad 14.4$$

### 14.2.1.2.1 Limite d'utilisation de la mesure différentielle de tension

Lorsque le shunt se trouve à un potentiel élevé, le mode commun sur l'amplificateur différentiel devient pénalisant. En effet dans ce cas il faut réduire le gain de la mesure afin de limiter les tensions aux bornes des entrées (+) et (-) de l'amplificateur à des valeurs inférieures aux tensions d'alimentation de ce dernier. Une trop forte réduction du gain provoque une perte de sensibilité et/ou une diminution importante du rapport signal sur bruit (SNR) de la mesure. Dans ce cas il existe plusieurs méthodes dont l'une consiste à utiliser un miroir de courant.

### 14.2.1.3 Mesure de courant avec un grand mode commun

Il est possible de diminuer le mode commun sans perte de sensibilité. Dans ce cas il est possible de jouer sur la dissymétrie d'un miroir de courant comme illustré à la Figure 14-3

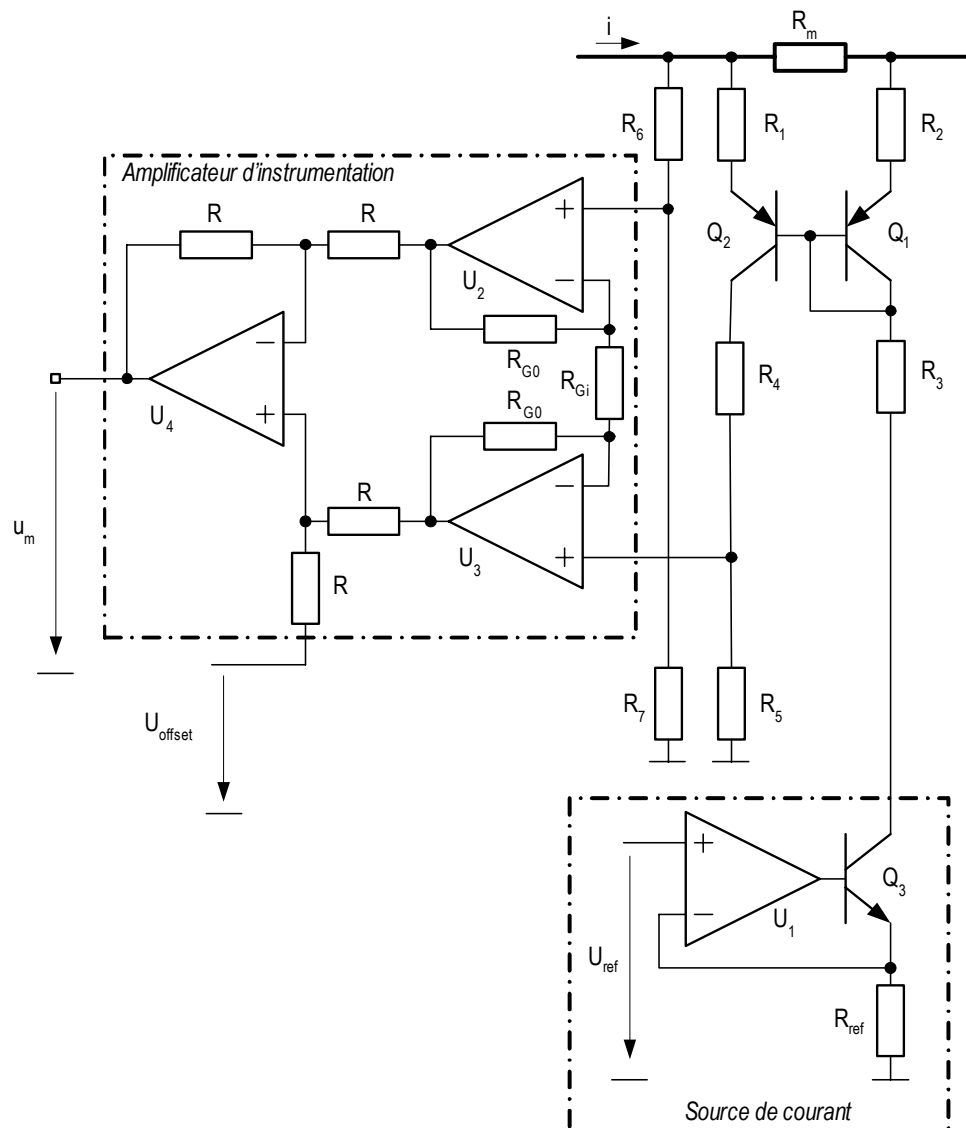


Figure 14-3 : Mesure de courant avec un grand mode commun (I)

En faisant l'hypothèse que les courants de base des transistors sont négligeables, on peut facilement déterminer la relation liant le courant à mesurer  $I$  à la tension de mesure  $U_m$ . Le courant dans le transistor  $Q_1$  du miroir de courant est défini comme :

$$I_{Q_1} = I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_{ref}} \quad 14.5$$

Le courant dans le transistor  $Q_2$  est directement dépendant du courant de référence  $I_{ref}$  et du courant à mesurer  $I$

$$I_{Q_2} = I_{R_1} = \frac{U_{R_1}}{R_1} = \frac{R_m I + R_2 I_{ref}}{R_1} \quad 14.6$$

La tension sur la borne (+) de l'amplificateur  $U_3$  se calcule de la manière suivante

$$U_{U_3(+)} = I_{R_1} R_7 = \frac{R_m}{R_1} R_7 I + \frac{R_2}{R_1} R_7 I_{ref} \quad 14.7$$

Le miroir de courant étant légèrement dépendant de la tension de mode commun, il est possible de corriger cet effet par le diviseur résistif  $R_6$  et  $R_7$  sur la tension de ligne.

$$U_{U_2(+)} = \frac{R_7}{R_6 + R_7} U_{Ligne} \quad 14.8$$

A la sortie de l'amplificateur d'instrumentation on a alors

$$U_m = \underbrace{\frac{R_m}{R_1} R_7 I + \frac{R_2}{R_1} R_7 I_{ref}}_{\text{Décalage de la mesure}} + \underbrace{U_{offset}}_{\text{Suppression du mode commun}} - \underbrace{\frac{R_7}{R_6 + R_7} U_{Ligne}}_{\text{Suppression du mode commun}} \quad 14.9$$

Le décalage de la mesure est défini en fonction du type d'électronique utilisée en amont. Par exemple pour un convertisseur A/N, ce décalage doit se situer en milieu d'échelle. Pour un courant toujours unidirectionnel ( $i > 0$ ), il est possible de réaliser un montage simplifié.

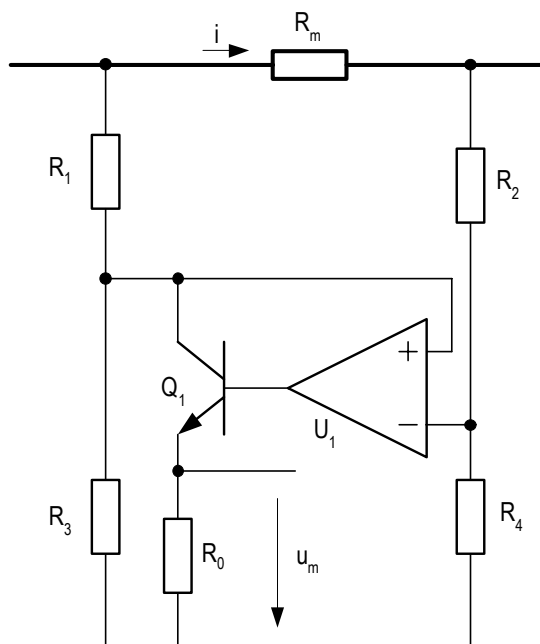


Figure 14-4 : Mesure de courant unidirectionnel avec un grand mode commun



### 14.3 MESURE DE COURANT AC AVEC SÉPARATION GALVANIQUE

#### 14.3.1 Transformateur de courant

##### 14.3.1.1 Généralités

Le transformateur de courant, constitué de deux enroulements liés par un circuit magnétique est une des possibilités de mesurer un courant en assurant une séparation galvanique entre le mesurant et la mesure. Toutefois ce mode de mesure présente des caractéristiques limitant son champ d'application.

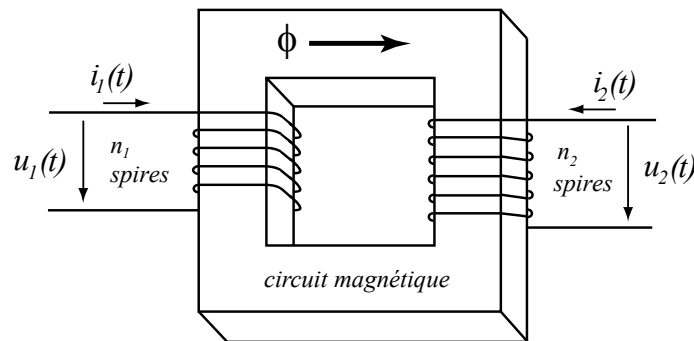


Figure 14-5 : Transformateur de courant

##### 14.3.1.2 Modèle statique du transformateur de courant

Les tensions aux bornes des enroulements primaire et secondaire du transformateur sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} u_1(t) &= R_1 i_1(t) + \frac{\partial \psi_1(t)}{\partial t} = R_1 i_1(t) + \frac{\partial}{\partial t} (L_{\delta 1} i_1(t) + L_{1h} i_1(t) + L_{12} i_2(t)) \\ u_2(t) &= R_2 i_2(t) + \frac{\partial \psi_2(t)}{\partial t} = R_2 i_2(t) + \frac{\partial}{\partial t} (L_{\delta 2} i_2(t) + L_{2h} i_2(t) + L_{21} i_1(t)) \end{aligned} \quad 14.10$$

Les inductances propres, mutuelles et de fuites sont définies en fonction des réluctances des circuits magnétiques associés.

$$\begin{aligned} \left. \begin{aligned} L_{1h} &= \frac{n_1^2}{R} \\ L_{2h} &= \frac{n_2^2}{R} \end{aligned} \right\} L_{1h} &= \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 L_{2h} \\ \left. \begin{aligned} L_{12} &= \frac{n_1 n_2}{R} \\ L_{21} &= \frac{n_2 n_1}{R} \end{aligned} \right\} L_{12} &= L_{21} = \frac{n_2}{n_1} L_{1h} = \frac{n_1}{n_2} L_{2h} \end{aligned} \quad 14.11$$

A l'aide des relations 14.10 et 14.11, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= R_1 i_1(t) + L_{\delta 1} \frac{\partial i_1(t)}{\partial t} + L_{1h} \frac{\partial}{\partial t} \left( i_1(t) + \frac{n_2}{n_1} i_2(t) \right) \\
 u_2(t) &= R_2 i_2(t) + L_{\delta 2} \frac{\partial i_2(t)}{\partial t} + L_{1h} \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{n_1}{n_2} i_1(t) + i_2(t) \right)
 \end{aligned}
 \tag{14.12}$$

En rapportant les grandeurs secondaires du transformateur au primaire, il est possible de modifier la seconde relation de 14.12.

$$\begin{aligned}
 u_2(t) \frac{n_1}{n_2} &= \underbrace{\left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2}_{R'_2} R_2 \underbrace{\frac{n_2}{n_1} i_2(t)}_{i'_2(t)} + \underbrace{\left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2}_{L'_{\delta 2}} L_{\delta 2} \frac{\partial}{\partial t} \left( \underbrace{\frac{n_2}{n_1} i_2(t)}_{i'_2(t)} \right) + L_{1h} \frac{\partial}{\partial t} \left( i_1(t) + \underbrace{\frac{n_2}{n_1} i_2(t)}_{i'_2(t)} \right) \\
 u'_2(t) &= R'_2 i'_2(t) + L'_{\delta 2} \frac{\partial i'_2(t)}{\partial t} + L_{1h} \frac{\partial}{\partial t} \left( \underbrace{i_1(t) + i'_2(t)}_{i_h} \right)
 \end{aligned}
 \tag{14.13}$$

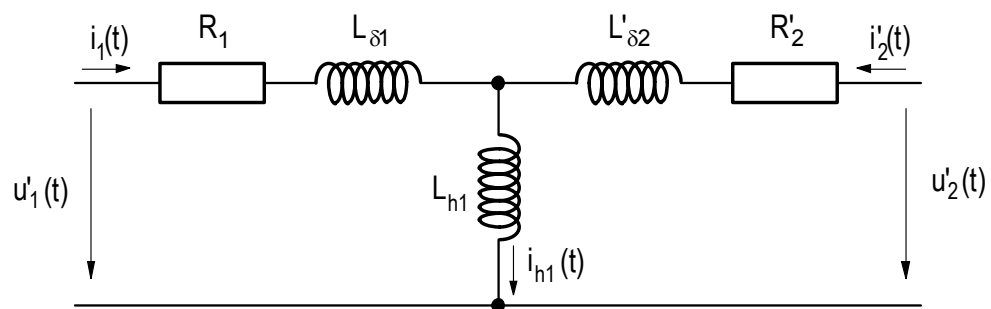
Les valeurs secondaires rapportées au primaire prennent la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 R'_2 &= \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 R_2 \\
 L'_{\delta 2} &= \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 L_{\delta 2} \\
 i'_2 &= \frac{n_2}{n_1} i_2 \\
 u'_2 &= \frac{n_1}{n_2} u_2
 \end{aligned}
 \tag{14.14}$$

De la relation 14.13, on peut encore déterminer le courant magnétisant  $i_h$

$$i_h(t) = i_1(t) + \frac{n_2}{n_1} i_2(t) = i_1(t) + i'_2(t)
 \tag{14.15}$$

Les relations définies ci-dessus permettant de définir le quadripôle équivalent du transformateur.



(a) avec grandeur secondaire reportée au primaire

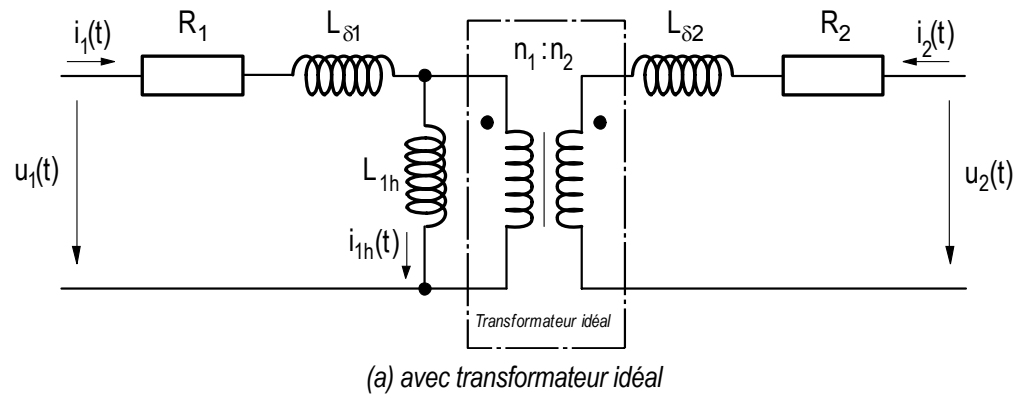


Figure 14-6 : Quadripôle équivalent du transformateur

#### 14.3.1.2.1 Définition du facteur de couplage.

Le but est de définir l'effet des flux de fuites sur le couplage magnétique entre l'entrée et la sortie du transformateur. Les résistances des enroulements n'entrent pas en jeu dans ce calcul ( $R_1=R_2=0$ )

L'enroulement primaire est alimenté par une source de tension. On suppose ici que l'enroulement de secondaire est ouvert ( $i_2=0$ ).

$$\left. \begin{aligned} u_{L_{1h}} \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} &= \frac{L_{1h}}{L_{\delta 1} + L_{1h}} u_1 \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} = \frac{L_{1h}}{L_{11}} u_1 \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} = k_1 u_1 \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} \\ u_2 \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} &= \frac{n_2}{n_1} u_{L_{1h}} \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} \end{aligned} \right\} u_2 \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} = k_1 \frac{n_2}{n_1} u_1 \Big|_{\substack{R_1=0 \\ i_2=0}} \quad 14.16$$

L'enroulement secondaire est alimenté par une source de tension. On suppose ici que l'enroulement de primaire est ouvert ( $i_1=0$ ).

$$\left. \begin{aligned} u_{L_{2h}} \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} &= \frac{L_{2h}}{L_{\delta 2} + L_{2h}} u_1 \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} = \frac{L_{2h}}{L_{22}} u_1 \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} = k_2 u_2 \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} \\ u_1 \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} &= \frac{n_1}{n_2} u_{L_{2h}} \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} \end{aligned} \right\} u_1 \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} = k_2 \frac{n_2}{n_1} u_2 \Big|_{\substack{R_2=0 \\ i_1=0}} \quad 14.17$$

Le coefficient de couplage  $k$  est défini comme la moyenne géométrique des couplages  $k_1$  et  $k_2$  :

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \sqrt{\frac{L_{1h}}{L_{1h} + L_{\delta 1}} \frac{L_{2h}}{L_{2h} + L_{\delta 2}}} = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} = \frac{L_{21}}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} \quad 14.18$$

#### 14.3.1.2.2 Définition du rapport de transformation effectif

Le rapport de transformation effectif est quant à lui donné par la relation

$$n_e = \sqrt{\frac{k_1}{k_2}} = \sqrt{\frac{L_{2h} + L_{\delta 2}}{L_{1h} + L_{\delta 1}}} = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{11}}} \quad 14.19$$

#### 14.3.1.3 Réponse harmonique du transformateur

Pour pouvoir utiliser le transformateur de courant comme système de mesure, il est de première importance de connaître son comportement dynamique. Sans tenir compte des

capacités réparties entre spires de chaque enroulement ainsi qu'entre les enroulements et le circuit magnétique, à partir de la Figure 14-16, on peut calculer la fonction de transfert liant le courant secondaire au courant primaire lorsque le secondaire est chargé par une résistance de mesure  $R_m$

$$U_{L_{1h}}(s) = sL_{1h}(I_1(s) + I'_2(s)) \quad 14.20$$

et

$$\begin{aligned} U_{L_{1h}}(s) &= -(sL'_{\delta 2} + R'_2 + R'_m)I'_2(s) \\ &= -(sL_{\delta 2} + R_2 + R_m)\frac{n_1}{n_2}I_2(s) \end{aligned} \quad 14.21$$

Finalement, la fonction de transfert se présente sous la forme d'un passe-haut.

$$G_I(s) = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} = -\frac{n_1}{n_2} \frac{s \frac{L_{2h}}{R_2 + R_m}}{1 + s \frac{L_{2h} + L_{\delta 2}}{R_2 + R_m}} \quad 14.22$$

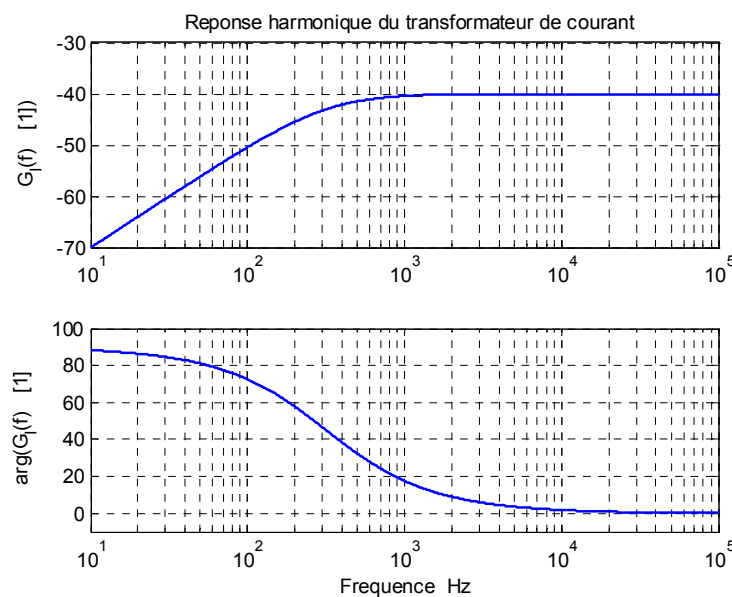


Figure 14-7 : Diagramme de bode  
Exemple  $L_{1h}=10\mu\text{H}$ ,  $L_{2h}=100\text{mH}$ ,  $n_1=5$ ,  $n_2=500$ ,  $R_2=100\Omega$ ,  $R_m=100\Omega$

#### 14.3.1.3.1 Prise en compte des pertes magnétiques

Que le circuit magnétique soit saturé ou non, il peut être intéressant de prendre en compte les pertes magnétiques. Celles-ci doivent être représentées par des éléments dissipatifs c'est à dire des résistances.

Les pertes magnétiques localisées dans le « fer » sont directement liées à l'induction donc au flux. Les pertes par hystérésis sont sensiblement proportionnelles au carré de l'induction magnétique maximum ( $B_{MAX}^2$ ) et celles dues aux courants de Foucault sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique efficace ( $B_{RMS}^2$ ). Donc, à forme d'onde d'induction donnée, on peut dire que l'ensemble des pertes fer sont proportionnelle à l'induction magnétique efficace ( $B_{RMS}^2$ ). Globalement, si le circuit est saturable et qu'il a une section

constante, la répartition de l'induction  $B$  ne dépend pas du niveau d'excitation magnétique et il existe une relation linéaire entre le flux commun et l'induction dans tout le circuit magnétique. Les pertes sont donc sensiblement proportionnelles au carré du flux. Pour une forme d'onde de flux et une fréquence données, il existe une relation de proportionnalité entre la valeur efficace de la dérivée du flux et son amplitude. On peut alors modéliser les pertes fer par une simple résistance  $R_{fer}$  placée aux bornes de l'inductance magnétisante  $L_h$ .

$$P_{fer} = \frac{\left( n_1 \frac{\partial \phi}{\partial t} \right)_{RMS}^2}{R_{fer}} \quad 14.23$$

Dans le cas où la fréquence varie et où la forme du flux reste constante, une simple résistance ne convient plus à cause des pertes par hystérésis. En effet, la dérivée du flux est proportionnelle à la fréquence donc le carré de sa valeur efficace est proportionnel à  $f^2$ , les pertes par courants de Foucault sont donc bien représentées par une résistance constante ; en revanche, les pertes par hystérésis sont proportionnelles à  $f$ , il faudrait pour les représenter à fréquence variable une résistance proportionnelle à la fréquence. Remarquons que cette modélisation décrit bien le comportement, a priori surprenant, que l'on observe à fréquence variable et à amplitude de l'onde de tension constante : les pertes croissent lorsque la fréquence diminue (l'induction augmente). Lorsque la section du circuit magnétique n'est pas constante - cas assez fréquent des circuits ferrites - et qu'il y a saturation, la répartition de l'induction change en fonction du niveau d'excitation, alors une résistance constante modélise mal les pertes fer. Mais, il est rare (sauf dans les inductances saturables) que les circuits en ferrite fonctionnent à haute fréquence en régime saturé.

#### 14.3.1.4 Mesure du courant au secondaire du transformateur

En pratique, de manière simplifiée, la mesure est réalisée selon la Figure 14-8

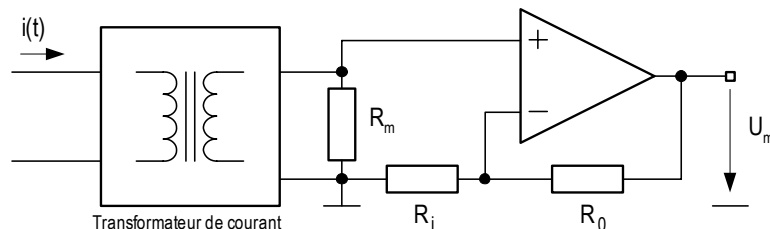


Figure 14-8 : Topologie du système de mesure de courant par transformateur (1)

En faisant la transformation courant tension au moyen d'un amplificateur à transimpédance, on s'affranchit de la résistance de mesure. Dans ce cas la fréquence de coupure est augmentée.

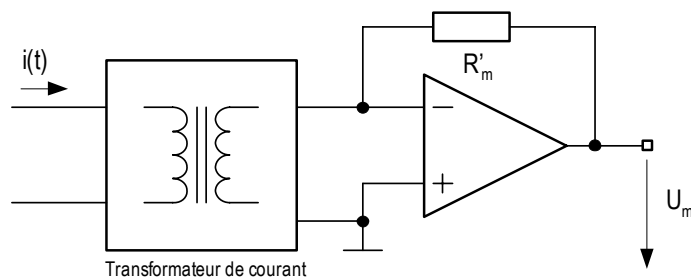


Figure 14-9 : Topologie du système de mesure de courant par transformateur (2)

## 14.3.2 Transducteur de courant sans circuit magnétique

### 14.3.2.1 Sonde de courant flexible

#### 14.3.2.1.1 Principe de fonctionnement

Pour les mesures de courants alternatifs (AC), c'est-à-dire sans composantes continue (DC), une bobine placée dans l'air et magnétiquement couplée avec le conducteur primaire. Il ne s'agit ni plus ni moins que d'un transformateur à faible couplage. Le bobinage est réalisé de manière à avoir une surface maximum offerte au champ d'induction magnétique produit par la circulation du courant dans le conducteur principal (enroulement primaire) mais une surface aussi petite que possible aux champs parasites externes. La Figure 14-10 illustre un principe d'enroulement d'une bobine de Rogowski.

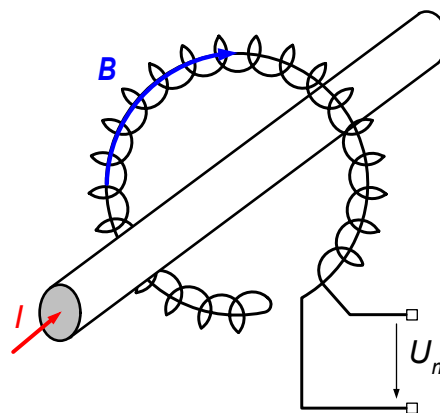


Figure 14-10 : Principe de la bobine de Rogowski

La tension de mesure correspond à la tension induite due à la variation du flux mutuel entre les enroulements primaire (fil linaire) et secondaire.

$$U_m = \frac{\partial \psi}{\partial t} = N \Lambda_{12} \frac{\partial I}{\partial t} \quad 14.24$$

Il s'agit alors de faire l'intégrale de la tension de mesure. En pratique les offsets en amont de l'intégrateur rendent une simple intégrale impossible. Il faut donc réaliser un découplage de la composante DC. L'intégrateur devient donc un passe bande d'ordre supérieur à 1 (passe-haut couplé à un intégrateur).

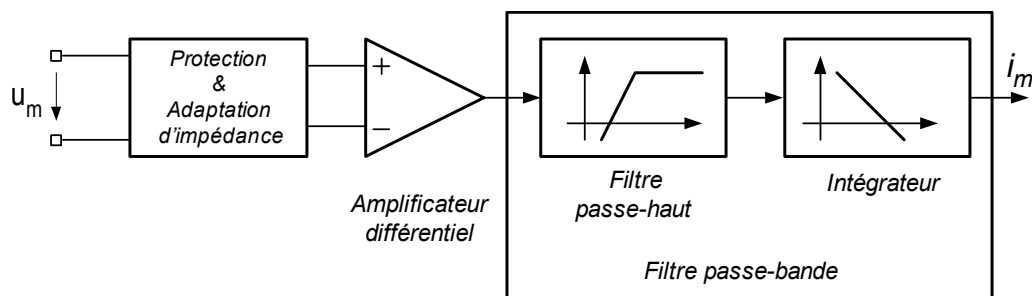


Figure 14-11 : Chaîne d'acquisition du signal de sortie d'une bobine de Rogowski.

Cette bobine est en général réalisée en bobinant des spires autour d'un cylindre flexible en matériaux isolants. Pour assurer l'insensibilité aux perturbations des champs externes, il faut faire attention à la manière dont sont connectés les fils de sortie.



Figure 14-12 : Sonde de courant flexible

### 14.3.2.2 Technologie PRiME<sup>®</sup>

#### 14.3.2.2.1 Principe de fonctionnement

Plusieurs conceptions de bobines Rogowski fabriquées sur des circuits imprimés (PCB) ont été analysées, dans le but de réduire les coûts de fabrication, la taille ou la masse. Pour l'instant, peu de produits basés sur ces technologies sont utilisés industriellement. Une exception est la technologie PRiME<sup>®</sup> (proposée par LEM), qui est capable d'avoir simultanément une excellente robustesse aux perturbations externes et une sensibilité importante.

La position spatiale des bobines a été étudiée afin de rendre la mesure robuste. On entend par là que, pour tout conducteur placé à l'intérieur du capteur, la mesure est indépendante de la position du conducteur et que l'influence d'un conducteur placé à l'extérieur du capteur est négligeable.

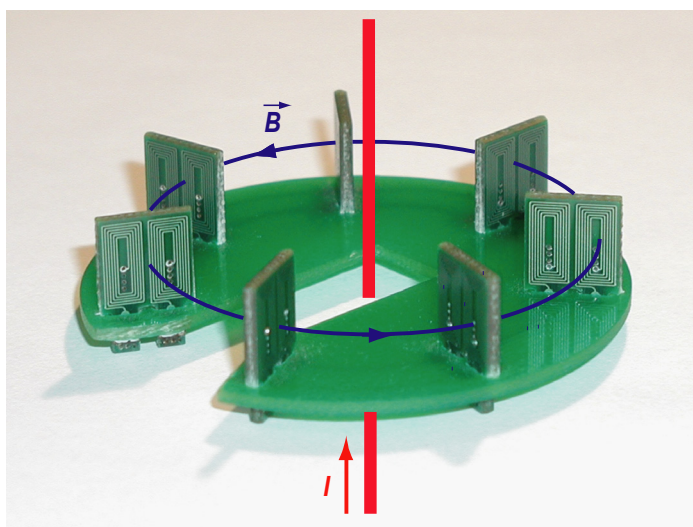


Figure 14-13 : Technologie PRiME<sup>®</sup> proposée par LEM

L'analyse se conduit de manière relativement simple puisque le milieu est uniforme (air). On utilise la relation de Neumann

$$M_{AB} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{|\overline{AB}|} \int_0^{|\overline{CD}|} \frac{\mathbf{u} \cdot \mathbf{v}}{|\mathbf{AC} - r_1 \mathbf{u} + r_2 \mathbf{v}|} dr_1 dr_2 \tag{14.25}$$

Cette relation exprime l'inductance mutuelle entre deux conducteurs rectilignes placés dans un espace à trois dimensions selon la Figure 14-14.

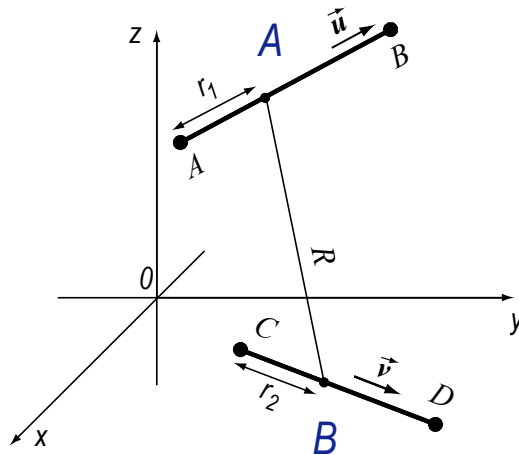


Figure 14-14 : Mutuelle entre deux conducteurs rectilignes

La résolution de cette double intégrale ne peut se faire que numériquement dans le cas général. Pour le transducteur PRiME<sup>®</sup>, on peut démontrer que la tension de mesure est pratiquement indépendante de conducteurs placés à l'extérieur du transducteur en combinant les bobines extérieures (outer) et intérieure (inner) selon la relation

$$U_0 = U_{inner} - \frac{1}{\lambda} U_{outer} \tag{14.26}$$

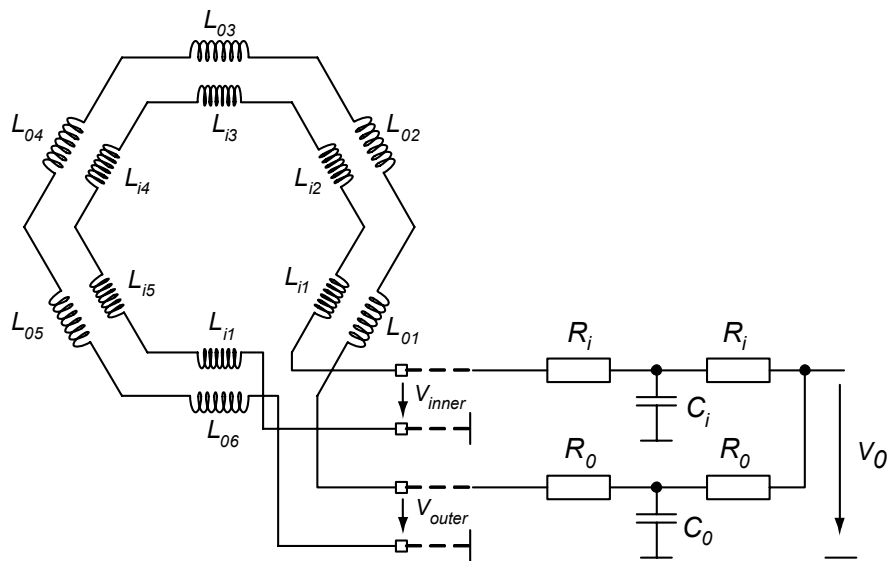


Figure 14-15 : Schéma de principe de la sonde PRiME<sup>®</sup>



En réalisant une simulation sous Matlab, il est possible d'observer l'influence de la position du conducteur sur le résultat de la mesure, ceci en fonction de la géométrie du transducteur et du coefficient  $\lambda$ .

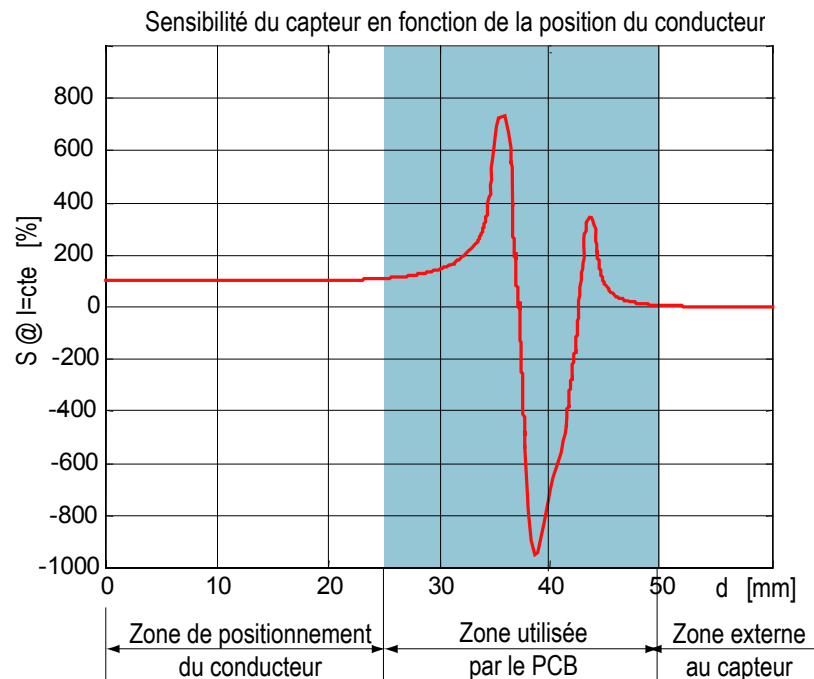


Figure 14-16 : Sensibilité à la position du conducteur parcouru par le courant à mesurer

### 14.3.2.3 Performances des transducteurs de courant AC.

Ces transducteurs présentent les avantages suivants :

- bonne précision,
- large bande passante,
- faible masse.

Ils sont limités aux courants alternatifs

#### 14.3.2.3.1 Sonde de courant flexible

Caractéristiques générales :

- Plage de mesure : 0.....10'000A
- Bande passante : 10Hz...100kHz
- Précision typique :  $\pm 1\%$
- Linéarité :  $\pm 0.2\%$
- Temps de réponse :  $< 10\mu s \dots 50\mu s$

#### 14.3.2.3.2 Technologie PRiME<sup>®</sup>

Caractéristiques générales :

- Plage de mesure : 0.....10'000A
- Bande passante : 100kHz
- Précision typique :  $\pm 0.5\%$
- Linéarité :  $\pm 0.2\%$
- Temps de réponse :  $< 2\mu s \dots 50\mu s$

### 14.3.3 Caractéristiques des sondes Hall

#### 14.3.3.1 Principe de fonctionnement d'une sonde de Hall

On appelle *effet Hall* l'apparition d'un champ électrique transversal et, par suite, d'une différence de potentiel dans un métal ou un semi-conducteur parcouru par un courant électrique lorsqu'on l'introduit dans un champ d'induction magnétique perpendiculaire à la direction du courant.

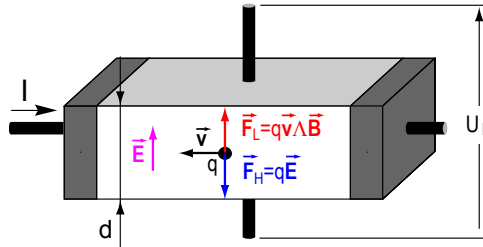


Figure 14-17 : Sonde de Hall

Considérons un conducteur parallélépipédique de longueur  $l$ , connecté à ces deux extrémités à une source de courant. En absence de champ induction magnétique  $\mathbf{B}$ , le champ électrique  $\mathbf{E}$  a le sens et la direction du courant. Les charges  $q$  se déplacent à la vitesse  $\mathbf{v}$  de même direction que  $\mathbf{E}$  et de même sens si  $q > 0$ . Si un champ d'induction magnétique  $\mathbf{B}$  externe, perpendiculaire à  $\mathbf{E}$ , est appliqué, les charges en déplacement  $q$  subit la force de Lorentz

$$\mathbf{F}_L = q\mathbf{v} \wedge \mathbf{B} \quad 14.27$$

La partie supérieure du conducteur se charge positivement (excès de charges) tandis que la partie inférieure se charge négativement, créant ainsi un champ électrique  $\mathbf{E}_H$  normal à  $\mathbf{E}$ . Chaque charge  $q$  est alors aussi soumise à une force dirigée vers le bas

$$\mathbf{F}_H = q\mathbf{E}_H \quad 14.28$$

s'opposant à l'effet de la force de Lorentz. La migration des charges s'arrête quand les deux forces sont égales en amplitude mais de sens opposé, donc lorsque

$$\mathbf{E}_H = -\mathbf{v} \wedge \mathbf{B} \quad 14.29$$

Il règne alors entre les faces du conducteur une tension appelée *tension de Hall*.

$$U_H = \int_0^d \mathbf{E}_H \cdot \mathbf{u}_y dy = E_H d \quad 14.30$$

La vitesse des électrons est liée au courant  $I$  par la relation

$$I = NqSv \quad 14.31$$

avec :

- $N$  : nombre de porteurs de charge par  $m^3$ ,
- $S$  : section transversale du conducteur,
- $v$  : vitesse moyenne des charges  $q$ .

Finalement la tension de Hall dépend du courant  $I$ , du champ d'induction magnétique externe, de la surface et de l'épaisseur du matériau ainsi que du type de matériau

$$U_H = \frac{Bd}{NqS} I = \left( R_H \frac{d}{S} I \right) B = K_{HALL} B \quad 14.32$$

On appelle coefficient de Hall le terme

$$R_H = \frac{1}{Nq} \quad 14.33$$

Ce résultat est remarquable car il permet de déterminer le nombre de porteurs de charges (par  $m^3$ ), une grandeur microscopique, à partir des mesures macroscopiques du courant  $I$  dans la plaque, de l'induction magnétique  $B$  et de la tension de Hall  $U_H$ .

#### 14.3.3.2 Réponse en fréquence d'une sonde de Hall

Les mouvements de charges nécessaires pour créer la tension de Hall ne sont pas instantanés. En pratique la largeur de bande d'une sonde de Hall est de l'ordre de 25kHz. La fonction de transfert liant la tension de Hall au champ d'induction magnétique traversant le matériau correspond à un retard du premier ordre.

$$G_{HALL}(s) = \frac{U_H(s)}{B(s)} = \frac{K_{HALL}}{1 + sT_{HALL}} \quad 14.34$$

### 14.4 MESURE DE COURANT DC AVEC SÉPARATION GALVANIQUE

#### 14.4.1 Transducteurs à sonde de Hall

##### 14.4.1.1 Transducteur de courant en boucle ouverte

Les transducteurs à boucle ouverte exploitent l'effet Hall. La tension du générateur de Hall est générée par le courant de Hall  $I_C$  et par l'induction dans l'entrefer  $B_\delta$ . Le courant de Hall  $I_C$  est fourni par une source à courant constant. La loi d'ampère permet de trouver un lien entre le courant à mesurer  $I$  et le champ d'induction magnétique dans l'entrefer  $B_\delta$ .

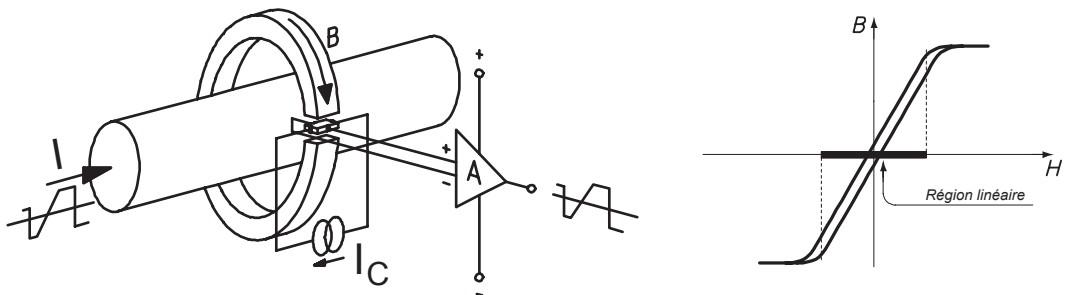


Figure 14-18 : Transducteur de courant en boucle ouverte

Le calcul est conduit avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

- les flux de fuite ainsi que les effets de franges sont négligeables,
- un entrefer «  $\delta$  » important linéarise le cycle d'hystérésis et réduit notablement la tension d'offset liée à l'induction rémanente  $B_r$  du circuit magnétique.

$$I = \oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \frac{\delta}{\mu_0} B_\delta + \frac{l_m}{\mu_r \mu_0} B_{fer} = \frac{\delta + l_m / \mu_r}{\mu_0} B_H \quad 14.35$$

avec :

- $l_m$  : longueur moyenne du circuit magnétique,
- $\mu_r$  : perméabilité relative du circuit magnétique,
- $B_H$  : champ d'induction magnétique dans la sonde de Hall.

La tension aux bornes de la sonde de Hall vaut, en se référant aux relations 14.32 et 14.35 :

$$U_H(s) = \frac{\mu_0}{\delta + l_m / \mu_r} K_{HALL} I(s) = K_H I(s) \quad 14.36$$

#### 14.4.1.1.1 Réponse en fréquence du transducteur de courant en boucle ouverte

Sachant que la sonde de Hall présente une fonction de transfert  $G_{HALL}(s)$  dont la forme est donnée par la relation 14.34, on peut écrire la fonction de transfert du transducteur de courant en boucle ouverte

$$G_I(s) = \frac{I(s)}{U_H(s)} = \frac{K_H}{1 + sT_H} \quad 14.37$$

Le gain  $K_H$  est fonction de la dimension du circuit magnétique, du nombre de spires de l'enroulement dans lequel circule le courant  $I$  et du type de sonde de Hall. La constante de temps  $T_H$  est calculée à partir de la fréquence de coupure donnée par le fabricant de la sonde de Hall.

#### 14.4.1.1.2 Performances des transducteurs à sonde de Hall en boucle ouverte.

Bien adaptés aux applications industrielles, ce type de transducteur vise plutôt des critères économiques.

- Plage de mesure : 0.....18000A
- Bande passante : 0...25kHz
- Précision typique :  $\pm 1\%$
- Linéarité :  $\pm 0.5\%$
- Temps de réponse :  $< 3\mu s$  à  $7\mu s$

#### 14.4.1.2 Transducteur de courant en boucle fermée

##### 14.4.1.2.1 Description

Les transducteurs de courant à boucle fermée, dits aussi à flux nul, possèdent un circuit de compensation intégré qui améliore notablement les performances.

La Figure 14-19 illustre un transducteur de courant en boucle fermée. Le primaire constitué d'une seule spire ( $n_1=1$ ) est parcouru par un courant  $I_1$ . Le secondaire possède  $n_2$  spires et est parcouru par un courant  $i_2$ . Un capteur Hall, placé dans l'entrefer du circuit magnétique permet la mesure du flux circulant dans ce dernier. Le flux est une image de la solénoïdation totale  $n_1 I_1 + n_2 I_2$ . En effet :

$$\phi = \frac{n_1 I_1 + n_2 I_2}{R_{tot}} \cong \frac{\mu_0 \mu_r S}{\pi d + \mu_r \delta} (n_1 I_1 + n_2 I_2) \quad 14.38$$

avec :

- $R_{tot}$  : réluctance du circuit magnétique (tore + entrefer),
- $S$  : section du fer du circuit magnétique,
- $d$  : diamètre du tore,
- $\mu_r$  : perméabilité relative du fer.

La tension aux bornes du capteur Hall est amplifiée à l'aide d'un amplificateur différentiel dont la sortie est directement connectée à l'enroulement secondaire qui joue le rôle de circuit de contre réaction.

Idéalement, on aimerait avoir un flux nul, de manière à avoir un courant secondaire proportionnel au courant primaire. De plus, le point de fonctionnement du circuit magnétique est indépendant du niveau du courant à mesurer ce qui assure une bonne linéarité de la mesure.

$$I_2 = \frac{n_1}{n_2} I_1$$

14.39

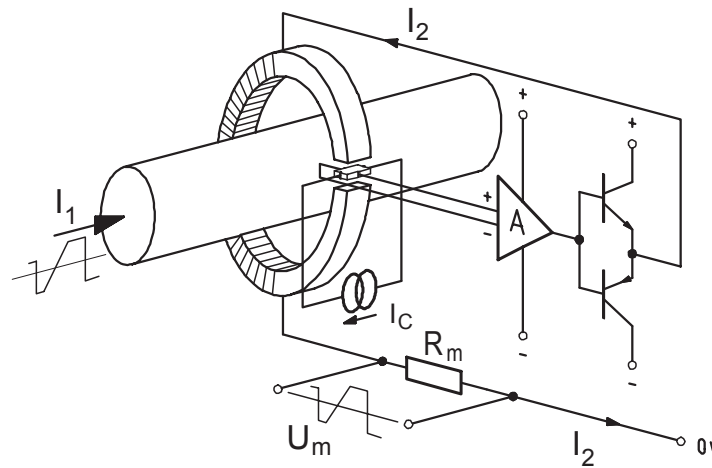


Figure 14-19 : Transducteur de courant en boucle fermée

14.4.1.2.2 Modèle du système à régler

La Figure 14-21 montre le schéma bloc du modèle du transducteur de courant.

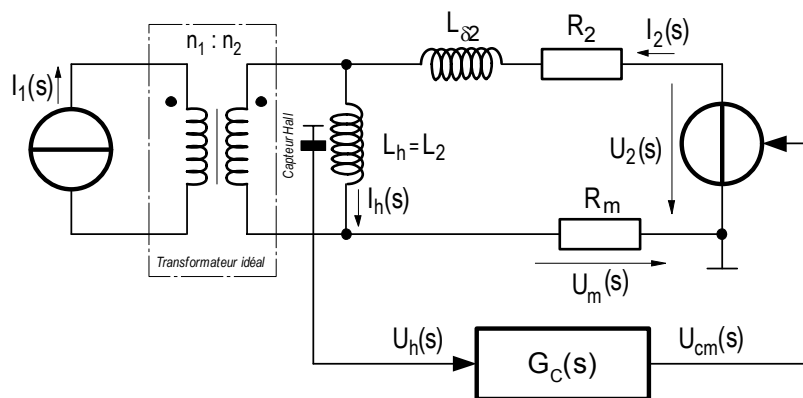


Figure 14-20 : Schéma bloc du modèle du transducteur de courant en boucle fermée

Le bloc  $G_C(s)$  représente la partie contrôle qui, à partir de la tension de Hall, commande la source de tension alimentant l'enroulement secondaire du transformateur. La résistance  $R_m$  est un shunt de mesure donnant la tension de sortie  $U_m(s)$ .

Le courant magnétisant rapporté au secondaire est donné par la relation suivante :

$$I_h(s) = \frac{n_1}{n_2} I_1(s) + I_2(s)$$

14.40

Le courant secondaire  $I_2$  est lié au courant primaire  $I_1$  rapporté au secondaire et à la tension  $U_2(s)$  de la source commandée.

$$U_2(s) = SL_{2h}I_h + (SL_{2\delta} + R_2 + R_m)I_2(s) \quad 14.41$$

A partir des relations 14.40 et 14.41, on peut écrire :

$$I_2(s) = \frac{1}{(R_2 + R_m)} U_2(s) - \frac{s \frac{L_{2h}}{(R_2 + R_m)} n_1}{\left(1 + s \frac{L_{2h} + L_{\delta 2}}{R_2 + R_m}\right) n_2} I_1(s) \quad 14.42$$

On a donc deux fonctions de transfert  $G_U(s)$  et  $G_I(s)$

$$I_2(s) = G_U(s)U_2(s) + G_I(s)I_1(s) \quad 14.43$$

La fonction de transfert  $G_I(s)$  correspond à la fonction de transfert liant les courants primaire et secondaire d'un transformateur de courant (voir § 14.3.1).

A partir des relations précédentes et les divers organes de mesure et de contrôle, on peut tracer le schéma bloc correspondant au modèle à régler.

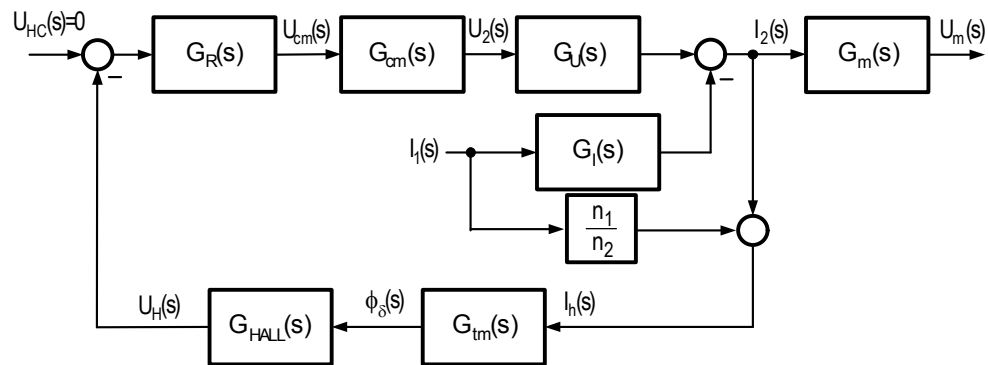


Figure 14-21 : Modèle du transducteur de courant en boucle fermée

Les fonctions de transfert des blocs de contrôle sont définies ci-dessous :

- Fonction de transfert liant la tension de commande  $U_{cm}(s)$  (sortie du régulateur) à la tension au secondaire du transformateur  $U_2(s)$ . Elle correspond à la caractéristique en fréquence d'un amplificateur analogique

$$G_{cm}(s) = \frac{U_2(s)}{U_{cm}(s)} = \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}} \quad 14.44$$

- Fonction de transfert liant le courant secondaire  $I_2(s)$  à la tension de mesure  $U_m$ . Elle est donnée par la relation

$$G_m(s) = \frac{U_m(s)}{I_2(s)} = R_m \quad 14.45$$

- Fonction de transfert liant le courant magnétisant au champ magnétique dans l'entrefer (champ mesuré par la sonde de Hall)

$$G_{Hall}(s) = \frac{U_H(s)}{I_h(s)} = \frac{K_{Hall}}{1 + sT_{Hall}} \quad 14.46$$

- Fonction de transfert du régulateur donnant la tension de commande de la source de tension contrôlée en tension à partir de la tension de Hall.

$$G_R(s) = \frac{U_{cm}(s)}{-U_H(s)} = K_p \frac{sT_i + 1}{sT_i} \tag{14.47}$$

La relation suivante donne la tension de mesure  $U_m$  en fonction du courant circulant dans l'enroulement primaire  $I_1$ .

$$G_w(s) = \frac{U_m(s)}{I_1(s)} = -G_m(s) \frac{G_I(s) + \frac{n_1}{n_2} G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \tag{14.48}$$

Avec  $G_0(s)$ , fonction de transfert de la boucle ouverte ( $I_1(s)=0$ )

$$G_0(s) = G_R(s)G_{cm}(s)G_U(s)G_{tm}(s)G_{HALL}(s) \tag{14.49}$$

La fonction de transfert  $G_w(s)$  peut être décomposée en deux. La première correspond principalement au passe-haut du transformateur de courant étudié.

$$G_{w1}(s) = -\frac{G_I(s)}{1 + G_0(s)} G_m(s) \tag{14.50}$$

La seconde est liée à la boucle d'asservissement de maintien de flux à zéro

$$G_{w2}(s) = -\frac{n_1}{n_2} \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} G_m(s) \tag{14.51}$$

La Figure 14-22 illustre le cas d'un transducteur de courant en boucle fermée.

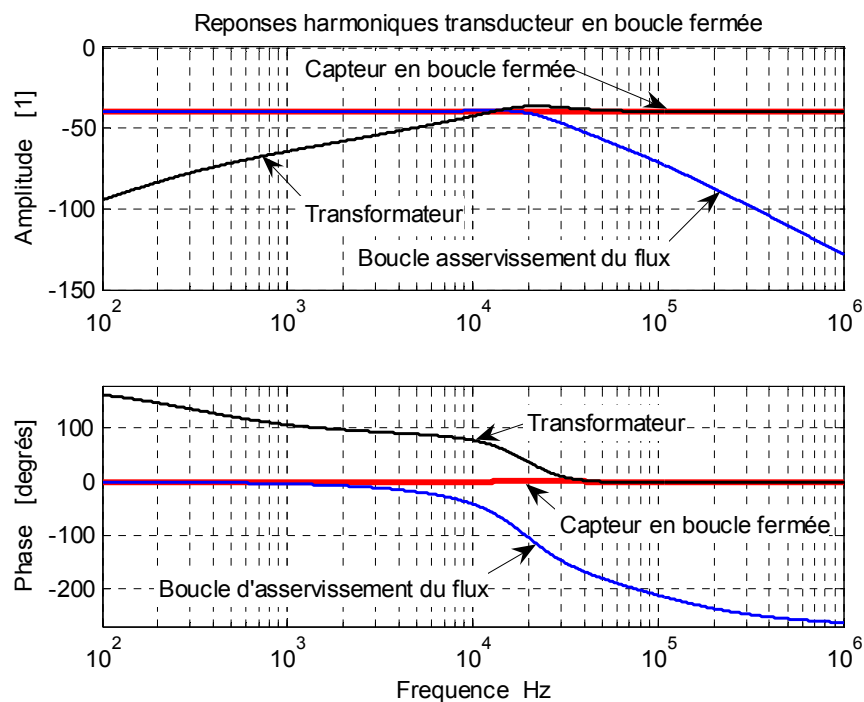


Figure 14-22 : Bode du capteur à son de Hall de courant en boucle fermée

On peut observer l'effet passe-haut du transformateur de courant et le passe-bas dû à l'asservissement de maintien du flux nul dans le circuit magnétique. Cet exemple ne tient pas compte des capacités parasites dans les enroulements.

On voit que la réponse globale est constante en fonction de la fréquence. En effet lorsque le flux est maintenu à zéro par la boucle d'asservissement il n'y a pas d'effet transformateur. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, un flux de plus en plus grand circule dans le circuit magnétique et par conséquent l'apparition de l'effet transformateur compense l'atténuation de la caractéristique de compensation de flux. On est en présence d'une autorégulation des deux phénomènes.

#### 14.4.1.2.3 Performances des transducteurs à sonde de Hall en boucle fermée.

Bien adaptés aux applications industrielles exigeantes en performances, précision et bande passante, les transducteurs à boucle fermée se distinguent par :

- une excellente précision :  $\pm 0.5\%$ ,
- une très bonne linéarité :  $\pm 0.1\%$ ,
- un temps de réponse très court :  $<1\mu\text{s}$ ,
- une bande passante élevée : 0 à 200 kHz.



## 14.4.2 Transducteurs fluxgate

### 14.4.2.1 Principe

Le principe de fonctionnement du transducteur standard intégrant la technologie fluxgate est identique à celle d'un transducteur de courant à sonde de Hall en boucle fermée. La sonde de Hall placée dans l'entrefer du circuit magnétique est remplacée par un élément magnétique saturable entouré d'un enroulement.

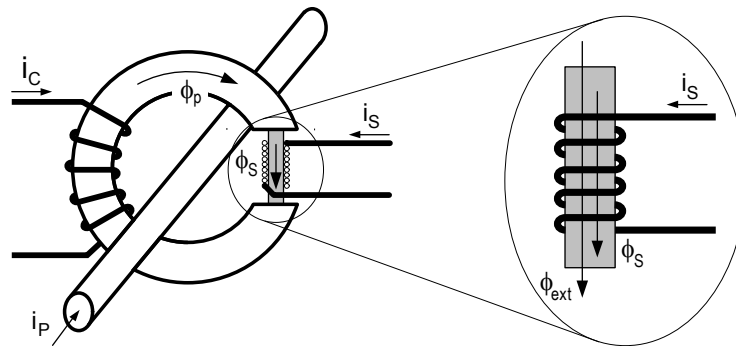


Figure 14-23 : Principe du transducteur de courant « fluxgate »

L'inductance vue aux bornes de l'enroulement de l'élément saturable varie fortement en fonction du courant qui le traverse mais également en fonction du flux produit par une ou plusieurs sources magnétiques extérieures. La caractéristique liant le courant dans l'enroulement au flux totalisé traversant l'élément saturable est illustrée à la Figure 14-24.

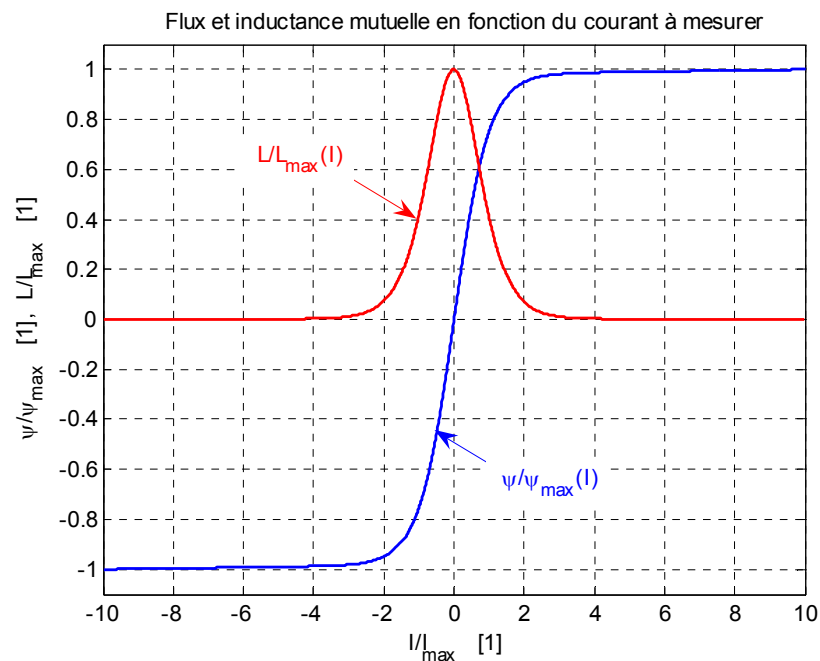


Figure 14-24 : Flux totalisé et inductance de l'élément saturable en fonction du courant

La Figure 14-25 montre la forme de la réponse du courant à un saut unitaire de tension aux bornes de l'enroulement de l'élément saturable. Pour un champ d'induction extérieure nul  $B_{\text{ext}}=0\text{T}$ , l'inductance, relativement grande à faible niveau de courant diminue rapidement avec l'augmentation de ce dernier. Lorsque le champ d'induction externe renforce celui créée par la circulation du courant dans l'enroulement,  $B_{\text{ext}}>0$ , la saturation est atteinte plus

rapidement et le courant croit plus vite. Dans le cas contraire,  $B_{\text{ext}} < 0$ , la saturation du circuit magnétique va commencer par diminué. Le champ d'induction va finir par s'annuler pour enfin atteindre la saturation inverse.

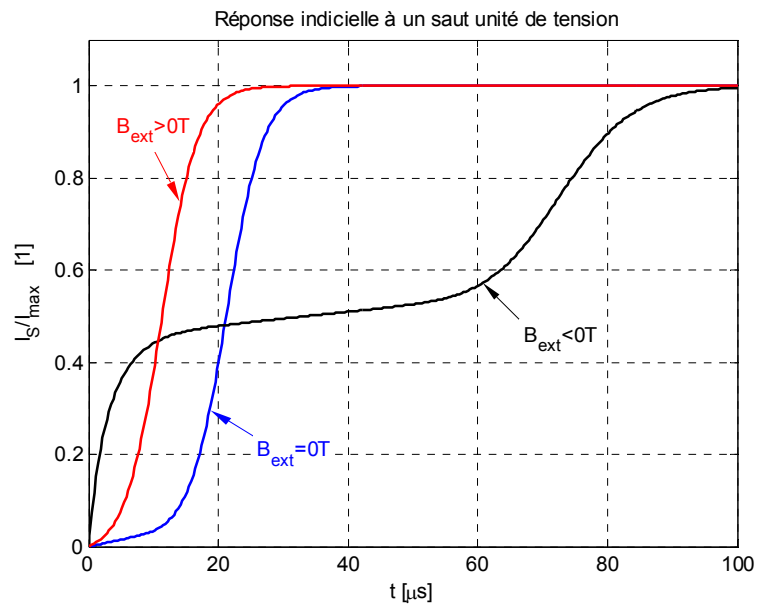


Figure 14-25 : Réponse à un saut unité de tension aux bornes de l'enroulement

L'enroulement de l'élément saturable est alimenté par une tension rectangulaire dont le rapport cyclique est de 50% et la valeur moyenne nulle. Le courant moyen dans l'enroulement est nul sur une période de commutation.

$$u_S = R_S i_S + \frac{\partial \psi_S}{\partial t} \stackrel{L_S = \frac{\partial \psi_S}{\partial i_S}}{=} R_S I_S + L_S \frac{\partial i_S}{\partial t} \quad 14.52$$

En effectuant la moyenne sur une période de commutation, on obtient :

$$\underbrace{\int_t^{t+T_S} u_S dt}_{\text{Valeur moyenne nulle}} = R_S \int_t^{t+T_S} i_S dt + \underbrace{\int_{i_{S\min}}^{i_{S\max}} L_S(i_S) di_S}_{\neq 0} + \underbrace{\int_{i_{S\max}}^{i_{S\min}} L_S(i_S) di_S}_{\neq 0} \quad 14.53$$

*par définition = 0*

On a donc

$$R_S \int_t^{t+T_S} i_S dt = R I_S = 0 \quad 14.54$$

avec

$I_S$  : valeur moyenne du courant sur une période de commutation.

La commutation de tension à fréquence fixe ne permet pas de limiter le courant lors de la saturation.

Pour maîtriser le courant maximum dans l'enroulement de l'élément saturable on peut utiliser un comparateur à fenêtre. Dans ce cas, c'est le rapport cyclique de l'onde rectangulaire de tension qui va varier. On peut donc écrire :

$$\int_t^{t+T_S} u_S dt = (2D - 1)U_S = R_S I_S \quad 14.55$$

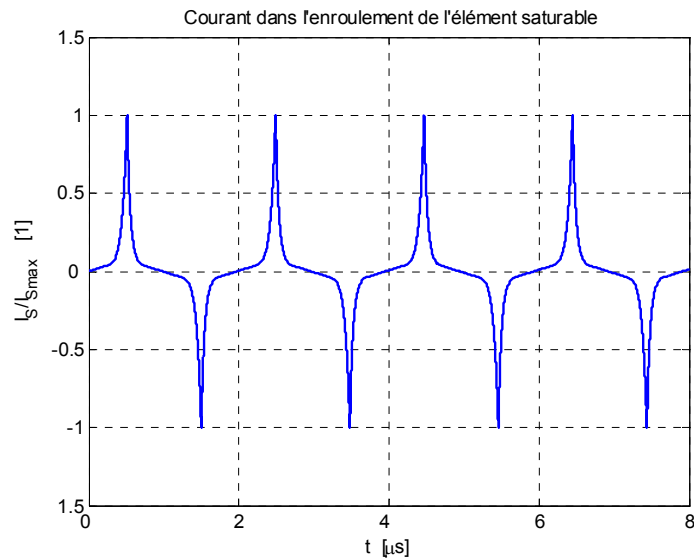
avec :

$D$  : rapport cyclique de l'onde rectangulaire de tension appliquée aux bornes de l'enroulement de l'élément saturable

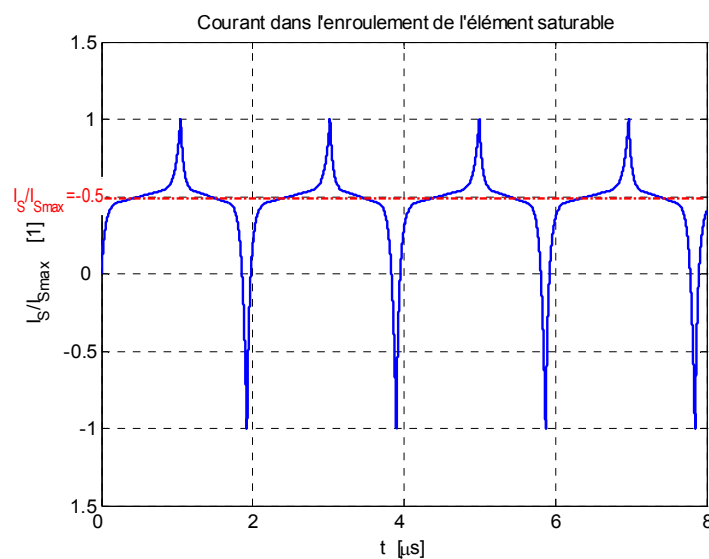
Pour un champ  $B_{\text{ext}}=0\text{T}$  (Figure 14-26 (a)), la valeur moyenne du courant est nul. La tension moyenne appliquée à l'enroulement est également nulle. Par conséquent le rapport cyclique est de 50% ( $D=1/2$ ).

Pour un champ  $B_{\text{ext}}>0\text{T}$  (Figure 14-26 (b)), la valeur moyenne du courant est plus grande que zéro. La tension moyenne appliquée à l'enroulement est donc positive. Le rapport cyclique est donc supérieur à 50% ( $D>1/2$ ).

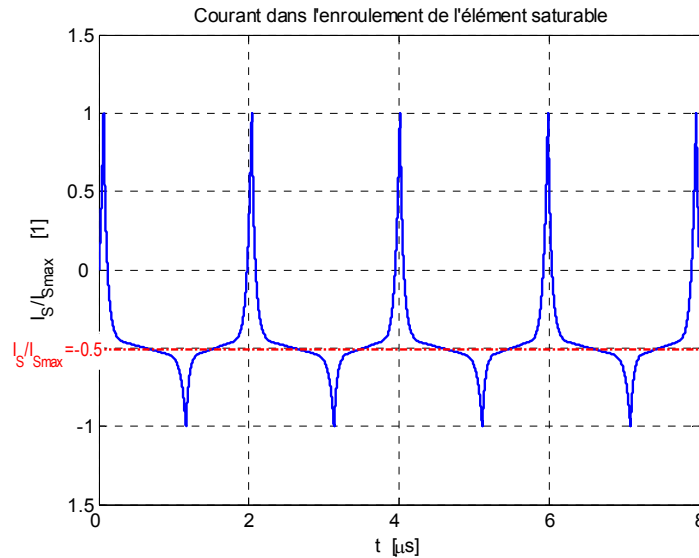
Par déduction, il est aisé de comprendre ce qui se passe pour un champ d'induction externe  $B_{\text{ext}}<0\text{T}$ .



(a)  $B_{\text{ext}}=0$  : rapport cyclique  $D=0$



(b)  $B_{\text{ext}}>0$  : rapport cyclique  $D>1/2$



(c)  $B_{ext} < 0$  : rapport cyclique  $D < 1/2$

Figure 14-26 : Forme du courant dans l'enroulement de l'élément saturable

Comme pour le transducteur de courant à sonde de Hall en boucle fermée, l'enroulement de compensation permet d'annuler le champ d'induction magnétique (ou le flux) dans le circuit magnétique principal. Cette partie fonctionne pour un courant à mesurer constant et basse fréquence. Pour les fréquences plus élevée, c'est l'effet transformateur qui domine.

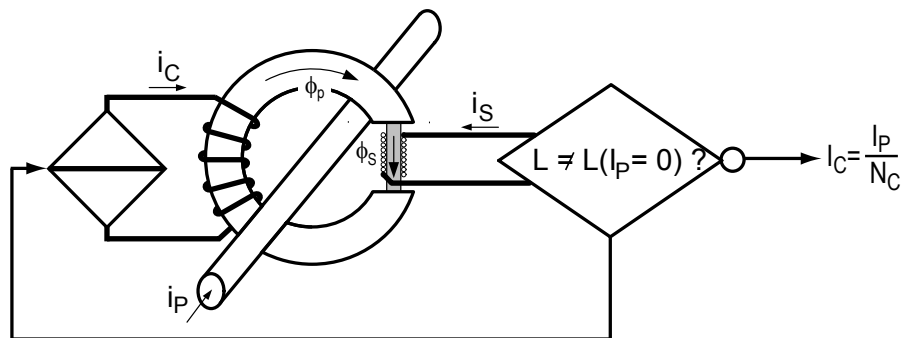


Figure 14-27 : Principe de fonctionnement du transducteur de courant « fluxgate standard »

Il existe plusieurs configurations de transducteur de courant « fluxgate ». Mesure de la composante continue du courant de l'élément saturable  $I_{s1}$ , analyse spectrale du courant  $I_{s1}$  et mesure de l'amplitude d'une harmonique remarquable (généralement celle de rangs 2 ou 3) et enfin mesure du rapport cyclique de la tension  $u(t)$ . Le paramètre détecté est ensuite utilisé comme signal de retour pour la boucle fermée.

14.4.2.2 Exemple de réalisation

La Figure 14-28 illustre un transducteur de courant de type fluxgate. Le courant à mesurer est représenté par une barre traversant trois circuits magnétiques. Le premier, de type classique permet un fonctionnement pour les fréquences élevées (effet transformateur). Les deux suivants sont des éléments saturables. Les enroulements  $n_{s3}$  et  $n_{s4}$ , lorsqu'ils sont traversés par un courant  $i_{\mu-}$ , respectivement  $i_{\mu+}$  engendrent des flux en anti-phase, respectivement en phase avec le flux créé par un courant primaire positif. Cette configuration a l'avantage de limiter le bruit injecté sur le circuit primaire (tension induite en opposition). Les enroulements  $n_{s2}$  de

chaque circuit magnétique sont parcourus par le même courant de compensation. En basse fréquence, lorsque le réglage du courant de compensation est à l'intérieur de la bande passante, les flux dans chaque enroulement sont nuls. Pour les fréquences élevées, la compensation se fait par l'enroulement  $n_{s1}$ . La grandeur observée pour le contrôle du courant de compensation correspond à la deuxième harmonique donnée par le circuit de détection suivie d'un filtre passe-bas.

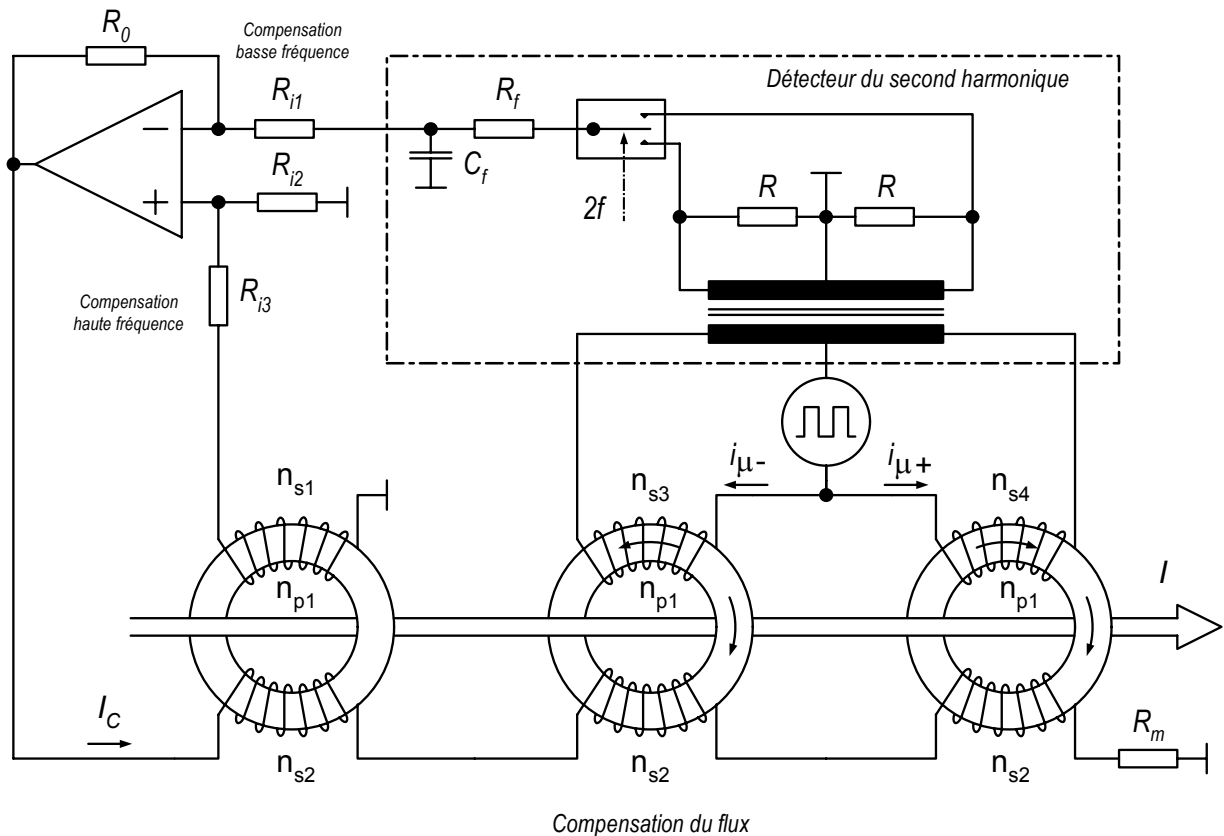


Figure 14-28 : Transducteur de courant « fluxgate », exemple de réalisation

#### 14.4.2.3 Performances des technologies Fluxgate.

Il est difficile de comparer simplement les diverses conceptions Fluxgate mais on peut néanmoins souligner des tendances générales. Au nombre des avantages, on trouve le faible décalage et la faible dérive du décalage, la précision et la résolution élevées, la grande plage de températures de fonctionnement, la grande dynamique de mesure de courant (rapport maximum/minimum élevé), la bande passante élevée, le temps de réponse très bref, et ce jusqu'à 200 kHz typique, 800 kHz maximum. Au nombre des inconvénients, on peut citer la bande passante limitée pour les modèles les plus simples, le risque d'une injection de bruit (courant/tension) dans le conducteur primaire et enfin la consommation de courant secondaire relativement élevée (mais semblable aux transducteurs en boucle fermée basés sur la technologie Hall).

Les caractéristiques des transducteurs de type fluxgate sont fortement dépendantes de la conception. Le Tableau 14-1 de la page suivante donne un aperçu des performances principales

	Trois noyaux magnétiques	Deux noyaux magnétiques avec transformateur	Deux noyaux magnétiques sans transformateur	Type standard
Plage de courant	0 ... 500A	0...150A	0...400A	0...500A
Bande passante	0 – 100kHz	0-500kHz	0 – 100Hz	0 – 200KHz
Temps de réponse	<1 $\mu$ s	< 400ns	< 5 $\mu$ s	< 1 $\mu$ s
Précision	$\pm$ 0.0002%	$\pm$ 0.1%	$\pm$ 0.1%	$\pm$ 0.2%
Linéarité	$\pm$ 0.0001%	$\pm$ 0.05%	$\pm$ 0.1%	$\pm$ 0.1%
Avantages	Très grande résolution Très grande précision Rapide	Grande résolution Grande précision Très rapide	Résolution Précision Basse fréquence Bas prix	Résolution Précision Vitesse

Tableau 14-1 : Performances des transducteurs de courant « Fluxgate »

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **SOLUTION**  
*Mesures électriques*  
CAPTEUR DE COURANT A CHACUN SON ARGUMENT  
LEM  
Mars 2004
- [2] **ISOLATED CURRENT AND VOLTAGE TRANSDUCER**  
*Caractéristiques – Applications – Calculations*  
LEM  
3<sup>rd</sup> Edition, May 5<sup>th</sup> 2004