

Compensation des erreurs liées à un réducteur de mesure par modélisation paramétrique

27 février 2014

1 Introduction

Dans cette partie est présentée une étude de faisabilité concernant la compensation des erreurs introduites par des réducteurs de mesure associés à un compteur d'énergie. Les réducteurs sont des capteurs magnétiques (transformateurs) utilisés dans des postes de transformation HT/BT [1]. Ils permettent de réduire les niveaux de tension et de courant afin de les rendre compatibles avec la métrologie des appareils de mesures et des compteurs d'énergie. A titre d'exemple, un réducteur de courant standard permet de ramener un courant réel de 3000 A à 5A qui représente la gamme de mesure du compteur. Dans le cas des compteurs d'énergie la précision de mesure est supérieure à celle des réducteurs ce qui nuit à la précision de l'ensemble. L'objectif est donc de mettre au point un système de compensation, intégré au compteur, permettant d'obtenir, pour l'ensemble de la chaîne, une précision de mesure égale à celle du compteur. Le schéma de principe est donné sur la figure 1, dans le cas monophasé.

Si on reprend le schéma fonctionnel d'un capteur virtuel, le procédé recherché intervient dans la fonctionnalité " correction compensation" (figure 2). Ainsi, les capteurs dont on cherche à améliorer les performances sont les capteurs du compteur d'énergie. L'imprécision amenée par les réducteurs est alors vue comme une perturbation externe qui doit être compensée. La compensation envisagée doit être effective sur un domaine de fréquence s'étendant du fondamental (H1) à l'harmonique 20 (H20). Les imperfections du circuit magnétique (pertes fer, pertes par hystérésis, pertes joules), dans cette gamme de mesure, entraîne des erreurs de gains et de phase. Ces erreurs sont définies dans le paragraphe suivant.

Cette application est singulière dans la mesure où une procédure d'identification standard n'est pas envisageable. En effet, de manière générale, les appareils de mesure ne possèdent pas l'étage de puissance nécessaire à l'excitation d'un organe extérieur comme un réducteur de mesure en vue de son identification. Le modèle doit être déduit d'informations externes issues de procédures d'étalonnage par exemple. L'originalité de l'approche réside dans l'exploitation optimale des informations disponibles afin d'en extraire un modèle utilisable.

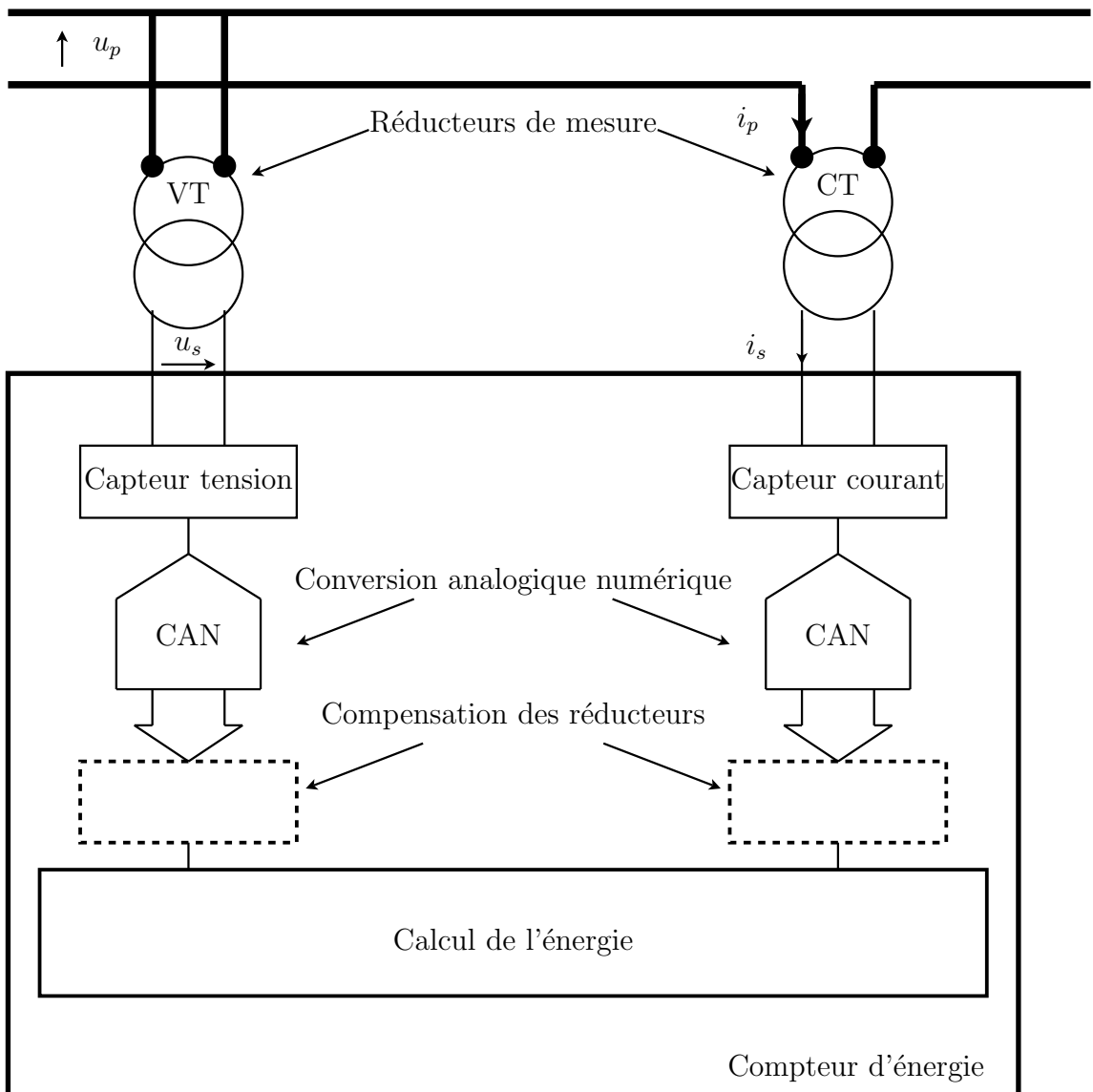


FIGURE 1 – Compensation des erreurs des réducteurs dans un compteur d'énergie

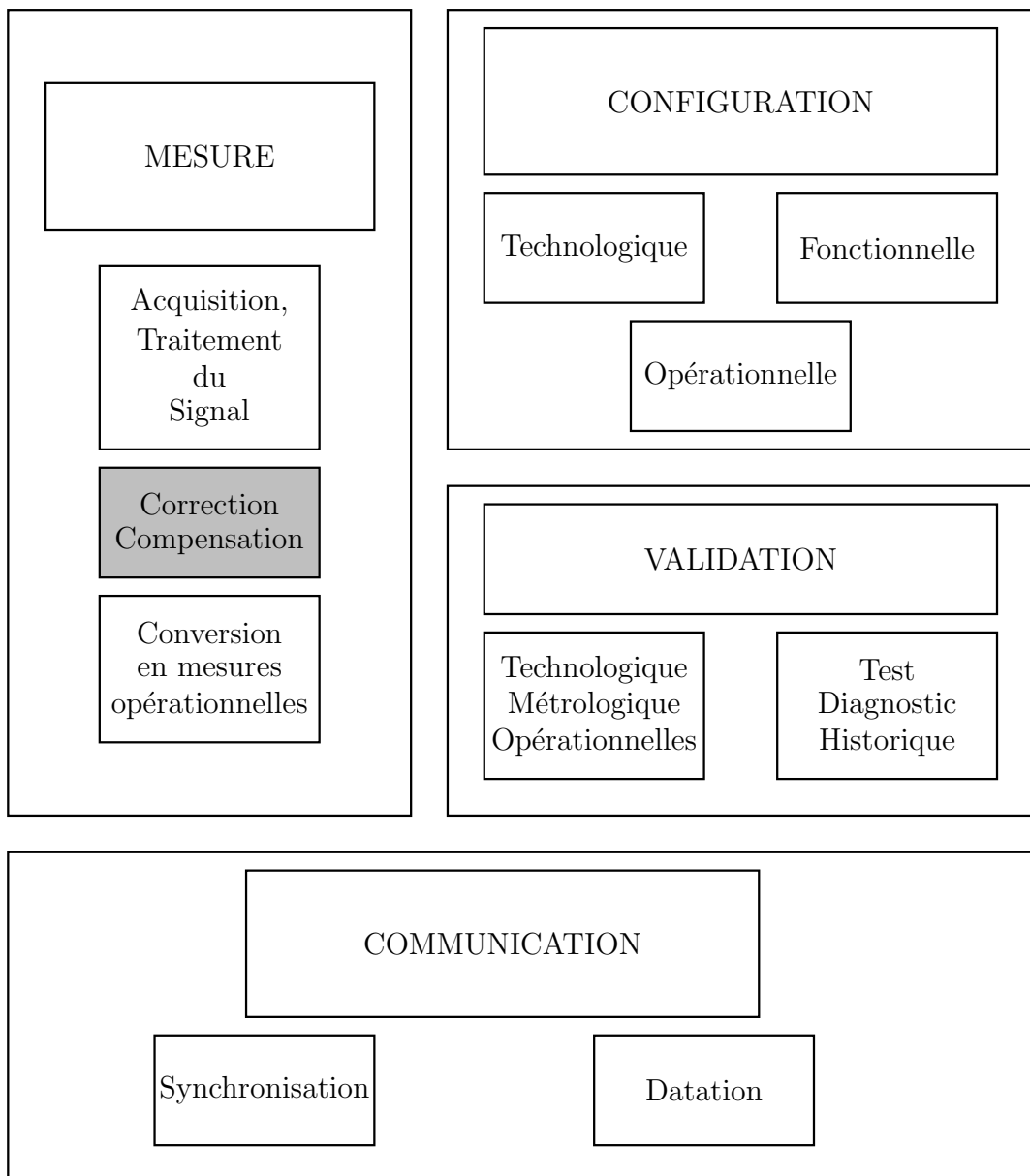


FIGURE 2 – Positionnement dans le schéma fonctionnel d'un capteur intelligent

2 Modélisation des transformateurs de courant

Le modèle standard d'un transformateur de courant est donné sur la figure 3, avec :

- Le courant à mesurer est noté $i_p(t)$.
- r_1 et l_1 représentent respectivement la résistance et l'inductance de fuite du conducteur primaire dans lequel circule $i_p(t)$.
- N_1 et N_2 représentent le nombre de spires des enroulements du transformateur. En général, le conducteur primaire est unique, on a donc $N_1 = 1$.
- L_m est inductance magnétisante du circuit magnétique.
- R_f est le paramètre traduisant les pertes par courant de Foucault, par hystérésis et les pertes supplémentaires.
- Le courant de mesure, image du courant $i_p(t)$, est noté $i_s(t)$.
- R_{CT} et l_2 représentent respectivement la résistance et l'inductance de fuite de l'enroulement secondaire dans lequel circule $i_s(t)$.
- R_s et L_s constituent Z_s l'impédance de charge du transformateur de courant.

Remarques :

- En toute rigueur, ce modèle est valable pour une fréquence de fonctionnement spécifique ($f = 50Hz$ par exemple) et un niveau d'induction B donné. En effet, certains paramètres voient leurs valeurs évoluer en fonction de f et B , en particulier, l'inductance L_m et la résistance équivalente R_f . Dans la suite nous préciserons si des hypothèses sur cette dépendance sont faites.
- La modélisation de la partie magnétisation par une inductance L_m sous-entend que le matériau magnétique n'est pas saturé.

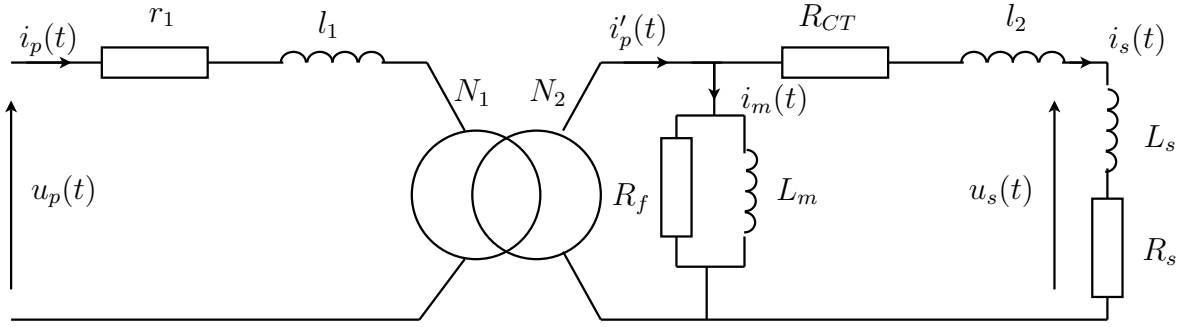


FIGURE 3 – Modèle électrique d'un transformateur de courant

On définit le rapport de transformation idéal de ce transformateur de courant par :

$$K_N = \frac{I_p}{I'_p} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1)$$

Avec I_p et I'_p les valeurs efficaces des courants $i_p(t)$ et $i'_p(t)$.

Si l'on considère le circuit magnétique parfait, c'est-à-dire avec $L_m = \infty$ et des pertes fers nulles, $R_f = \infty$, K_N est alors égal à $\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_2}{N_1}$ puisque dans ce cas on a $i_m(t) = 0$, soit $i'_p(t) = i_s(t)$. Ainsi, connaissant l'impédance de charge Z_s et en mesurant la valeur efficace U_s , on peut déduire I_s puis le courant I_p par K_N .

En vérité, le rapport de transformation réel entre $i_p(t)$ et $i_s(t)$ dépend des paramètres du circuit. La fonction de transfert (FT) liant les courants $i_p(p)$ et $i_s(p)$ (p : variable de Laplace) s'écrit [1] :

$$\underline{K}(p) = \frac{i_p(p)}{i_s(p)} = K_N \left\{ 1 + \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{L_m p} \right) (R' + L' p) \right\} \quad (2)$$

avec $R' = R_{CT} + R_s$ et $L' = l_2 + L_s$.

On retrouve bien que, dans le cas idéal ($L_m = \infty$, $R_f = \infty$), on a $\underline{K}(p) = K_N$. L'équation (2) peut-être utilisée pour calculer le courant primaire $i_p(t)$ à partir de $i_s(t)$ en tenant compte des paramètres caractéristiques du circuit.

On peut par ailleurs écrire la FT inverse :

$$\underline{K}^{-1}(p) = \frac{i_s(p)}{i_p(p)} = \frac{1}{K_N} \frac{\frac{L_m}{R'} p}{1 + \left(\frac{L_m}{R'} + \frac{L'}{R'} + \frac{L_m}{R_f} \right) p + \frac{L_m L'}{R_f R'} p^2} \quad (3)$$

Cette expression permet de simuler le courant secondaire $i_s(t)$ en réponse au courant primaire $i_p(t)$. On trace sous Matlab/Simulink la courbe de Bode d'un capteur de courant 3000A/5A ($K_N = 600$) avec les paramètres suivants [1] : $R_{CT} = 0.4\Omega$, $l_2 = 1mH$, $R_f = 1600\Omega$, $L_m = 3.6H$, $R_s = 0.48\Omega$, $L_s = 1.15mH$ (figure 4).

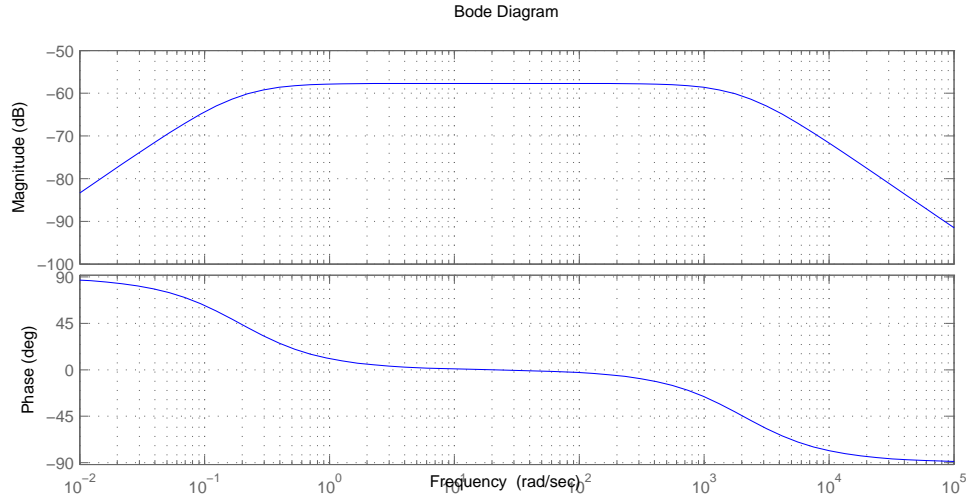


FIGURE 4 – Fonction de transfert $K^{-1}(p)$

C'est un filtre de type passe bande. Dans le domaine d'utilisation du capteur, $F_1 = 50Hz < f < F_{20} = 1000Hz$ (harmonique de rang 20), on retrouve bien un gain a priori égal $K_N(dB) = 20\log(1/600) = -55dB$ et une phase proche de 0.

En vérité, dans le domaine d'utilisation considéré, $\omega_1 = 314rad/s < \omega < \omega_{20} = 6283rad/s$, le gain et la phase ne sont pas constants. Cette variation induit une erreur dans le calcul de $i_p(t)$ à partir de la mesure de $i_s(t)$ de telle sorte que $K(p) \neq K_N$ (figure 5).

3 Expression des erreurs de mesure

On définit l'erreur commise entre le courant primaire mesuré et le courant primaire théorique :

$$\epsilon(p) = \frac{i_{pmes}(p) - i_p(p)}{i_p(p)} \quad (4)$$

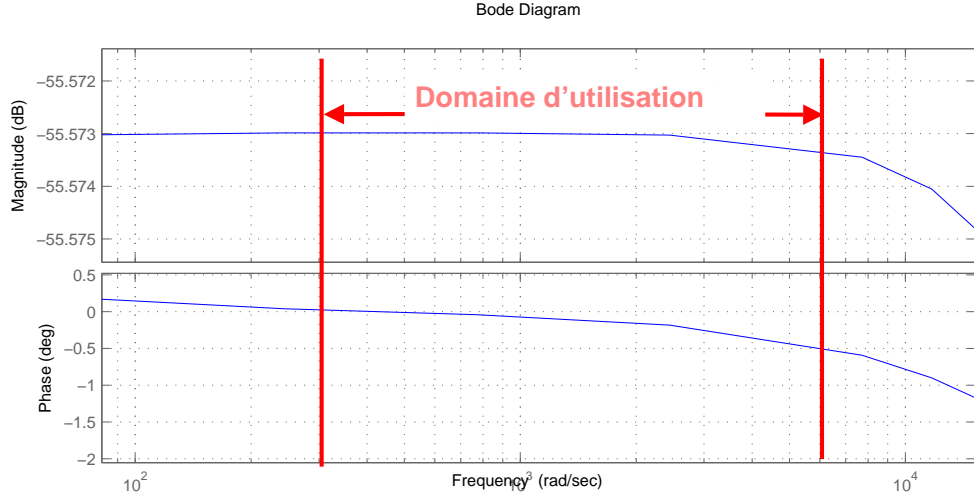


FIGURE 5 – Fonction de transfert $K^{-1}(p)$ dans le domaine d'utilisation du capteur.

Le courant primaire mesuré est obtenu par $i_{pmes}(p) = \underline{K}(p)i_s(p)$ alors que le courant primaire théorique est donné par $i_p(p) = K_N i_s(p)$, l'expression (4) s'écrit :

$$\epsilon(p) = \frac{\underline{K}(p) - K_N}{K_N} = \frac{\underline{K}(p)}{K_N} - 1 \quad (5)$$

Ce terme d'erreur est un nombre complexe dépendant des paramètres du modèle. A partir de l'expression de $\underline{K}(p)$, on obtient :

$$\epsilon(p) = \frac{(R_f + L_m p)(R' + L' p)}{R_f L_m p} \quad (6)$$

L'erreur de rapport est la partie réelle de (6), soit en posant $p = j\omega$:

$$\epsilon_K = \frac{(R_f L' + L_m R')}{R_f L_m} \times 100 = \left[\frac{(l_2 + L_s)}{L_m} + \frac{(R_{CT} + R_s)}{R_f} \right] \times 100 \quad (7)$$

L'erreur de phase est la partie imaginaire de (6), soit :

$$\epsilon_\Psi = \frac{(l_2 + L_s)}{R_f} \omega - \frac{(R_{CT} + R_s)}{L_m \omega} \quad (8)$$

Application numérique : on reprend les paramètres : $K_N = 600$, $R_{CT} = 0.4\bar{\Omega}$, $l_2 = 1mH$, $R_f = 1600\bar{\Omega}$, $L_m = 3.6H$, $R_s = 0.48\bar{\Omega}$, $L_s = 1.15mH$ et on obtient, pour $F_1 = 50Hz$:

$$\epsilon_K = 0,115\% \quad \text{et} \quad \epsilon_\Psi = -0,02^\circ = -1,2 \quad \text{minute (d'angle)}. \quad (9)$$

4 Compensation des erreurs de mesure

Afin de rapprocher la précision de mesure du réducteur de celle des appareils de mesures placés en aval, on peut tenter de compenser ces erreurs :

- pour une fréquence donnée (50Hz par exemple), c'est une compensation monopoint,
- sur une bande de fréquence, c'est une compensation multi-point.

5 Compensation mono-point

Pour la fréquence de compensation F_1 , la fonction de transfert $K^{-1}(p)$ s'écrit :

$$\underline{K}^{-1}(j\omega_1) = \frac{i_s(j\omega_1)}{i_p(j\omega_1)} = \frac{1}{K_N} \frac{\frac{L_m}{R'} j\omega_1}{1 + \left(\frac{L_m}{R'} + \frac{L'}{R'} + \frac{L_m}{R_f}\right) j\omega_1 - \frac{L_m L'}{R_f R'} \omega_1^2} \quad (10)$$

On peut définir, le gain et le déphasage apportés par le capteur à la fréquence F_1 :

$$K_i^{-1} = |\underline{K}^{-1}(j\omega_1)| \quad (11)$$

$$K_{\Psi_i} = \arg |\underline{K}^{-1}(j\omega_1)| \quad \text{en degrés} \quad (12)$$

Pour effectuer la compensation en amplitude, on introduit le gain $K_i = \frac{1}{|\underline{K}^{-1}(j\omega_1)|}$.

Le déphasage peut, pour sa part, être compensé par un retard d'expression $\Delta T(\omega_1) = \frac{K_{\Psi_i} \times 0,02}{360}$.

Le schéma de principe de la mesure avec compensation mono-point est donné sur la figure 6.

La compensation monopoint est relativement aisée si les paramètres du réducteur sont connus. Le fait de ne considérer qu'une fréquence de travail permet de faire des hypothèses simplificatrices essentielles. En particulier on pourra considérer que le courant magnétisant traverse une inductance L_m et une résistance R_f constantes.

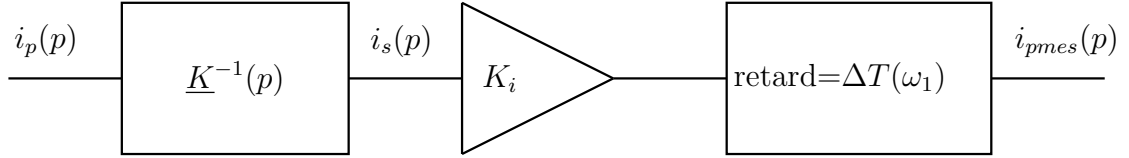


FIGURE 6 – Principe de la compensation mono-point

6 Compensation multi-point

La compensation multi-point est à envisager pour prendre en compte l'ensemble du domaine de fréquence d'utilisation du capteur. On étend le principe de la compensation mono-point à chaque composante harmonique. De façon plus générale, on peut considérer $i_p(t)$ dans sa globalité en appliquant au courant $i_s(t)$ l'inverse du filtre $K^{-1}(p)$ c'est-à-dire le filtre $K(p)$ défini par la fonction de transfert (3), comme indiqué sur la figure 7.

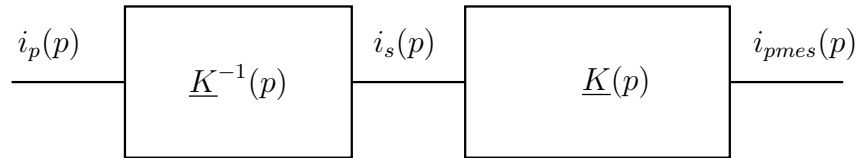


FIGURE 7 – Principe de la compensation multi-point

La fonction de transfert à simuler est de la forme :

$$\underline{K}(p) = K_N \frac{1 + a_1 p + a_2 p^2}{b_1 p}, \quad (13)$$

avec $a_1 = \left(\frac{L_m}{R'} + \frac{L'}{R'} + \frac{L_m}{R_f} \right)$, $a_2 = \frac{L_m L'}{R_f R'}$ et $b_2 = \frac{L_m}{R'}$.

Sous certaines hypothèses, cette compensation peut permettre de compenser les erreurs de mesure sur une plage de fréquence donnée. Toutefois, un certain nombre de verrous subsistent qui nécessitent une étude plus approfondie.

7 Compensations mono et multi-points : quelques obstacles à contourner

Dans le cas de la compensation multi-point, la fonction de transfert $K(p)$ n'est pas propre c'est-à-dire que le degré du numérateur est supérieur à celui du dénominateur. Pour simuler numériquement $K(p)$, il faudrait augmenter artificiellement l'ordre du dénominateur par des pôles de filtrage. Le choix de ces pôles de filtrage est un obstacle non négligeable. En effet, un mauvais choix peut introduire des erreurs supplémentaires, voire dégrader la précision originelle du réducteur. Par ailleurs, la fonction de transfert $K(p)$ comporte un intégrateur pur. Elle n'est donc pas asymptotiquement stable. Toute composante continue en entrée de $K(p)$ entraînerait la dérive de sa sortie. Toutefois, le pôle nul est situé très en amont du domaine d'utilisation du capteur, on peut donc déterminer une fonction de transfert réduite ne comportant pas d'intégration. Là aussi, la réduction doit être effectuée avec soin afin de ne pas introduire d'erreur supplémentaire.

Quelque soit la technique de compensation utilisée, la connaissance des paramètres est nécessaire à l'établissement des expressions (11), (12) ou (13). Dans le cas de réducteurs de mesure, la mise en œuvre d'une procédure d'identification est difficile car il faudrait pouvoir générer des courants d'excitation de plusieurs milliers d'ampères au primaire du transformateur. Si on se rappelle que la compensation des erreurs des réducteurs doit permettre d'augmenter la précision d'appareils de mesure, on comprend que les constructeurs de ces matériels n'ont pas la possibilité d'effectuer de tels tests en pratique. Une solution consiste à obtenir les paramètres significatifs par un autre biais, en utilisant dans le cas présent des rapports d'étalonnage. L'étalonnage des réducteurs est une procédure périodique normée et effectuée par le gestionnaire du poste de transformation. Elle consiste à vérifier que la précision de mesure du réducteur est bien compatible avec la norme en vigueur. Certains procédés de calibration permettent d'obtenir les paramètres du modèle (5) comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

Un autre point essentiel concerne les hypothèses faites lors de l'établissement du modèle (5). En particulier, la stationnarité des paramètres L_m et R_f est une contrainte forte qui ne peut être garantie si on considère le cas où le courant mesuré est déformé (contenu harmonique élevé). Il faut alors prendre en compte les variations paramétriques en fonction du point de fonctionnement considéré (paragraphe 10).

On peut aussi considérer que le comportement fortement non linéaire du

circuit magnétique (pertes fer, pertes par hystérésis, saturation) ne peut être modélisé par l'ensemble $\{L_m, R_f\}$ même à considérer que ces paramètres soient rendus dépendant du point de fonctionnement. On recherche alors un modèle plus représentatif utilisant par exemple une modélisation du phénomène d'hystérésis [2]. Cette approche est plus complexe d'un point de vue de l'identification comme nous le verrons dans le paragraphe ??.

8 Caractérisation des erreurs de mesure dans un transformateur de courant

Nous présentons dans ce paragraphe les méthodes industrielles permettant de déterminer les termes d'erreur de gain et de phase définis dans le paragraphe 3. Ces coefficients peuvent être utilisés pour compenser les erreurs de mesure en paramétrant les appareils placés en aval des capteurs. Parmi les méthodes en vigueur nous distinguons les techniques utilisant un système d'étalonnage et qui permettent de caractériser les capteurs in situ et nous détaillons les systèmes basés sur l'injection de signaux.

8.1 Exemple d'étalonnage in situ

Le système Instrument Transformer Service (ITS) permet de déterminer les coefficients de compensation K_i et K_{Ψ_i} de transformateurs de courant in situ (figure 8). Trois capteurs de courants étalons indépendants sont placés sur les 3 phases coté primaire. Trois capteurs secondaires sont placés pour leur part en série avec les secondaires des CT à tester et reliés à un système de traitement (ST). Les mesures primaires sont transmises par Bluetooth au ST. Les mesures secondaires (capteurs sous test et capteurs étalon) sont comparées pour établir les paramètres de correction K_i et K_{Ψ_i} .

Cette procédure ne nécessite pas de connaître le modèle du transformateur. De plus, le capteur à tester n'a pas à être déconnecté du réseau. Toutefois, il faut disposer de capteurs étalons primaires et secondaires de précision supérieure au capteur sous test et une intervention humaine lourde est nécessaire pour installer les capteurs primaires étalons. Plus récemment, des dispositifs plus simples, basés sur l'injection de signaux au secondaire du transformateur, ont été proposés afin de réaliser l'étalonnage.

8.2 Injection de signaux au secondaire

Cette procédure consiste à identifier les caractéristiques du transformateur de courant en injectant des signaux d'excitation de faible niveau au se-

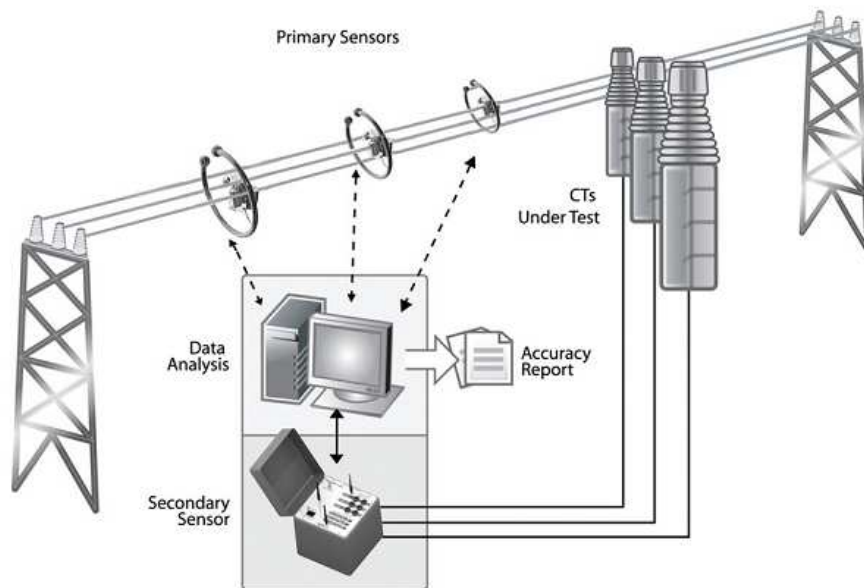


FIGURE 8 – Système ITS Schneider Electric.

conadaire grâce à un appareil de test. Cette technique nécessite de déconnecter le primaire du TC du réseau et de le raccorder à une entrée de mesure de l'appareil. L'impédance de charge au secondaire est déconnectée. Le générateur de signaux est alors connecté directement au secondaire du transformateur (figure 9). Cette méthode permet de réduire l'encombrement du système de mesure car il n'est plus nécessaire de générer plusieurs milliers d'ampères au primaire. On trouve ainsi des systèmes professionnels tel le CT Analyzer d'Omicron (brevet [2]) dont l'encombrement équivaut à celui d'une grosse valise.

Cette technologie permet d'éditer un rapport d'étalonnage contenant les principales caractéristiques du transformateurs testé. Les caractéristiques fournies, par ailleurs définies dans la norme CEI-60044-1, sont :

- la charge (Z_s) ;
- la résistance d'enroulement du TC (R_{CT}) ;
- le rapport du TC par rapport à la charge connectée ;
- le déphasage et la polarité du TC.

On trouve aussi des mesures complémentaires que la CEI-60044-1 désigne comme étant des caractéristiques des TC de protection :

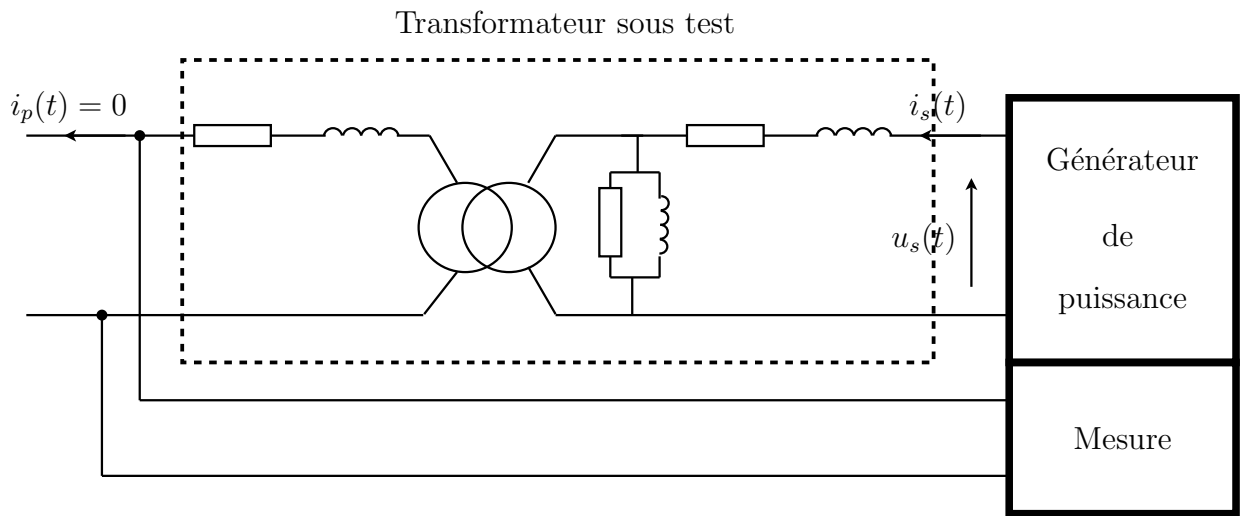


FIGURE 9 – Caractérisation par injection de signaux.

- la caractéristique d’excitation du TC ;
- l’analyse du comportement du TC lors de phénomènes transitoires ;
- le facteur de limitation de la précision, le facteur de sécurité de l’instrument, la constante de temps secondaire, le facteur de rémanence, le coude tension/courant, la classe et les inductances saturée et non saturée.

Les techniques de mesures permettant d’accéder à ces grandeurs sont définies dans la norme CEI-60044-6. Parmi les produits industriels fonctionnant sur ce principe, on retiendra :

- CT Analyzer (Omicron),
- Digital current transformer reporter (Adwel),
- Current transformer test set (Vanguard instruments)

9 Relations entre les essais types et les paramètres du modèle

Il est clair qu’un grand nombre de ces caractéristiques ont un lien direct avec les paramètres du modèle de la figure 3. La résistance de l’enroulement secondaire R_{CT} est directement mesurée à température ambiante puis à chaud.

Les trois autres paramètres L_m , l_2 et R_f peuvent être déterminés, pour

la charge nominale (par exemple $15VA$, $\cos\phi = 0.8$, $I_2 = I_{2N}$), à partir des trois relations suivantes :

- L'erreur de rapport : $\epsilon_K = \left[\frac{(l_2 + L_s)}{L_m} + \frac{(R_{CT} + R_s)}{R_f} \right] \times 100$,
- le déphasage φ se calcule à partir de la fonction de transfert (3) qui peut s'écrire :

$$\underline{K}^{-1}(p) = \frac{1}{K_N} \frac{b_1 p}{1 + a_1 p + a_2 p^2}, \quad (14)$$

avec $b_1 = \frac{L_m}{R'}$, $a_1 = \frac{L_m}{R'} + \frac{L'}{R'} + \frac{L_m}{R_f}$, $a_2 = \frac{L_m L'}{R_f R'}$, $R' = R_{CT} + R_s$ et $L' = l_2 + L_s$.

Le déphasage φ (en radians) est défini par :

$$\varphi = \tan^{-1} \left[\frac{\Im\{\underline{K}^{-1}(j\omega)\}}{\Re\{\underline{K}^{-1}(j\omega)\}} \right] \quad (15)$$

où $\Im\{\underline{K}^{-1}(j\omega)\}$ et $\Re\{\underline{K}^{-1}(j\omega)\}$ sont les parties imaginaires et réelles de la fonction de transfert (3), on obtient

$$\tan(\varphi) = \frac{1 - a_2 \omega^2}{a_1 \omega}, \quad (16)$$

soit :

$$\tan(\varphi) = \frac{R_f R' - L_m L' \omega^2}{[(L_m + L') R_f + L_m R'] \omega}. \quad (17)$$

La constante de temps secondaire est définie par la norme CEI-60044-1 à partir de la somme des inductances et de la résistance de la boucle secondaire soit :

$$T_s = \frac{L_m + L_s + l_2}{R_s + R_{CT}}. \quad (18)$$

On obtient un système de 3 équations à trois inconnues qui peut être résolu et qui donne accès aux paramètres L_m , l_2 et R_f dans le cas de la charge nominale.

10 Variations des paramètres en fonction du courant secondaire

Inductance L_m

A fréquence fondamentale fixe, les paramètres L_m et R_f dépendent du niveau d'induction dans le circuit magnétique donc indirectement du courant secondaire $i_2(t)$.

L'inductance L_m est déduite de la courbe d'aimantation $\Phi(t) = f[i_m(t)]$ où Φ représente le flux magnétique circulant dans le circuit et $i_m(t)$ le courant magnétisant. En général, cette caractéristique est mesurée en continu de telle sorte que $R_f \rightarrow \infty$. On définit ainsi une inductance non saturée correspond à la zone 1 de la figure 2.10. Dans cette zone, on a la relation linéaire :

$$\Phi(t) = L_m i_m(t) \quad (19)$$

Dans la zone 2, la valeur de l'inductance L'_m diminue et sa valeur dépend du point de fonctionnement considéré. La zone 3 définit les faibles niveaux de flux pour lesquels la valeur de l'inductance diminue et dépend là encore du point de fonctionnement considéré.

La norme CEI-60044-1 prévoit de tracer la caractéristique d'excitation du capteur avec en abscisse la valeur efficace de la tension secondaire et en ordonnée la valeur efficace du courant secondaire (figure 11). Le primaire et la charge sont alors déconnectés. Cette caractéristique permet de déterminer le niveau de tension secondaire à partir duquel on entre dans la zone de saturation du circuit magnétique. Ce point particulier est appelé f.e.m de coude assignée (E_k). Les inductances non saturée et saturée sont celles définies respectivement en amont et en aval de ce coude.

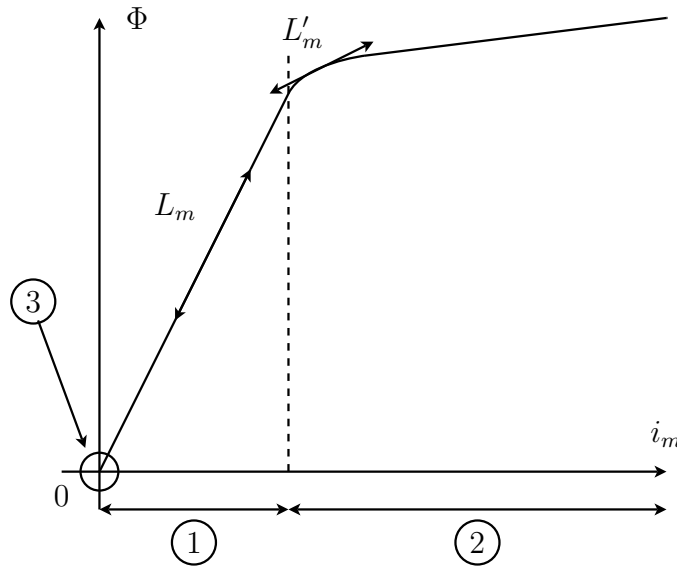


FIGURE 10 – Courbe de magnétisation.

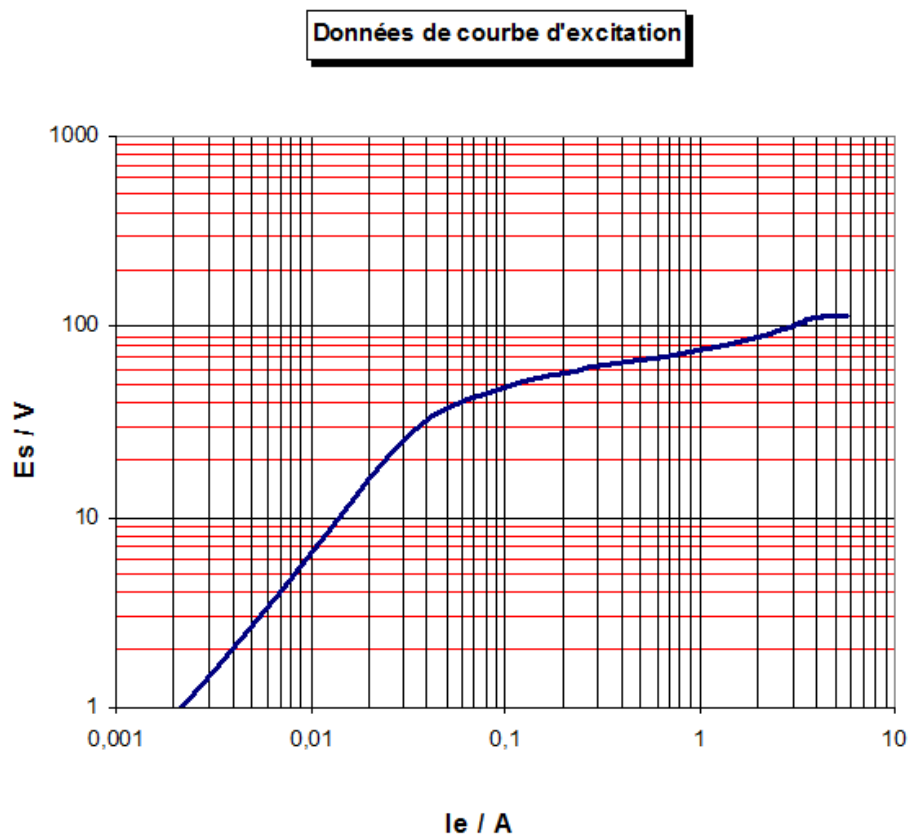


FIGURE 11 – Courbe d'excitation, I_e : courant secondaire, E_s : tension secondaire (CT Analyzer Semicron)

On montre sur la figure 12, un extrait de rapport d'étalonnage d'un réducteur de courant. On note que l'erreur de rapport et le déphasage ont été relevés pour trois niveaux de courant différents. Ces trois essais associés à la mesure de la constante de temps secondaire (Eq. 18) permettent de déterminer les trois valeurs d'inductance L_m . Certains appareils de mesure permettent de relever un plus grand nombre de points. On obtient ainsi un lissage de la courbe.

Résultat des essais de précision-Results of the accuracy tests-Resultado de los ensayos del precision.						
Appareil N° Serial N° Aparato N°	Couplage et Circuit Coupling and Circuits Acoplamiento y arrollamiento	Charge en VA et Cos 0,8 Burden in VA and power factor 0,8 Carga en VA y Cos 0.8	Nombre de IN Times rated primary Fraccion de	Erreur de rapport en % Ratio error in % Error de relacion en %	Déphasage en minutes Phase error in minutes Defasaje en minutos	Observations Notes Observaciones
07-XR6531 01-001	1S1-1S2 2000/5A	15 VA	1.6 1 0.05	+0.17 +0.18 +0.16	+1.1 +0.6 +3.2	1.6IN ±1.5% ±90' 1 ±0.5% ±30' 0.05 ±1.5% ±90' U ₀ (V)= 17.6 I ₀ (A)=2.5
		2 VA - Cos 1	1	+0.21	+2.2	

FIGURE 12 – Extrait de rapport d'étalonnage d'un réducteur de courant

Résistance R_f

La résistance R_f , traduisant les pertes dans le circuit magnétique dépend elle aussi du niveau d'induction dans le circuit et de la fréquence d'utilisation. En toute rigueur, les pertes totales (P_T) dans le circuit se décomposent en pertes par hystérésis (P_H) et par courants de Foucault (P_{CF}) :

$$P_T = P_H + P_{CF} = \alpha f + \beta f^2, \quad (20)$$

où α et β sont des coefficients dépendant du matériau magnétique et du niveau d'induction B .

A fréquence fixe, la puissance dissipée P_T peut être modélisée par une résistance unique R_f dont la valeur dépend du niveau d'induction donc de i_s . Dans le cas général, la relation liant P_T à R_f est :

$$R_f = \frac{(U_s - R_{CT}I_s)^2}{P_T} \quad (21)$$

Comme dans le cas de l'inductance, on peut définir trois valeurs du paramètre R_f à partir de trois essais à niveau de courant différents (figure 12). Si le nombre de mesures effectuées pour l'étalonnage le permet, on peut aussi obtenir une courbe décrivant les variations de R_f en fonction de u_s et/ou i_s .

Remarque

Cette dépendance des paramètres vis-à-vis du point de fonctionnement est exploitée dans le brevet [2] de la société Omicron. Un modèle fin du réducteur est identifié en basse fréquence afin d'en déduire ensuite les grandeurs définies par la norme CEI-60044-1 à 50Hz. La valeur limitée de la fréquence permet de travailler à tension réduite, donc d'utiliser un appareil de mesure de taille et de poids réduits. On retrouve, dans le modèle utilisé, la majorité des paramètres définis dans ce paragraphe. Toutefois, la partie magnétisation est plus détaillée (figure 13). L'inductance L_m constante est remplacée par le cycle d'hystérésis magnétique. La modélisation du processus de magnétisation par la courbe d'hystérésis permet de tenir compte des déformations du courant (saturation, cycles de renversement).

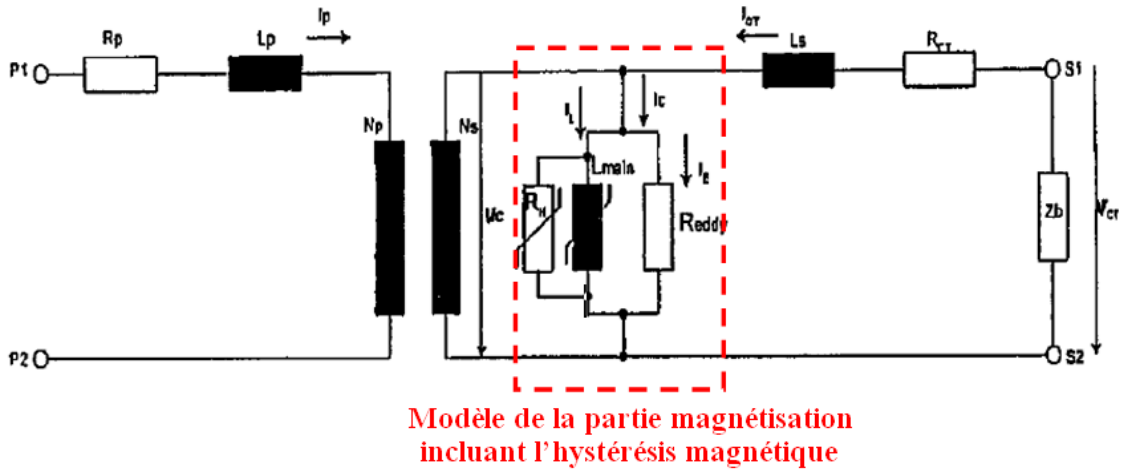


FIGURE 13 – Schéma équivalent du transformateur de courant (brevet omicron US6.987.390.B2)

11 Exemple d'estimation à partir d'un rapport d'étalonnage de réducteur.

Sur la figure 14, on donne un rapport d'étalonnage d'un réducteur 1500/5A. Pour la charge nominale 15VA/0.8 et le courant nominal $I_{SN} = 5A$, on obtient $R_s = 0.48\Omega$ et $L_s = 1.146mH$. La résistance de l'enroulement secondaire est mesurée à chaud $R_{CT} = 0.588\Omega$. L'erreur de rapport et le déphasage sont mesurés sur une dynamique de courant s'étendant de 1% à 200% du courant nominal au secondaire. L'inductance de fuite l_2 a été mesurée ($l_2 = 0.983mH$) ce qui permet de ne pas utiliser l'équation (18).

76									
77		Erreur sur le rapport de courant dans % à % du courant nominal							
78	VA/cosPhi	1	5	10	20	50	100	120	200
79	15 VA/ 0,8	-0,328	-0,272	-0,249	-0,233	-0,222	-0,217	-0,216	-0,210
80	7,5 VA/ 0,8	-0,239	-0,213	-0,198	-0,185	-0,177	-0,175	-0,174	-0,173
81	3,75 VA/ 1	-0,150	-0,156	-0,149	-0,142	-0,138	-0,139	-0,140	-0,142
82	1 VA/ 1	-0,141	-0,147	-0,142	-0,136	-0,131	-0,132	-0,132	-0,134
83									
84									
85									
86									
87		Déphasage en [min] à un % du courant nominal							
88	VA/cosPhi	1	5	10	20	50	100	120	200
89	15 VA/ 0,8	12,72	7,84	6,81	6,08	5,16	4,24	3,97	3,28
90	7,5 VA/ 0,8	10,85	6,65	5,66	5,03	4,33	3,73	3,55	3,01
91	3,75 VA/ 1	10,42	6,55	5,57	4,89	4,24	3,74	3,60	3,14
92	1 VA/ 1	9,11	5,71	4,82	4,19	3,61	3,22	3,11	2,75
93									

FIGURE 14 – Extrait de rapport d'étalonnage d'un réducteur (CT Analyzer Semicron)

On a représenté sur la figure 15, l'inductance L_m estimée. On retrouve bien une saturation pour les forts courants. Pour le courant nominal, l'inductance calculée est de l'ordre de grandeur de celle donnée par le rapport ($L_m = 1.85H$). De la même façon les variations de la résistance R_f traduisant les pertes fers sont représentées sur la figure 16.

Le comportement de la résistance R_f est cohérent. Sa valeur diminue ce qui tend bien à augmenter le courant la traversant donc à augmenter les pertes fers équivalentes.

12 Conclusions

Dans ce travail la compensation des erreurs de mesure est envisagée au travers de la modélisation du transformateur par une fonction de transfert. Une première remarque consisterait à trouver ce type de modèle peu approprié pour décrire les phénomènes non linéaires complexes en jeu dans un circuit magnétique (hystérésis, pertes fers). Il ne faut pas perdre de vue que la finalité de ce type d'algorithme est d'être implanté dans un compteur électrique dont les ressources de calcul sont très limitées au regard de ce que l'on peut déployer en laboratoire avec des systèmes de prototypage de type dSpace. La stratégie à adopter dans ce type de cas est d'imposer une structure de modèle relativement simple mais de collecter le maximum d'information à priori afin d'en affiner l'estimation des paramètres. L'enrichissement de la structure de modèle (augmentation de l'ordre de la fonction de transfert par exemple) conduirai inévitablement à une infaisabilité matérielle.

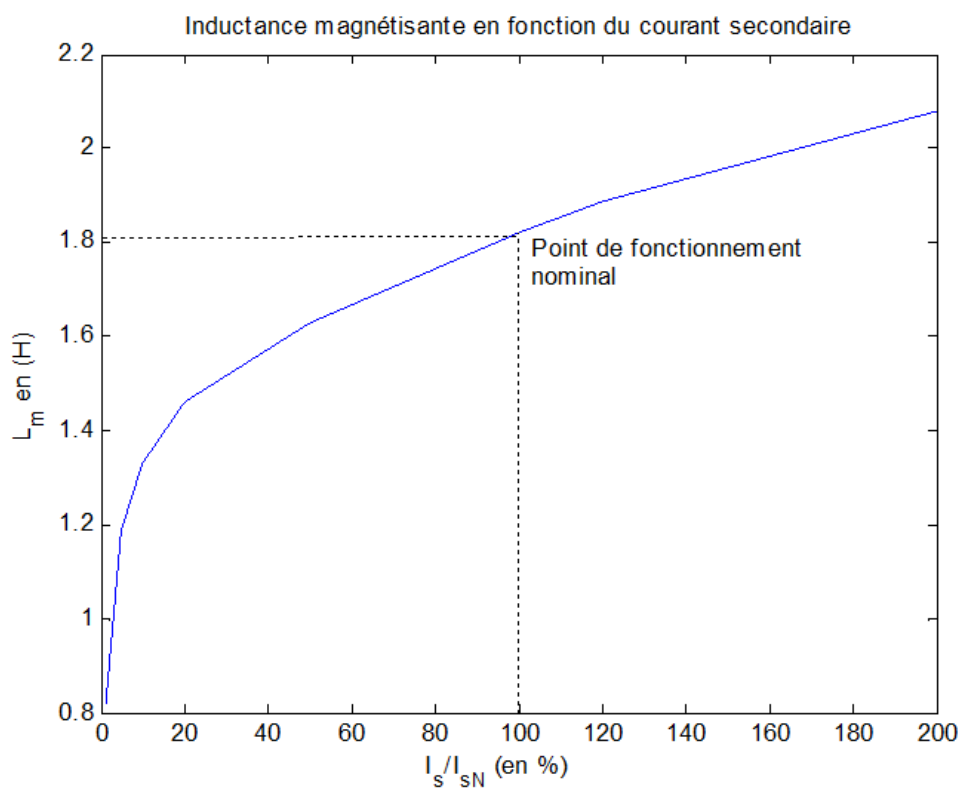


FIGURE 15 – Inductance estimée à partir d'un rapport d'étalonnage

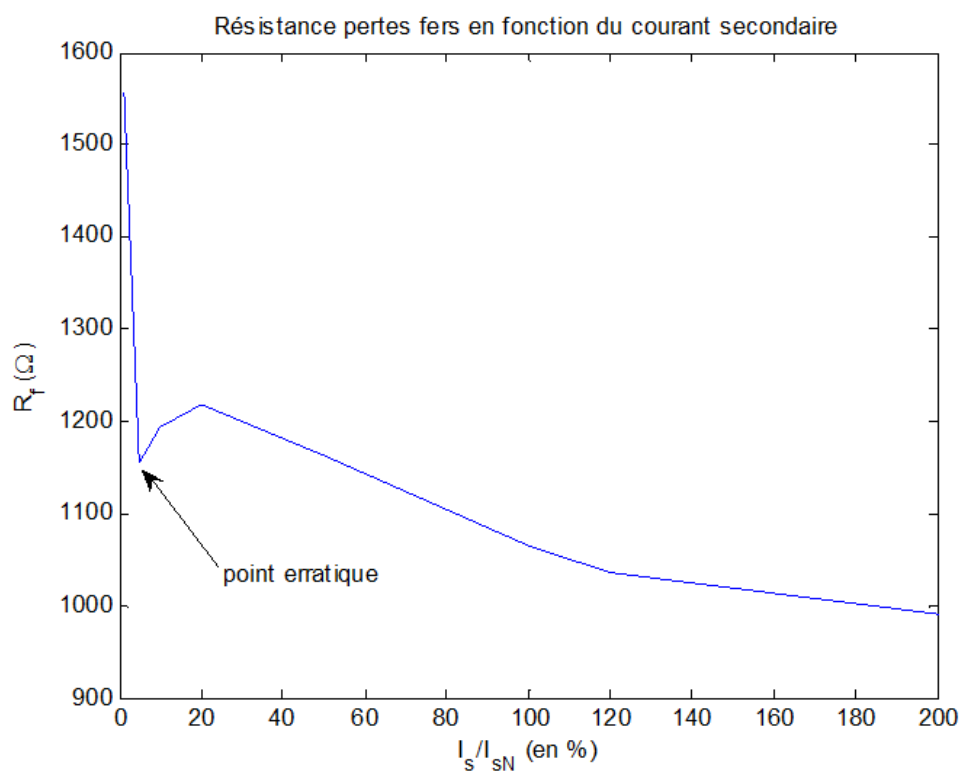


FIGURE 16 – Resistance R_f estimée à partir d'un rapport d'étalonnage

En théorie, la compensation multi-point permet de tenir compte des composantes harmoniques du courant mesuré et conduit à de meilleurs résultats que la compensation mono-point. Elle nécessite de connaître la fonction de transfert du capteur de courant et en particulier les paramètres constitutifs du modèle. On se trouve dans le cas typique où une identification classique peut s'avérer difficile. En particulier, un fabricant d'appareil de mesures placés en aval d'un réducteur ne peut mettre en œuvre une procédure complète d'identification (débranchement du capteur, génération de signaux d'excitation), même pour une estimation à partir du secondaire du transformateur. Par conséquent, les informations permettant d'établir le modèle doivent être obtenues de façon indirecte. Dans l'exemple présenté ici, les données disponibles dans les rapports d'étalonnage des capteurs permettent, en théorie, de déterminer ces paramètres pour toute la dynamique du courant secondaire. La réalisation pratique de cette compensation est conditionnée par :

- le choix de la fréquence d'échantillonnage : de bons résultats peuvent être obtenus en simulant les fonctions de transfert et les filtres de compensation avec un fréquence d'échantillonnage très élevée. Par contre, lorsque l'on effectue ces simulations avec une période d'échantillonnage proche de celle utilisée dans un appareil de mesure standard, les résultats peuvent se dégrader.
- la qualité de la discrétisation des filtres : comme la période d'échantillonnage, la méthode de discrétisation joue un rôle important dans les résultats obtenus. En particulier, son influence est prépondérante pour la simulation de la fonction de transfert réduite permettant de s'affranchir des problèmes de pôles nuls.

Références

- [1] J.P. Dupraz. *Transformateurs de mesure - Généralités. Théorie. Fonctionnement.* techniques de l'ingénieur D4720, 1990.
- [2] F. Kaufmann F. Süß, M. Krüger. *Method for testing a transformer and corresponding test device.* United States Patent US 6,987,390,, 2006.