

# Mesures calorimétriques et modélisation des pertes fer dans un capteur de courant en Fe-Si

Hakim DHAHBI<sup>1,2,3</sup>, Olivier GALLOT-LAVALLEE<sup>1,2</sup>, Afef KEDOUS-LEBOUC<sup>1,2</sup>, Olivier GEOFFROY<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Univ. Grenoble Alpes, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

<sup>2</sup>CNRS, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

Patrick MAS<sup>3</sup>, Sébastien BUFFAT<sup>3</sup>

<sup>3</sup>Schneider Electric, F-38320 Eybens, France

**RESUME** – Dans cet article, nous présentons une méthode d'analyse des pertes dans un capteur d'alimentation dédié aux disjoncteurs Masterpact<sup>®</sup> conçu par Schneider Electric. Les pertes ont été mesurées en utilisant un calorimètre couvrant une gamme de mesures [1 mW ; 10 W] et modélisées en utilisant un calcul éléments finis associé au modèle LS (Loss Surface) pour la prédiction des pertes. La comparaison des deux études nous permettra d'évaluer leur pertinence dans l'étude du capteur.

**Mots-clés**—Modélisation des pertes fer, calorimétrie, matériaux magnétiques doux, tôles Fe-Si, capteur de courant.

## 1. INTRODUCTION

L'amélioration continue des produits de Schneider Electric exige une évolution des méthodes et des outils entrant dans le processus du développement des produits. Dans cette optique, une collaboration entre Schneider Electric et le G2Elab a été mise en place dans le cadre d'un sujet de thèse intitulé : « Caractérisation et modélisation de matériaux magnétiques pour capteurs de courant ». L'estimation des pertes du capteur étudié relève actuellement uniquement de la modélisation sans avoir de référence expérimentale car le circuit magnétique du capteur est très hétérogène et il n'est pas aisé de faire cette détermination en pratique. Dans le cadre de l'amélioration de ce capteur et d'une prédiction précise de ses pertes, nous avons réalisé une première étude basée, d'une part, sur une mesure calorimétrique et d'autre part, sur l'exploitation de la version actuelle du modèle LS. Nous présentons les travaux qui ont été réalisés dans ce contexte ainsi qu'une analyse des résultats et de ce qui en découle.

## 2. DESCRIPTION DU CAPTEUR

Les disjoncteurs Masterpact<sup>®</sup> sont conçus pour les établissements à forte consommation mettant en jeu de fortes intensités électriques à basses tensions. Ce sont des dispositifs à déclenchement électronique, une propriété qui leur confère une grande adaptabilité au niveau du seuil et des délais de déclenchements ainsi que la possibilité d'intégrer des algorithmes complexes de traitement du signal. Cette fonctionnalité est assurée par le module « Micrologic » qui a besoin d'être alimenté en énergie pour fonctionner. Pour des raisons de sécurité le Micrologic doit être alimenté à partir du

réseau à sécuriser. Or le Micrologic ne peut supporter un courant aussi fort que celui du réseau. C'est à ce niveau que le capteur en question entre en jeu pour assurer l'alimentation du Micrologic à un niveau de courant adéquat. Cette alimentation est assurée par le capteur étudié [1] (Fig. 1) couplé à un circuit appelé ASIC (Fig.2). Le circuit magnétique du capteur Masterpact<sup>®</sup> est en tôles de fer silicium et alimente la capacité du circuit ASIC grâce à une bobine secondaire réalisée sur un bras du capteur. En cas d'incident, la charge stockée en permanence dans le condensateur, prend le relais et assure l'alimentation du Micrologic qui commandera le déclenchement du disjoncteur.

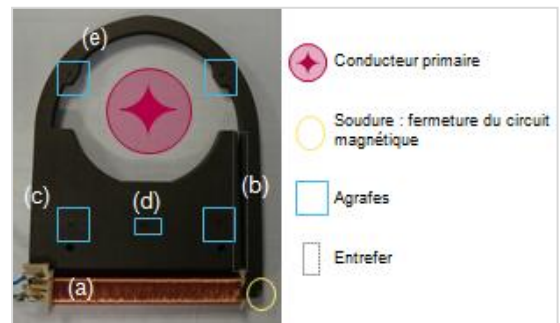


Fig. 1 Capteur Masterpact<sup>®</sup> NW

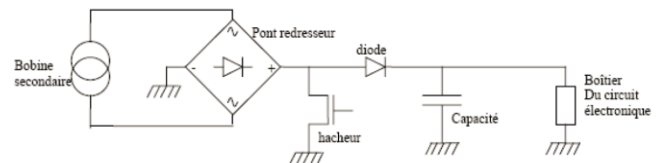


Fig. 2 Circuit ASIC (circuit intégré développé par Shneider Electric)

Les disjoncteurs Masterpact<sup>®</sup> se déclinent en deux modèles le Masterpact<sup>®</sup> NT pour des installations à courant nominal de 1600 A et le Masterpact<sup>®</sup> NW pour des installations de 2000 A à 4000 A. C'est autour de ce dernier que se concentrent nos efforts. Le capteur d'alimentation porte la même désignation que le disjoncteur dans lequel il est installé. Le circuit magnétique du capteur Masterpact<sup>®</sup> NW (Fig. 1) est constitué de cinq parties principales : (a) la branche portant la bobine

secondaire, (b) le flanc, (c) le flanc shunt, (d) le shunt et (e) l'anneau. Entre le shunt (d) et le flanc (b) il y a un entrefer fonctionnel de 2 mm. Le shunt sert à dévier une partie du flux magnétique principal, à haut niveau, pour éviter que les niveaux de courants secondaires ne dépassent des valeurs trop élevées pour le Micrologic et afin de limiter la saturation de branche (a) portant la bobine secondaire. Le conducteur primaire passe dans la fenêtre délimitée par l'anneau et le shunt.

Le circuit magnétique est obtenu par empilage de tôles poinçonnées en une seule pièce, puis assemblées. La direction de laminage est identique en tout point. L'angle entre la direction de l'induction et celle de laminage est par conséquent variable, conditionnant la perméabilité du matériau et donc la réductance de chaque zone (Fig. 3). En fonction de cet angle le matériau n'est pas toujours dans une direction d'aimantation facile ce qui complique la circulation du flux. D'autre part, comme on le voit clairement, les parties du capteur ont des largeurs variables ce qui fait également varier l'impact des contraintes résiduelles sur les propriétés magnétiques [2]. Ces aspects joints à la position du conducteur primaire, font que l'induction magnétique n'est pas homogène et il en est de même des pertes. Aussi, les tôles du capteur sont maintenues les unes aux autres par des agrafes (Fig. 1) et la bobine est insérée une fois le circuit magnétique assemblé, ce qui introduit un entrefer parasite. Ces méthodes d'assemblages engendrent des ponts entre les tôles [3], avec à la clé des courants induits circulant sur toutes l'épaisseur du capteur donc des pertes par courant induites plus importantes.

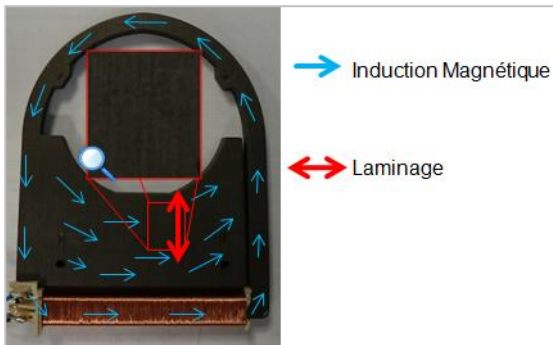


Fig. 3 Direction du flux magnétique et sens de laminage dans le capteur

Tous ces aspects font que la forme de l'induction  $B(t)$  n'est pas la même selon de la zone du capteur considérée (Fig. 4). D'où la nécessité de la simulation pour la description du comportement du capteur.

Pour la modélisation du capteur sur FLUX 3D, plusieurs aspects physiques et de conception ne sont pas pris en compte afin de faciliter les calculs mais aussi à cause des limites du modèle (exemple : la direction de laminage (dans FLUX les tôles sont isotropes), les agrafes et la soudure ne sont pas prises en compte). La modélisation est néanmoins assez fidèle et on observe ces saturations (Fig. 5(a)) dans les résultats de simulation sous Flux 3D. Ces pertes locales se traduisent par des échauffements qu'on observe en utilisant une caméra thermique (Fig. 5(b)).

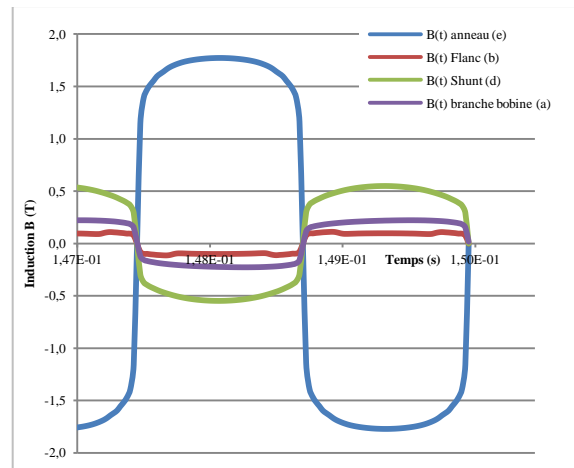


Fig. 4 Même composante du signal  $B(t)$  dans différentes régions du capteur (En régime nominal :  $I_{\text{primaire}}=2 \text{ kA}$ ,  $f=400 \text{ Hz}$ )

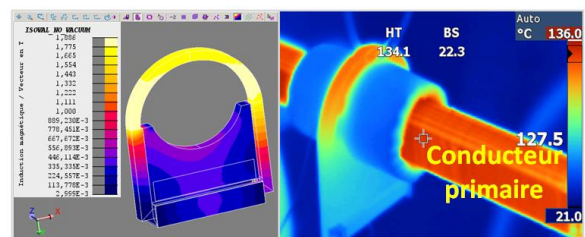


Fig. 5 (a) Isovaleurs de B (2kA, 400Hz)

Fig. 5 (b) Zones d'échauffement Masterpact® NW

Toutes ces caractéristiques, expliquent la complexité de l'étude du comportement du capteur et la difficulté d'estimer avec précision des pertes. Pour progresser dans ce sens et vérifier la fiabilité de la simulation, nous avons entrepris une mesure expérimentale des pertes, déterminées par calorimétrie.

### 3. LE CALORIMETRE

Développé au G2Elab, le calorimètre [4] [5] [6] utilisé ici a été conçu dans le but de caractériser des composants d'électronique de puissance dans une plage de températures entre  $-50^\circ \text{ C}$  et  $+150^\circ \text{ C}$  et à des tensions et fréquences relativement élevées : 3 kV et 1 MHz.

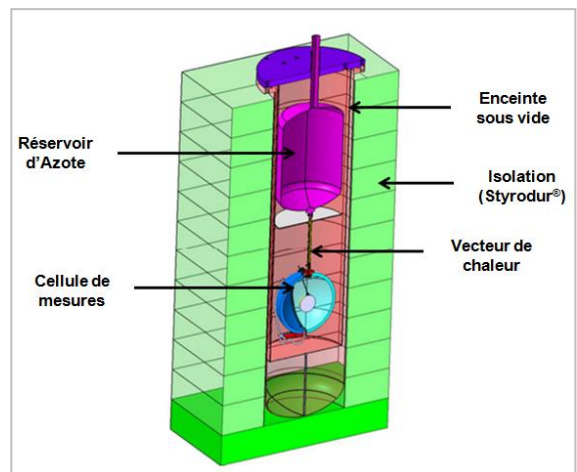


Fig. 7 Structure du calorimètre

Le principe de fonctionnement est basé sur le transfert d'énergie par rayonnement thermique dans une enceinte sous vide (Fig. 7) qui contient les éléments de chauffage et l'instrumentation associée. Afin d'avoir un point de référence stable, la cellule contenant l'objet de la mesure est reliée à un

réservoir d'azote liquide qui constitue un puits de chaleur. La liaison est faite par un vecteur de chaleur matérialisé par un barreau dont le matériau est choisi en fonction de la mesure à effectuer.

Bien que l'isolation thermique du calorimètre soit très performante, elle ne peut être parfaite. On procède donc par une mesure différentielle (Fig. 8) (Eq.(1)) : on maintient d'abord la cellule de mesure à une température prédéfinie  $T_0$  sans alimenter le capteur (essai à vide). On note la puissance  $P_0$  produite, puis on alimente le capteur et on asservit la cellule de mesure à la même température  $T_0$ . Les pertes du capteur  $P_s$  s'ajoutent au bilan, ainsi il faut produire une puissance  $P_1$  inférieur à  $P_0$ . La différence  $P_s = P_0 - P_1$  représente donc  $P_s$ . Dans ces conditions, le calorimètre offre une plage de mesure s'étalant de 1 mW à 10 W avec une précision de 2%.

$$\begin{cases} P_1 < P_0 \\ P_s = P_0 - P_1 \end{cases} \quad (1)$$

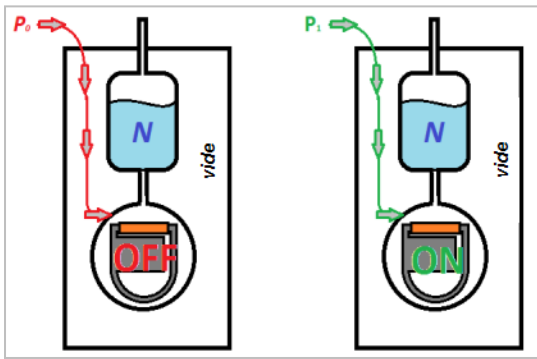


Fig. 8 Description de la méthode de mesure différentielle

Les instruments d'alimentation du composant à étudier sont à l'extérieur de l'enceinte. Afin de garantir une l'isolation thermique et la stabilité du vide dans l'enceinte tout en garantissant de bonne connections électriques, les conditions techniques sur les câbles et les connectiques sont très strictes. En effet, le matériau utilisé pour assurer ces conditions limite l'intensité du courant à 1 A crête. Ceci a induit quelques difficultés pour les expérimentations que nous détaillerons dans le paragraphe 5.

#### 4. LE MODELE LS

L'étude et l'amélioration du modèle LS est l'un des axes principaux de la thèse dans laquelle s'inscrit cette étude. En effet, l'objectif étant d'utiliser ce modèle pour prédire le comportement des capteurs développés par Schneider Electric (Masterpact® et autres). Dans cette étude nous nous limitons à la version déjà existante de ce modèle.

Intégré dans le logiciel FLUX 3D commercialisé par CEDRAT, le modèle LS [7] [8] est un modèle scalaire d'hystérésis global liant le champ magnétique  $H$  à l'induction magnétique  $B$  et à sa dérivée  $dB/dt$ . Dans FLUX le modèle LS est utilisé en post traitement. La simulation par éléments finis est d'abord conduite, à l'aide d'une loi d'aimantation univoque. Les pertes sont établies après coup, en recalculant les champs d'après les données  $(B, dB/dt)$  établies en tout point et tout instant lors de la première étape. Les modifications induites sur les champs recalculés sont supposées assez petites pour ne pas remettre en cause la carte des inductions et leurs dérivées calculées initialement.

Le modèle LS décrit à la fois le comportement statique et dynamique du matériau. Dans l'hypothèse du modèle on décompose le champ magnétique  $H$  en deux contributions statique et dynamique qu'on identifie indépendamment l'une de l'autre (Eq. (2)). Le champ statique est lui-même dissocié en deux composantes : anhystérique  $H_{anh}$  et irréversible  $H_{irr}$  (Eq. (3)). Cette dernière est fonction de l'histoire du matériau. La composante dynamique s'écrit sous forme d'un polynôme dont les coefficients sont déterminés à partir de l'identification (Eq. (4)). Cette interpolation donne la surface caractéristique du modèle LS (Fig. 9).

$$H\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = H_{stat}(B, \text{histoire}) + H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \quad (2)$$

$$H_{stat}(B, \text{histoire}) = H_{anh}(B) + H_{irr}(B) \quad (3)$$

$$H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = \sum_{n,m} \alpha_{nm} B^n \left(\frac{dB}{dt}\right)^m \quad (4)$$

Le modèle se base sur des mesures réalisées sur cadre Epstein [9]. Les cycles obtenus expérimentalement permettent d'identifier les paramètres du modèle LS de la tôle considérée. Ces paramètres permettent d'obtenir le champ magnétique correspondant à n'importe quel couple  $(B, dB/dt)$ .

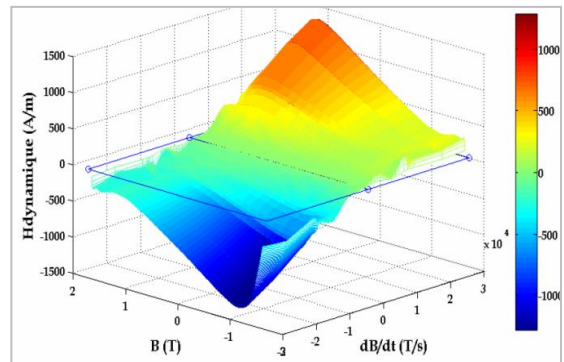


Fig. 9 Surface dynamique du modèle LS  $H_{dyn} = f\left(B, \frac{dB}{dt}\right)$

Tous les essais sont réalisés en imposant une induction  $B(t)$  triangulaire afin d'avoir un  $dB/dt$  constant  $\frac{dB}{dt} = \pm 4 \cdot f \cdot \hat{B}$  ( $\pm$  : en fonction du sens de variation de  $B(t)$ ).

Les paramètres concernant le champ statique sont identifiés à l'aide de plusieurs cycles réalisés à une fréquence faible ( $\approx 5$  à  $10$  Hz) pour réaliser des cycles quasi-statiques. On a besoin d'un cycle à saturation approchée (à l'induction maximale permise par le banc d'essais) qu'on appelle cycle majeur et de quelques cycles à des inductions crêtes plus faibles. La composante  $H_{anh}(B)$  est obtenue en faisant la moyenne des deux branches du cycle [10.p.163]. La contribution  $H_{irr}(B)$  est quant à elle construite en estimant les courbes de renversement grâce aux paramètres du modèle. L'identification des paramètres est effectuée via un processus d'optimisation, minimisant pour les cycles considérés et pour chaque valeur de  $B$ , les écarts entre champ estimé et le champ mesuré.

Pour la partie dynamique, à la même induction que le cycle majeur quasi-statique, on réalise plusieurs cycles (une vingtaine) à différentes fréquences jusqu'au maximum permis par le banc de mesures. Cette opération permet d'identifier les paramètres  $\alpha_{nm}$  de l'expression polynomiale permettant l'obtention de la composante dynamique à toutes les fréquences et à toutes les inductions par interpolation (Eq. (4)).

## 5. ESTIMATION DES PERTES

### 5.1. Expérimentation calorimétrique

Comme cité précédemment, nous avons retenu la calorimétrie comme la méthode la plus adéquate pour la mesure des pertes du capteur. Nous nous sommes donc orientés vers des essais en utilisant le calorimètre du G2Elab décrit plus haut. La vocation première de ce calorimètre est la mesure des pertes émises par de petits composants (résistances, capacités...). Il n'a jamais servi à caractériser un dispositif aussi complexe que le capteur Masterpact® et son utilisation à cette fin est donc également intéressante pour estimer dans quelle mesure on peut étendre son champ d'utilisation.

On peut donc déduire que les conditions de fonctionnement du calorimètre ne correspondent pas à l'environnement dans lequel évolue le capteur. En effet, la limite d'alimentation du calorimètre, compte tenu des contraintes d'isolation, est fixée à 1 A. Or, le fonctionnement normal du capteur se fait à des courants élevés compris entre 80 A et 2000 A (pour le capteur utilisé). Il a fallu donc trouver une solution permettant de réaliser nos essais. Nous avons opté pour une alimentation « inversée » (Fig. 10). Pour ce faire, le capteur est alimenté par la bobine secondaire. En vertu du théorème d'Ampère (Eq. (5)) (où  $H$  est le champ magnétique,  $L$  est la longueur du circuit magnétique,  $N$  le nombre de spires et  $I$  le courant) et en négligeant en 1<sup>ère</sup> approximation l'effet du shunt, cette configuration permet d'atteindre des niveaux de champ magnétique équivalents à ceux atteints en alimentant le capteur par un conducteur primaire unique à un niveau plus haut.

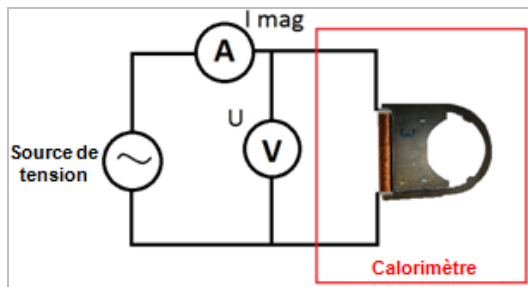


Fig. 10 Mode d'alimentation du capteur dans le calorimètre

$$H.L = N.I \quad (5)$$

Étant donné qu'en conditions normales la grandeur importante à la sortie de la bobine secondaire est la tension, on a décidé de commander (alimenter) le capteur en tension dans la configuration des essais calorimétriques. Pour cela, plusieurs niveaux de tension sinusoïdale ont été testés à différentes fréquences : tensions : 10, 20, 30 et 40 V et fréquences : 50 (ou 50,5), 100, 150, 200, 300 et 400 Hz. Ceci nous permettra d'étudier les pertes en fonction de la fréquence et en fonction de la tension. La puissance  $P_s$  générée par le capteur est la somme des pertes cuivre (pertes Joule dans la bobine secondaire) ainsi que les pertes fer. Or, étant donné que les caractéristiques de la bobine ainsi que les tensions d'alimentation sont connues, les pertes cuivre sont calculables. Il suffit donc de les soustraire de la puissance totale fournie par le capteur pour déduire les pertes fer (Eq. (6)). Ajouter à cela que les courants d'alimentation sont relativement faibles ( $I_{mag} \ll 1$  A) les pertes cuivre sont faibles devant les pertes fer ( $P_{Cu} < 14\% P_s$ , hormis le cas 40 V/50.5 Hz où  $I_{mag} = 72$  mA et les pertes cuivres représentent 50% des pertes totales). La puissance produite par le capteur est donc issue majoritairement des phénomènes magnétiques.

$$P_{Fe} = P_s - P_{Cu} \quad (6)$$

Pour cette campagne expérimentale, les principales difficultés sont liées aux temps de mise en œuvre et constantes de temps d'équilibrages. En effet, la mise en place de l'installation et sa mise sous vide prennent entre 48 h et 72 h. Il fallait en effet, tout d'abord, réussir à installer le capteur dans la cellule de mesures, qui n'était pas adaptée à recevoir un dispositif aussi volumineux, tout en assurant aucun contact entre le capteur et le câblage avec les parois de la cellule. Il fallait ensuite établir un vide secondaire stable. Enfin, chaque mesure nécessite entre 4 h et 6 h pour se stabiliser. Cette constante de temps est également influencée par les fluctuations de température ambiante ainsi que les cycles de chargement d'azote dans le réservoir.

### 5.2. Simulation FLUX 3D et pertes LS

Le capteur Masterpact® NW que nous étudions est constitué de tôles en fer-silicium à grains non orientés M250-50A(\*). Or le modèle LS ne compte pas dans sa banque de matériaux cette tôle. Rappelons aussi que dans la modélisation on simplifie le capteur : matériau supposé isotrope et caractérisé par des propriétés moyennant les directions longitudinales et transversales, aucune prise en compte des effets du « process ».

L'option que nous avons choisie dans cette étude a été d'estimer les pertes LS en utilisant deux matériaux existant dans la banque LS de matériaux qui encadrerait celle de la tôle du capteur. Les deux tôles sélectionnées sont la nuance M400-50A et la nuance M270-35A. Les pertes prises en considération dans cette étude sont les pertes globales dans tout le capteur.

Le choix de la M400-50A (habituellement utilisée) s'explique par le fait qu'elle présente la même épaisseur que la M250-50A et des pertes supérieures, cette tôle devrait donc donner la borne supérieure dans notre encadrement. Le choix de la M270-35A s'explique par le fait que cette tôle présente des pertes sensiblement proches de la véritable tôle mais avec une épaisseur 30% plus faible, ce qui devrait nous donner la borne inférieure dans notre encadrement des pertes en régime dynamique, les pertes à 50 Hz étant sensiblement identiques.

Bien évidemment, les simulations ont été réalisées dans les mêmes conditions expérimentales décrites précédemment. C'est-à-dire en alimentant le capteur par la bobine secondaire en régime sinusoïdal. Les simulations ont montré que les niveaux d'induction atteints dans ces conditions sont légèrement inférieurs à ceux atteints en fonctionnement normal du capteur (Fig. 11).

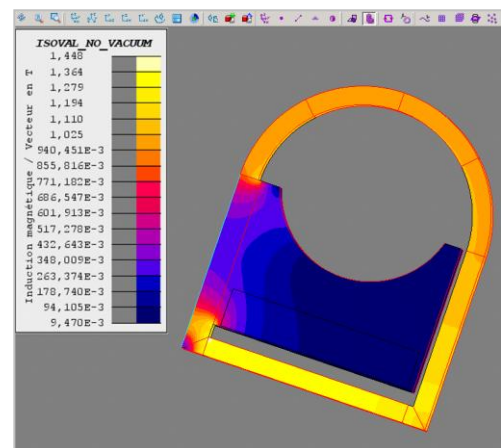


Fig. 11 Niveaux d'induction à 40 V/50,5 Hz (alimentation par la bobine)

(\* ) M250-50A: référence de la tôle de matériau magnétique doux Fe-Si: Mppp-kkA se traduit par 0.kk mm d'épaisseur avec une garantie de pertes inférieures à  $10 \cdot \text{ppp}$  mW/Kg à une induction sinusoïdale d'amplitude  $B_{max} = 1.5$  T et à une fréquence  $f = 50$  Hz.

Les zones où l'induction est la plus élevée diffèrent néanmoins des simulations en fonctionnement normal. Mais on remarque quand-même que la zone de l'anneau est toujours sujette à des inductions plus élevées.

## 6. RESULTATS ET DISCUSSION

Nous avons indiqué plus haut que les paramètres pilotes dans cette étude sont la tension et la fréquence. Les simulations et les mesures ont été réalisées selon ces deux critères. Dans la plage des puissances et de la température  $T_0$  (ici 30° C) l'erreur maximale sur la mesure de puissance est de 1.5% [6.p.152]. L'objectif étant de comparer les deux résultats et de vérifier l'hypothèse selon laquelle les pertes données par les mesures calorimétriques seraient encadrées par les résultats de simulations en utilisant les deux modèles de tôles existantes dans la banque du modèle LS, cités dans le paragraphe précédent.

### 6.1. Pertes fer en fonction de la tension à même fréquence

On remarque dans le Tableau 1 que certains essais ont été réalisés à 50,5 Hz. Ce choix nous a permis de nous affranchir des phénomènes de résonance avec les instruments du banc d'essais alimentés sur le réseau du laboratoire qui est à 50 Hz.

Tableau 1 Pertes Fer en fonction de la tension à fréquence constante

U (V)	f (Hz)	Perte Mesurées M250-50A (mW)	Pertes LS M270-35A (mW)	Pertes LS M400-50A (mW)
10	50,5	24	26	30
20	50	83	83	92
30	50	134	157	185
40	50,5	281	256	303

Les courbes simulées et mesurées (Fig. 12) affichent des tendances comparables. On observe également, comme prévu par la théorie, que la majorité des points sont dans l'intervalle limité par les résultats des deux modèles de tôles sélectionnés et que les résultats de simulations donnés par le modèle de la tôle M270-35A sont plus proches des pertes mesurées que le modèle de la M400-50A. Cependant on peut garder une réserve quant à cette courbe vu que le point d'abscisse 30 V paraît légèrement décalé par rapport aux autres. On observe que les pertes en ce point sont même inférieures à celles de la borne inférieure théorique.

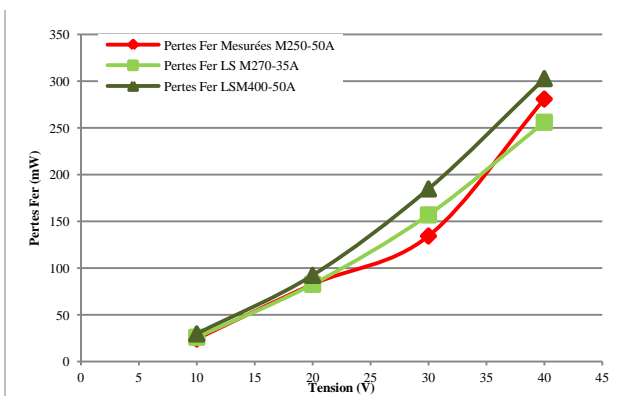


Fig. 12 Pertes fer mesurées vs pertes LS en fonction de la tension à 50 Hz

Ce point pourrait être expliqué par les aléas des mesures expérimentales. L'écart entre les pertes en ce point et la moyenne des deux simulations est de 21% ce qui dépasse

l'erreur due aux instruments. Il serait donc intéressant de remesurer ce point et de faire d'autres mesures intermédiaires afin d'avoir une courbe plus détaillée. Vu les contraintes de temps et de disponibilité du banc, nous n'avons pas pu le faire.

### 6.2. Pertes fer en fonction de la fréquence à même tension

Ici nous avons plus de point de mesures que le paragraphe précédent ce qui permet une étude plus complète.

Tableau 2 Pertes Fer en fonction de la fréquence à tension constante

U (V)	f (Hz)	Perte Mesurées M250-50A (mW)	Pertes LS M270-35A (mW)	Pertes LS M400-50A (mW)
40	50,5	281	259	308
40	100	194	195,5	237
40	150	176	148	196,5
40	200	170	150	196
40	300	115	127	174
40	400	115,5	112,5	156

Tous les résultats ont été arrondis à 0.5 mW près, ce qui représente moins de 1% pour les valeurs de pertes obtenues. Le choix de la tension de 40 V permet d'avoir des valeurs de pertes suffisamment élevées. Dans ce cas les écarts relatifs sont également plus élevés ce qui nous donne des courbes plus claires (Fig. 13).

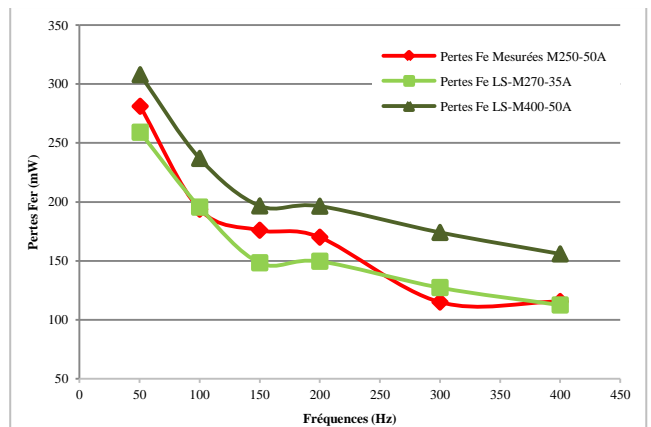


Fig. 13 Pertes fer mesurées vs pertes LS en fonction de la fréquence à 40 V

Dans cette configuration on observe plus clairement la cohérence entre le comportement décrit par le modèle et celui observé dans les résultats expérimentaux. En effet la tendance générale est la même mais également le palier qu'on observe entre 150 Hz et 200 Hz est également reproduit par le modèle des deux matériaux. Ce palier a été observé également dans d'autres conditions expérimentales et s'expliquerait par des phénomènes de résonances dans le capteur autour de 180 Hz. On observe également que le modèle de la tôle M270-35A est plus adéquat pour simuler comportement du capteur Masterpact® NW que celui de la M400-50A. En effet, l'écart moyen entre les pertes mesurées et celles modélisées par la M270-35A est de 9% alors qu'il est de 23% pour la M400-50A.

## 7. CONCLUSIONS

Cette étude nous a permis de mettre en exergue plusieurs conclusions concernant le calorimètre, le comportement du capteur, la fidélité du modèle ainsi que le choix des critères de simulations du capteur.

D'abord concernant le calorimètre. Il s'est avéré efficace même avec des composants relativement volumineux et complexes. En effet, ce dispositif a été conçu pour accueillir des composants élémentaires de petites tailles pour des applications à hautes tensions (HTA). On a pu montrer par cette étude que les résultats donnés par le calorimètre sont cohérents et décrivent le même comportement global prédit par la modélisation.

Cette étude a également permis de mesurer les pertes produites par le capteur à plusieurs niveaux de puissances d'alimentation dans une autre configuration que celle de son fonctionnement normal.

Dans le cadre de l'évaluation de l'efficacité du modèle LS dans la prédiction des pertes fer, nous avons pu voir que le modèle LS donne des résultats satisfaisants qui s'accordent avec l'hypothèse de l'encadrement que nous avons supposée. Cette conclusion représente une motivation supplémentaire pour l'amélioration du modèle LS et pour l'enrichissement de sa banque de matériaux. Vu les résultats de cette étude, nous travaillons actuellement sur le développement du modèle LS de la tôle M250-50A ainsi que sur l'amélioration du modèle en lui-même. En effet, l'objectif de base de ce modèle est la facilité de son élaboration comparé à certains autres modèles. Cette facilité, donne forcément un manque de justesse dans certains cas extrêmes. Les bons résultats obtenus dans cette étude nous encouragent davantage à développer le modèle LS, ce que nous faisons actuellement, afin de le rendre encore plus fidèle et plus robuste.

Pour finir, cette étude nous a permis d'affirmer que, en attendant le modèle LS de la tôle M250-50A, le modèle LS de la tôle M270-35A est le plus adéquat pour la prédiction des pertes du capteur Masterpact® NW vu que les écarts observés par rapport aux résultats expérimentaux sont significativement plus faibles que ceux relevés par rapport au modèle de la tôle M400-50A utilisé auparavant.

Cette campagne expérimentale a donné des résultats très satisfaisants qui nous ont encouragé à lancer le projet de développement d'un calorimètre adapté au fonctionnement normal du capteur Masterpact® NW. Des essais sont en cours pour la validation de ce calorimètre et les résultats

préliminaires sont cohérents. Après certaines améliorations et validations, ce calorimètre permettra une étude fiable du capteur en couplant simulations LS et expérimentations. Ce travail représente un pas important dans l'optique d'amélioration continue des produits de Schneider Electric et dans notre cas pour l'amélioration des capteurs de courant se basant sur des principes magnétiques.

## 8. REFERENCES

- [1] Facicule de brevet européen EP 0 704 867 B1. 1999.
- [2] Lode Vandebossche, Sigrid Jacobs, François Henrotte, Kay Hameyer, « Impact of cut edges on magnetization curves and iron losses in e-machines for automotive traction », EVS-25 Shenzhen, China. The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition. Nov. 5-9, 2010.
- [3] Erik Lamprecht, Martin Hömme, Thomas Albrecht « Investigations of Eddy Current Losses in Laminated Cores Due to the Impact of Various Stacking Processes », Daimler AG, 70546 Stuttgart, Germany.
- [4] Elysée Obame, Corentin Rizet, Stéphane Vighetti, Olivier Gallot-Lavallée, Frédéric Aitken « Application de la calorimétrie I.R. à la mesure des pertes dans les systèmes et composants de puissance », Symposium de Genie Electrique (SGE'14) : EF-EPF-MGE 2014, ENS Cachan, France. 8-10 juillet 2014.
- [5] Olivier Gallot-Lavallée, Frédéric Aitken, and Elysée Obame, "Système calorimétrique et procédé pour mesurer les pertes de puissance dans un composant électrique," Brevet FR N°1055474 2010-07-13, 2010.
- [6] Elysée OBAME NDONG « Développement d'un dispositif de calorimétrie par rayonnement thermique : application à la mesure des pertes dans les composants électriques ». Manuscrit de thèse pour obtenir le grade de docteur de L'Université de Grenoble délivré par l'Institut polytechnique de Grenoble. 10 Septembre 2010
- [7] Thierry Gautreau « Estimation des pertes fer dans les machines électriques. modèle d'hysteresis loss surface et application aux machines synchrones a aimants ». Manuscrit de thèse pour obtenir le grade de docteur de L'Université de Grenoble délivré par l'Institut polytechnique de Grenoble. 16 décembre 2005.
- [8] Afef Kedous-Lebouc « Iron Loss calculation and analysis in electrical machines ». Electrotechnica & electronica Magazine, ISSN 0861-4717, pp. 3 - 6.10, 11-12/2008.
- [9] Norme internationale 60404-2 © IEC:1996+A1:2008.
- [10] P. Brissonneau, "Magnétisme et Matériaux magnétiques pour l'électrotechnique", Hermes, 1997