

Université Lille Nord de France - UArtois

Ecole doctorale SPI 072 – Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE D'ARTOIS

Discipline : Génie Electrique

**Evaluation a priori
des performances environnementales
d'un noyau magnétique de
transformateur triphasé sur la base de
tests simplifiés**

par

Rémi PENIN

Présentée et soutenue publiquement le 8 Avril 2014

Composition du Jury :

Rapporteurs

M. GABSI, Professeur, SATIE, Cachan

V. LANFRANCHI, Professeur, UTC, Compiègne

Examinateur

A. BELAHCEN, Professeur, Aalto University, Finland

T. BELGRAND, Directeur de recherche R&D, TKES, Isbergues

J.F. BRUDNY, Professeur, LSEE, Béthune

J.Ph. LECOINTE, Professeur, LSEE, Béthune

G. PARENT, Maître de conférences, LSEE, Béthune

Remerciements

Je tiens d'abord à remercier le Professeur Jean-François BRUDNY, directeur du Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement (LSEE) pour m'avoir accueilli au sein du LSEE et pour dirigé mes travaux de recherche pendant ces trois années.

Je souhaite également remercier mes deux co-encadrants Monsieur Jean-Philippe LECOINTE et Monsieur Guillaume PARENT pour leurs précieux conseils, leurs soutiens, et d'avoir créé une atmosphère propice à la bonne réussite de mes travaux.

Je tiens également à remercier Monsieur Thierry BELGRAND, responsable R&D de Thyssenkrupp Electrical Steel UGO, pour avoir suivis mes travaux tout au long de cette thèse. A ce titre, je remercie également Monsieur Jonathan BLASZKOWSKI, ingénieur R&D de Thyssenkrupp Electrical Steel UGO.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des membres du jury pour l'examen de ce travail et leur participation à la soutenance :

Je remercie Monsieur Mohamed GABSI, Professeur à l'école normale supérieure de Cachan, ainsi que Monsieur Vincent LAFRANCHI, Professeur à l'Université de Technologie de Compiègne, pour l'intérêt qu'ils ont accordé à mes travaux de recherche en acceptant d'en être rapporteur. Je remercie également Monsieur Anouar BELAHCEN, Professeur à Aalto University, qui m'a fait l'honneur d'examiner mes travaux et de présider le jury de soutenance.

Je souhaite évidemment remercier tous les personnes du LSEE pour leurs aides scientifiques, techniques et administratives et qui ont ainsi permis d'effectuer cette thèse dans de bonnes conditions. Je remercie Bertrand CASSORET de m'avoir conseillé durant le commencement de mes travaux. Je remercie également mes collègues doctorants avec qui j'ai eu plaisir de travailler dans une ambiance chaleureuse et conviviale.

Enfin, je remercie ma compagne, ma famille et mes amis et pour leur soutien moral durant ces années de thèse.



Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	9
CHAPITRE 1 CONTEXTE DU TRAVAIL.....	13
1.1 PRESENTATION DES CIRCUITS MAGNETIQUES DES TRANSFORMATEURS.....	13
1.1.1 <i>Présentation des tôles à grains orientés</i>	13
1.1.2 <i>Des hauts fourneaux à la fabrication des transformateurs</i>	15
1.2 PERTES FER DES TOLES GO	17
1.2.1 <i>Origine des pertes</i>	17
1.2.2 <i>Méthodes de mesures normalisées</i>	18
1.2.3 <i>Facteur de construction</i>	20
1.3 BRUIT DES TRANSFORMATEURS	23
1.3.1 <i>Caractéristiques des forces de Maxwell</i>	24
1.3.2 <i>Magnétostriction</i>	26
1.3.3 <i>Effet de l'assemblage</i>	29
1.4 CONCLUSION	33
CHAPITRE 2 METHODE DES TROIS CADRES.....	35
2.1 METHODE DES TROIS CADRES SUR BANDES EPSTEIN.....	35
2.1.1 <i>Méthodologie utilisée</i>	35
2.1.2 <i>Mesures des pertes fers des trois cadres</i>	38
2.1.3 <i>Exploitation des résultats de mesure</i>	42
2.2 CADRES MONOPHASES DE DIFFERENTES LONGUEURS.....	50
2.2.1 <i>Présentation des cadres de mesures</i>	50
2.2.2 <i>Mesures sur les cadres de mesures de différentes longueurs</i>	52
2.2.3 <i>Modèle Eléments Finis d'un transformateur plan</i>	56
2.2.4 <i>Mesures sur les cadres de mesure avec mise en pression des coins</i>	61
2.3 CONCLUSION	64
CHAPITRE 3 CIRCUITS MAGNETIQUES COMPOSES DE TOLES DECOUPEES D'UNE PIECE	67
3.1 STRUCTURE ANNULAIRE	67
3.1.1 <i>Présentation du banc de test</i>	67
3.1.2 <i>Modélisation par Eléments Finis</i>	71
3.1.3 <i>Mesures expérimentales des structures annulaires</i>	83
3.2 CADRES « UNE PIECE »	94
3.2.1 <i>Présentation des cadres « une pièce »</i>	94
3.2.2 <i>Modélisation par Eléments Finis</i>	95
3.2.3 <i>Mesures sur les cadres de mesures « une pièce »</i>	98
3.2.4 <i>Autre utilisation du cadre $\beta=90^\circ$</i>	103
3.3 CONCLUSION	105
CHAPITRE 4 ESSAIS SUR TRANSFORMATEURS.....	107
4.1 CADRES DE MESURES MONOPHASES	107
4.1.1 <i>Présentation des cadres construits avec différentes qualités de tôles GO</i>	107
4.1.2 <i>Mesures des pertes fer</i>	108
4.1.3 <i>Mesures vibratoires</i>	110

4.1.4	Mesures acoustique	113
4.2	CORE MODELS.....	115
4.2.1	Présentation des « core models ».....	115
4.2.2	Mesures des pertes fer	118
4.2.3	Analyse modale	120
4.2.4	Mesures vibratoires.....	122
4.2.5	Mesures acoustiques.....	125
4.3	CONCLUSION	130
	CONCLUSION GENERALE	133
	BIBLIOGRAPHIE	137

Introduction générale

Le transformateur est aujourd'hui l'un des convertisseurs statiques à noyau magnétique les plus utilisés. On les trouve aussi bien dans le système de distribution des réseaux électriques, que dans les véhicules (trains, métro, ...). Cette diffusion à grande échelle dans les grands systèmes et dans les applications domestiques s'accompagne de deux principales contraintes environnementales fortes : les pertes qui accompagnent la conversion d'énergie, d'une part, et le bruit acoustique, d'autre part [1].

Les pertes constituent un sujet d'optimisation constante dans les transformateurs. En effet dans les pays de l'Union Européenne, le rendement moyen de ces derniers est de 98.38% [2], et les pertes, évaluées à 40TWh, représentent 1% de la production brute d'électricité européenne [3]. Une partie de ces pertes, appelées pertes fer, est directement liée au circuit magnétique constituant le transformateur. Pour les réduire, deux axes d'améliorations sont développés. Premièrement, les fabricants de transformateurs optimisent l'assemblage des tôles constituant les circuits magnétiques. Ces procédés se concentrent dans l'assemblage des coins, zones fortement énergivores. Deuxièmement, les fabricants de tôles magnétiques améliorent leur processus de fabrication car le soin apporté à la manutention des tôles, à leur découpe et à leur agencement impacte le bilan de pertes.

Le bruit acoustique des transformateurs est l'autre problématique forte de ces dernières années. En effet, le confort sonore de la population ayant une habitation proche des transformateurs ou des passagers de véhicules électriques est devenu une préoccupation majeure des industriels. Le critère acoustique est même inclus dans la désignation normalisée des transformateurs [4]. Les axes d'amélioration dans ce domaine sont portés d'une part sur l'assemblage des noyaux magnétiques, et d'autre part sur la tôle magnétique dont on essaie de limiter les déformations liées à la magnétostriction.

Ces deux problématiques poussent les fabricants de tôles magnétiques tels que ThyssenKrupp Electrical Steel (TKES) à engager des recherches pour déterminer l'impact de leurs produits sur les performances énergétiques et environnementales des transformateurs. C'est dans ce cadre que s'établit la collaboration avec le Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE).

Généralement, la caractérisation, énergétique ou acoustique, d'un transformateur se fait une fois le dispositif assemblé. Cette approche, à posteriori de la construction, est très pénalisante pour plusieurs raisons. Tout d'abord, elle est chronophage, particulièrement pour les grands transformateurs. Ensuite, elle est coûteuse, particulièrement si les phénomènes à l'origine des pertes ou des vibrations ne sont pas compris. Les modélisations par Eléments Finis sont encore trop chronophages pour modéliser des structures complètes ou prendre en considération finement les effets de la magnétostriction par exemple. Une des voies possibles pour prédéterminer à priori de la construction d'un transformateur quelles seront ses performances énergétiques et acoustiques consiste à trouver des liens entre le transformateur finalisé et des dispositifs

expérimentaux simplifiés plus fiables que ceux déjà existant. C'est dans ce cadre que se situe notre travail avec une double articulation.

- Il s'agit d'abord, avec ces dispositifs, de comprendre les mécanismes qui conduisent aux pertes fer et aux déformations à l'origine du bruit. En parallèle de cette compréhension, il faudra estimer qualitativement, et quantitativement lorsque c'est possible, l'impact des paramètres que l'on aura identifiés.
- C'est à partir de cette analyse que des passerelles pourront alors être établies pour prédéterminer les performances des tôles lorsqu'elles sont assemblées.

L'objectif est particulièrement ambitieux mais prédéfinir les performances des tôles revêt, pour un constructeur, une grande importance. Ce travail s'appuie sur de nombreux dispositifs expérimentaux simplifiés permettant d'étudier des phénomènes énergétiques, vibratoires et acoustiques. En complément, des simulations de type Eléments Finis permettent de comprendre plus finement certains phénomènes, notamment en ce qui concerne la manière dont se répartit le flux magnétique dans le noyau des transformateurs.

La première partie de ce mémoire est consacrée à une étude bibliographique reprenant les origines, les tests normalisés et l'influence de l'assemblage du circuit magnétique sur les pertes fer et le bruit acoustique des transformateurs.

La seconde partie présente une méthode dite « des trois cadres » appliquée à deux types de dispositifs différents. Cette méthode permet d'étudier et de dissocier les pertes fer présentes dans les bras, d'une part, et dans les coins des transformateurs, d'autre part. En effet, la localisation et la quantification des pertes fer présentent une première étape dans la compréhension de la répartition de ces dernières dans le transformateur. Dans un premier temps, nous avons appliqué cette méthodologie sur des cadres de type Epstein, de longueurs différentes, à joints à double recouvrement. Ces essais ont été menés avec différentes qualités de tôles permettant de faire apparaître les premiers paramètres modifiant le comportement énergétique. Dans un second temps, cette méthodologie a été appliquée à des circuits assemblés avec les types de joints les plus courants comme le Butt Lap et le Step Lap, permettant de mettre en valeur l'influence de l'assemblage sur les pertes fer produites par le transformateur.

La troisième partie présente l'étude de circuits magnétiques particuliers car constitués de tôles découpées d'une seule pièce. L'objectif est de pouvoir superposer des tôles dont les directions de laminage (DL) sont situées dans le même sens ou non. On parlera de « décalage » de tôles. Ce dispositif, nous permettra d'étudier les phénomènes qui se produisent dans les coins du noyau magnétique des transformateurs. Le décalage va avoir pour conséquence de changer les phénomènes à l'origine des vibrations des structures. Deux types de structures ont été étudiés.

- Les premières sont des structures annulaires composées de dispositifs à tôles dont les DL sont alignées pour le premier et décalées pour le deuxième. Des simulations par la méthode Eléments Finis permettront de comprendre la répartition du flux magnétique pour les deux cas. Ensuite, des relevés de pertes fer et de vibrations

nous offriront une réflexion sur les paramètres impactant les pertes et, surtout, les vibrations et le bruit acoustique des transformateurs.

- Un second type de géométrie, plus proche du transformateur, est testé pour, notamment, valider les tendances observées sur les structures annulaires.

La quatrième partie s'intéresse à des essais sur des modèles de transformateurs construits avec différentes qualités de tôles. D'abord, des essais énergétiques, vibratoires et acoustiques sont menés sur des modèles monophasés permettant de consolider les réflexions tirées des chapitres précédents. Ensuite, le même type d'essai est effectué sur des modèles de transformateurs triphasés nommés « core models ». Ces dispositifs nous permettent de consolider nos conclusions sur les paramètres définissant une qualité de tôle et leur impact sur l'optimisation des pertes fer et du bruit acoustique des transformateurs.

Du fait du nombre de dispositifs expérimentaux développés dans les recherches présentées dans ce mémoire, nous allons les présenter dès à présent.

Trois cadres de type Epstein : il s'agit de trois cadres de longueurs différentes permettant de dissocier les pertes produites par les bras et les coins.

Qualités testées : PowerCore H 0.30mm, PowerCore C 0.30mm, PowerCore H 0.23mm.

Trois cadres de type transformateur : trois cadres de mesures monophasés sont utilisés avec la même méthodologie que précédemment. Leurs géométries sont plus proches de celles des transformateurs réels et ont un assemblage de coins couramment utilisés.

Qualités testées : PowerCore H 0.30mm

Structures annulaires : deux structures annulaires sont comparées. La première est constituée de disques empilés de façon à avoir leurs DL alignées. La seconde est constituée de disques empilés dont les DL sont régulièrement décalées de 90°.

Qualités testées : PowerCore C 0.35mm, PowerCore H 0.30mm

Cadres « une pièce » : avec la même philosophie de tests que pour les structures annulaires, des cadres monophasés sont constitués de tôles découpées d'une seule pièce.

Qualités testées : PowerCore H 0.30mm

Cadres monophasés : des cadres monophasés ont été spécialement construits pour nos études. Ils permettent de comparer, pour une même géométrie du circuit magnétique, les pertes fer, les vibrations et le bruit acoustique de différentes qualités de tôles.

Qualités testées : PowerCore H 0.30mm, PowerCore C 0.30mm, PowerCore H 0.23mm.

Core models: il s'agit de modèles de transformateurs triphasés permettant de comparer les grandeurs qui nous intéressent, pour différentes qualités de tôles.

Qualités testées: PowerCore H 0.18mm, PowerCore H 0.23mm, PowerCore H 0.30mm normale, PowerCore H 0.30mm « scratché », PowerCore H 0.30mm avec revêtement modifié.

Chapitre 1 Contexte du travail

1.1 Présentation des circuits magnétiques des transformateurs

1.1.1 Présentation des tôles à grains orientés

A l'heure actuelle, les circuits magnétiques des transformateurs sont, le plus souvent, construits avec des tôles à Grains Orientés (GO) composées d'alliage de fer et de 3% de silicium. Ces tôles sont, comme leur nom l'indique, divisées en grains. Ces derniers sont constitués de domaines magnétiques appelés domaines de Weiss et séparés par des parois de Bloch [5]. Celles-ci se déplacent en fonction du niveau d'induction présent dans la tôle et de l'angle pris par le flux magnétique par rapport à la DL. Ces tôles présentent des performances remarquables en termes de pertes dans la DL. Mais, en contrepartie, la forte anisotropie de la tôle la rend très énergivore lorsque le flux magnétique s'établit dans d'autres directions. En conséquence, d'importants écarts sur les performances énergétiques des tôles GO apparaissent en fonction de l'angle α entre la DL et le vecteur d'induction. La raison de cette anisotropie est atomique : les atomes de l'acier magnétique, dans le cas de tôles GO, forment une structure cristallographique cubique centrée appelée « texture de Goss » [6] comme le montre la Figure 1-1. Ainsi, ces structures ont une orientation très voisine de la DL, entraînant de meilleures performances énergétiques suivant l'arrête [001], et de plus mauvaises selon direction de difficile aimantation suivant [111]. Deux autres directions peuvent être repérées : la direction transverse (DT) suivant [110], perpendiculaire au plan de la DL, et la direction normale (DN) perpendiculaire au plan. La Figure 1-2 illustre ce phénomène d'anisotropie relevé à l'aide de bandelettes Epstein découpées dans différentes directions par rapport à la DL : les pertes sont faibles pour un angle α égal à 0° et maximales pour $\alpha=55^\circ$, angle proche de la direction de difficile aimantation [7]. Outre des aspects pratiques technologiques facilitant la réalisation des circuits magnétiques,

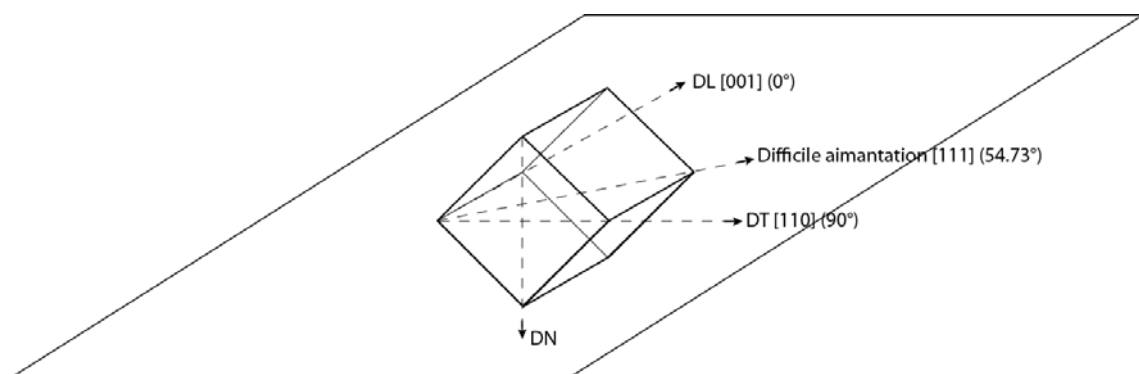


Figure 1-1 Structure cristalline des tôles GO

l'obtention de performances optimales dans la DL explique pourquoi les noyaux sont constitués de bandes découpées dans cette direction.

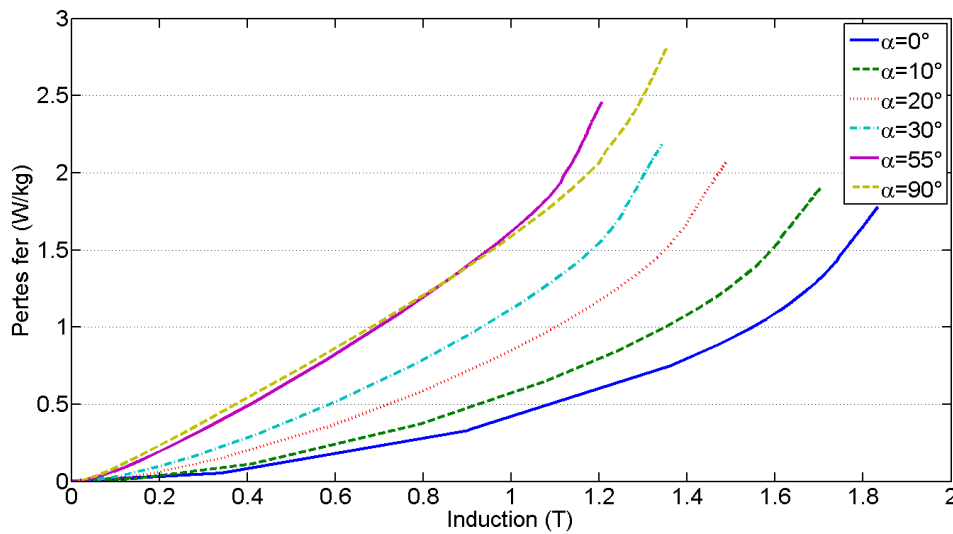


Figure 1-2 Pertes fer d'une tôle GO en fonction de α [7]

Au cours des années, les fabricants de tôles magnétiques ont développé des processus conduisant à d'importantes réductions des pertes fer (Figure 1-3), les réduisant même d'un facteur supérieur à 3 [8]. Ils élaborent plusieurs qualités de tôles magnétiques avec des performances et des anisotropies différentes. Il est possible de dissocier deux familles de tôles GO : les qualités dites « conventionnelles » (CGO) et les qualités dites « à haute perméabilité » (HGO ou HiB) [9]. Ces dernières offrent de meilleures performances dans la DL mais sont également plus anisotropes [10]. Ces tôles sont référencées selon des

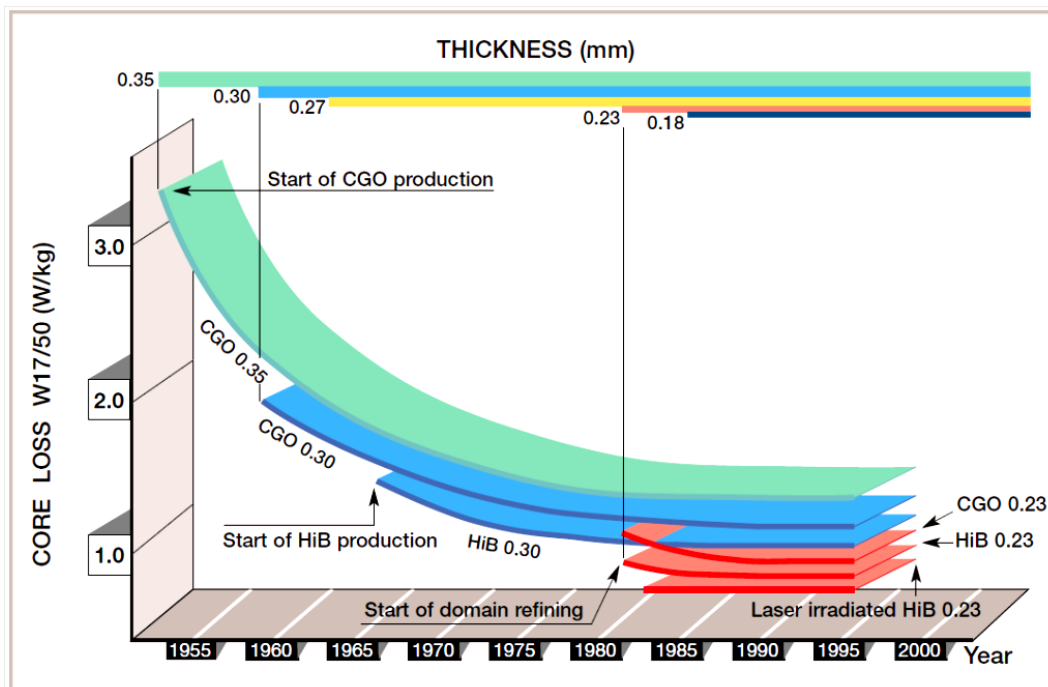


Figure 1-3 Evolution des pertes fer des tôles GO au cours du temps [8]

normes internationales [11] [12] [13] [14] ; mais cette classification concerne seulement les performances selon la DL, sans information sur l'anisotropie, et à une induction unique de 1.7T. De ce fait, deux matériaux différents peuvent présenter, en fonction de l'induction, des évolutions de pertes fer et une anisotropie différentes même s'ils présentent des performances similaires à 1.7T, tout en étant référencés de la même manière.

1.1.2 Des hauts fourneaux à la fabrication des transformateurs

De nombreuses étapes sont nécessaires pour fabriquer la tôle GO puis le transformateur. Les procédés métallurgiques d'une part et les techniques d'assemblages des tôles d'autre part sont complexes. Ils impactent les performances environnementales des transformateurs.

La fabrication des tôles GO commence avec la matière première : le minerai de fer est amené jusqu'aux hauts fourneaux pour être fondu. Ce liquide subit alors différents traitements pour enlever des éléments, tels que le soufre ou le carbone, et en ajouter d'autres comme le silicium. Au final, c'est sous forme de brames que cette matière première arrive chez le fabricant de tôles magnétiques. Celui-ci effectue alors différents procédés, présentés dans le Tableau 1-1, pour produire des tôles GO conventionnelles.

Procédé	But
Recuit des bandes à chaud à environ 950°C, traitement surfacique et application d'huile lubrifiante.	<ul style="list-style-type: none"> • Enlèvement de l'oxyde dû au laminage à chaud • Raffinement de la structure métallurgique. • Lubrification pour le laminage à froid.
Laminage à froid à une épaisseur intermédiaire d'environ 0.6mm.	Réduction de l'épaisseur du matériau aux dimensions intermédiaires appropriées.
Recuit à 950°C	Recristallisation.
Laminage à froid jusqu'à une épaisseur finale comprise entre 0.5mm et 0.23 mm.	Réduction de l'épaisseur du matériau aux dimensions finales.
Recuit et décarburation à environ 840° C sous atmosphère d'hydrogène.	<ul style="list-style-type: none"> • Réduction du carbone • Recristallisation • Application d'une couche d'oxyde de magnésium.
Recuit à haute température, environ 1200°C pendant 24 h.	<ul style="list-style-type: none"> • Recristallisation des grains bien orientés et création d'une couche isolante composite. • Enlèvement des impuretés comme le soufre, l'azote et l'oxygène.
Planage à chaud et application d'une couche de phosphate.	Isolation finale

Tableau 1-1 Processus de fabrication de tôles GO conventionnelles [15]

Les tôles à haute perméabilité subissent un processus différent. En effet, pour cette qualité, l'élaboration est différente et une seule étape de laminage à froid est nécessaire. Ces tôles ont alors des grains de plus grande taille et la plus faible désorientation entre ces derniers permet une amélioration des caractéristiques magnétiques [16]. Un procédé supplémentaire, le « scratching », consiste à balayer la tôle avec un laser permettant une réduction des tailles des domaines, modifiant les propriétés magnétiques ainsi que les caractéristiques magnétostrictives [17].



Figure 1-4 Assemblage d'un circuit magnétique

Les tôles GO sont finalement réceptionnées par le constructeur de transformateurs sous forme de bobines. Celles-ci sont alors refendues pour correspondre aux largeurs des circuits magnétiques. Vient ensuite l'étape de découpage : les bobineaux vont être découpés en formes différentes correspondant aux pièces constituant le circuit magnétique. Les bandes de tôles sont alors montées (excepté la partie supérieure) par un opérateur (Figure 1-4) ou de façon automatisée. En parallèle, le bobinage est réalisé avec une superposition d'isolant et de conducteurs. Ces bobines sont insérées sur les colonnes du circuit magnétique ; la partie supérieure est alors installée de façon manuelle. La suite du processus dépend du type de transformateur produit :

- Pour les transformateurs secs, les différents accessoires tels que les borniers sont mis en place. Le circuit magnétique est recouvert d'un revêtement spécifique.
- Pour les transformateurs immergés, les différents accessoires (bornier, fixation,...) et la partie supérieure de la cuve sont ajoutés. Ensuite, une étape de séchage est effectuée pour enlever l'humidité de la structure. Enfin, le transformateur est rempli d'huile.

Ces transformateurs sont vendus aux clients selon une désignation normalisée, que ce soit pour les transformateurs secs [18] ou les transformateurs immergés [19]. La désignation est établie en fonction des pertes à vide d'une part, et en fonction du bruit émis par le transformateur, d'autre part. Cette classification démontre bien l'importance que revêtent ces deux facteurs.

1.2 Pertes fer des tôles GO

1.2.1 Origine des pertes

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les tôles GO sont constituées de domaines magnétiques. Soumises à un champ magnétique, les parois Bloch qui les séparent vont se déplacer, engendrant un nouvel arrangement des domaines magnétiques. Ce phénomène est à l'origine de la création, directe ou indirecte, des pertes fer.

Le modèle de séparation de pertes [20]- [21] dissocie 3 types de pertes :

- Les **pertes statiques** ou pertes par hystérésis traduisent les effets de Barkhausen. En effet, soumis à un champ magnétique, les domaines magnétiques peuvent changer brutalement d'état, créant ainsi des sauts de Barkhausen dépendant du taux d'impuretés de la tôle magnétique.
- Les **pertes classiques** traduisent les effets des courants de Foucault dans les tôles magnétiques. Ceux-ci s'expliquent avec les équations de Maxwell : la variation du champ magnétique au cours du temps va engendrer des tensions, créant des courants dans la tôle magnétique. Ces pertes sont fonction de l'épaisseur de la tôle, d'où l'intérêt de feuilletter les circuits magnétiques pour réduire ces effets.
- Les **pertes par excès** sont liées à la répartition des domaines du matériau. En effet, les sauts de Barkhausen causent des niveaux locaux d'induction différents entre les domaines, créant ainsi des courants autour des parois en mouvement.

Les pertes fer dépendent de plusieurs facteurs propres à la tôle, tels que la taille des grains, le taux d'impureté, l'épaisseur ou encore le taux de silicium [22]. Ces facteurs expliquent que chaque qualité de tôle possède ses propres caractéristiques de pertes fer. Par exemple, les tôles magnétiques à haute perméabilité, contenant des grains de plus grandes tailles que les tôles conventionnelles, ont des pertes statiques moins importantes.

Outre les caractéristiques intrinsèques au matériau, les pertes fer sont en liaison directe avec la géométrie du circuit magnétique. Taille et méthode d'assemblage sont donc des paramètres impactant la répartition de l'induction, et donc les pertes fer.

Ainsi, pour pouvoir comparer les performances des tôles GO, des méthodes de mesures normalisées ont été mises en place.

1.2.2 Méthodes de mesures normalisées

1.2.2.1 Cadre Epstein

Le cadre Epstein est la méthodologie normalisée [23] utilisée par toute l'industrie des tôles magnétiques pour caractériser les produits. Elle consiste à mettre des bandes éprouvettes de tailles normalisées dans un cadre constitué de 4 solénoïdes disposés comme le montre la Figure 1-5. Chaque solénoïde est constitué de 175 spires primaires et de 175 spires secondaires. Un cinquième solénoïde existe pour compenser le flux se refermant dans l'air (fuites) constitué, lui aussi, d'un enroulement primaire et secondaire. Les circuits primaires et secondaires sont formés par la mise en série des enroulements de chaque solénoïde primaire et secondaire. Les échantillons sont placés en joints à double recouvrement. Ils sont généralement coupés, pour les tôles GO, selon la DL. Grâce au courant primaire et à la tension secondaire, le système mesure les caractéristiques de l'échantillon. La longueur moyenne de la ligne de champ utilisée pour les différents calculs est normalisée à 0.94m, et ce, quelle que soit la qualité de la tôle caractérisée. Les pertes fer de l'échantillon sont calculées avec l'équation (1-1) :

$$P_s = \frac{4 * l}{m * l_m} * \left(\frac{N_1}{N_2} * P_m - \frac{(1.111 * |\overline{U}_2|)^2}{R_i} \right) \quad (1-1)$$

Où :

P_s : Pertes totales spécifiques de l'éprouvette [W/kg]

l : Longueur d'une bande éprouvette [m]

l_m : Longueur effective conventionnelle du circuit magnétique (0.94m)

m : Masse totale de l'éprouvette [kg]

N_1 : Nombre de spires de l'enroulement primaire

N_2 : Nombre de spires de l'enroulement secondaire

P_m : Puissance mesurée [W]

R_i : Résistance totale des instruments de mesure du circuit secondaire [Ω]

$|\overline{U}_2|$: Valeur moyenne de la tension redressée induite dans l'enroulement secondaire en V

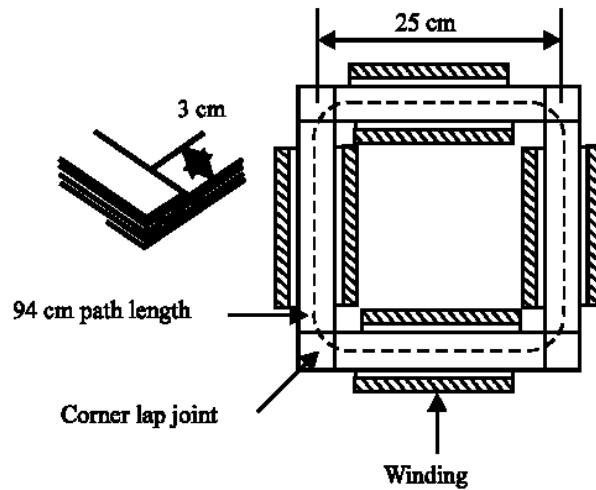


Figure 1-5 Cadre Epstein [23]

1.2.2.2 Essais sur tôle unique

Le cadre à bande unique est un second dispositif normalisé permettant de caractériser les tôles magnétiques [24]. Comme son nom l'indique, ce test consiste à mesurer les performances d'un échantillon : une tôle unique d'une longueur d'au moins 500mm. Celle-ci prend place entre deux culasses, comme le montre la Figure 1-6, permettant la constitution d'un circuit magnétique. Les enroulements primaire et secondaire sont placés autour d'un support non magnétique, isolé électriquement et localisé autour de l'échantillon à tester. Comme pour le cadre Epstein, une inductance mutuelle existe, permettant une compensation électrique de l'effet du flux dans l'air. La longueur moyenne normalisée pour ce dispositif est de 0.45m quelle que soit l'épaisseur ou la qualité de l'échantillon. Les pertes sont alors déduites de la mesure du courant primaire, de la tension secondaire et de l'équation (1-2) :

$$P_s = \frac{l}{m * l_m} * \left(\frac{N_1}{N_2} * P_m - \frac{(1.111 * |\overline{U}_2|)^2}{R_i} \right) \quad (1-2)$$

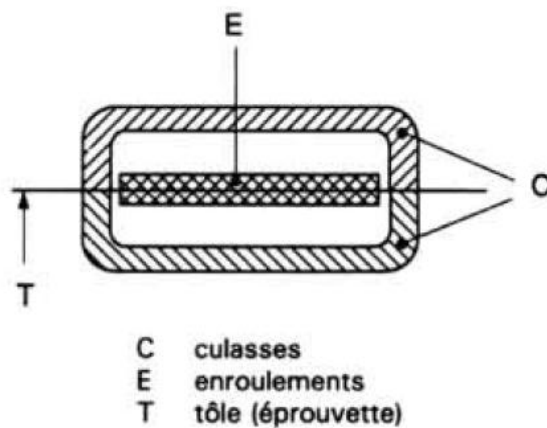


Figure 1-6 Cadre à bande unique [24]

1.2.3 Facteur de construction

Les deux tests précédents permettent de caractériser les pertes fer massiques des tôles. Pourtant, une différence de performance peut être constatée entre ces pertes massiques déterminées dans des conditions normalisées et les pertes fer massiques que va produire le transformateur. Cette différence est appelée facteur de construction (F_c) et peut être défini par l'équation (1-3) :

$$F_c = \frac{\text{Pertes fer du transformateur (W/kg)}}{\text{Pertes nominales (W/kg)}} \quad (1-3)$$

Ce facteur varie en fonction de la qualité de la tôle magnétique mais aussi en fonction des paramètres de construction du circuit magnétique du transformateur.

1.2.3.1 Configuration d'assemblage

Les circuits magnétiques des transformateurs étant constitués de bandes de tôles GO, des méthodes d'assemblages ont été développées à la fois pour réduire les entrefers dans les régions des joints et pour fournir une rigidité mécanique à l'assemblage. Nous pouvons dissocier, dans un transformateur triphasé, deux types de joints : les joints extérieurs du circuit magnétique, endroits où le flux magnétique est unidirectionnel, et le joint en T qui se situe aux extrémités de la colonne centrale où le champ magnétique est rotationnel.

Premièrement, les joints extérieurs adoptent plusieurs configurations :

- Butt Lap : les tôles forment des joints à 90°.
- Single Step Lap : les tôles sont découpées avec un angle de 45° aux extrémités. Cette configuration ne contient qu'une marche.
- Multi Step Lap : les tôles sont découpés avec un angle de 45° aux extrémités. Cette configuration contient un nombre de marches supérieur à deux.

Plusieurs études ont comparé les performances énergétiques des transformateurs ayant les différents types d'assemblages. [25] montre que la configuration Butt Lap est plus énergivore que la configuration Step Lap et [26] montre que l'utilisation du multi Step Lap réduit les pertes fer à géométrie donnée. L'un des paramètres d'une configuration Step Lap impactant les performances du circuit magnétique est la taille du chevauchement des tôles (« overlap », Figure 1-7). Comme le montre [27], un chevauchement plus important va tendre à augmenter les pertes du transformateur. En plus de la géométrie des joints, les fabricants peuvent également choisir de mettre plusieurs tôles par marche, mais cette pratique tend aussi à augmenter les pertes fer, que ce soit dans les transformateurs monophasés ou triphasés [28]- [29].

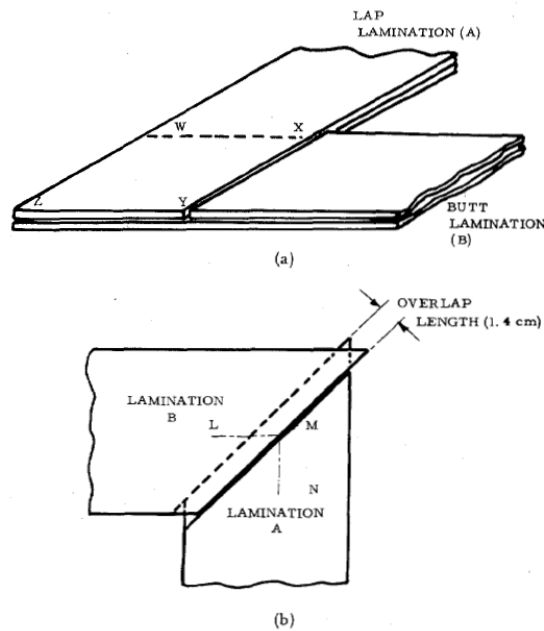


Figure 1-7 Assemblages en (a) Butt Lap et en (b) Single Step Lap [25]

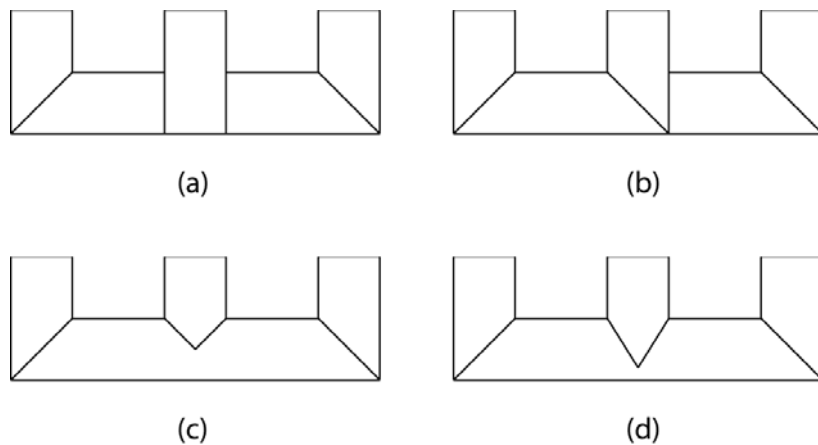


Figure 1-8 Géométrie du T joint : (a) le joint à 90° , (b) le joint à $45^\circ-90^\circ$, (c) le joint à 45° et (d) le joint à 60° .

Deuxièmement, le joint en T a, quant à lui, une géométrie différente des joints externes. En effet, plusieurs géométries ont été développées pour optimiser du point de vue énergétique cette zone particulière d'un transformateur triphasé. La Figure 1-8 montre les types d'assemblage couramment utilisés. Des mesures ont montré que le joint à 90° est plus énergivore que le joint $45^\circ-90^\circ$. On a longtemps pensé que le joint 45° réduisait le plus les pertes [30] mais une récente étude [31] a montré que le joint à 60° permet d'avoir de meilleures performances énergétiques.

Ces études mettent en exergue l'impact important de la conception du circuit magnétique sur les pertes fer que celui-ci va engendrer.

1.2.3.2 Influence des trous

Les trous dans les bras des transformateurs ont pour but de faire passer les tiges de serrage du circuit magnétique. Mais, en contrepartie, ceux-ci dégradent les performances des tôles magnétiques car la distribution du flux dans le circuit crée des saturations locales augmentant les pertes fer [32]. Cette augmentation varie en fonction de la taille du trou : plus son diamètre est élevé, plus les pertes augmentent.

1.2.3.3 Serrage

Le serrage est un élément important dans le montage des transformateurs puisqu'il permet de maintenir l'assemblage du circuit magnétique. Cette pression va aussi influencer les performances du noyau magnétique. En effet, un trop fort couple de serrage va tendre à augmenter les pertes fer du circuit magnétique [33]- [34]. Les explications les plus évidentes concernent la pression qui détériore les performances des tôles GO d'une part [35], et qui augmente le nombre de courts circuits interlaminaires dus aux bavures de coupe, d'autre part [36]- [37].

1.2.3.4 Facteur humain

Même si de plus en plus de montages de circuits magnétiques sont automatisés, la plupart est encore réalisée manuellement. Le facteur humain, représentant les opérateurs responsables du montage, influe logiquement sur les performances d'un noyau magnétique : un circuit magnétique mal assemblé sera moins performant. Ce facteur peut impacter les performances entre 3% et 6% selon la formation de l'opérateur.

1.3 Bruit des transformateurs

Il existe trois sources principales de vibrations dans les transformateurs :

- la magnétostriction
- les forces magnétiques
- les forces de Laplace présents dans le bobinage

Les deux premières sources sont souvent appelées bruits à vide, car, dans ce cas, un faible courant dans les enroulements génère des forces de Laplace, produisant du bruit acoustique négligeable par rapport à celui du circuit magnétique. La Figure 1-9 montre les différentes étapes de production de vibrations et de bruit dans les transformateurs. Ces vibrations peuvent être augmentées par les résonances mécaniques du circuit magnétique [38] mais aussi par celles des différents accessoires de construction [39]. Dans cette étude, nous allons seulement nous intéresser au bruit du circuit magnétique.

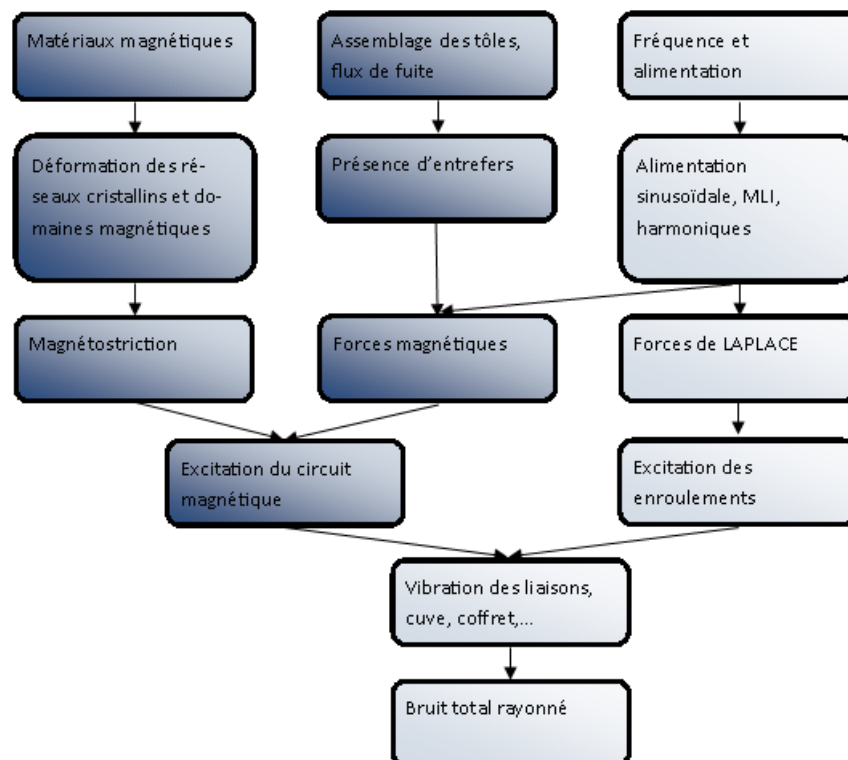


Figure 1-9 Origines du bruit d'un transformateur

1.3.1 Caractéristiques des forces de Maxwell

1.3.1.1 Généralités

Les forces de Maxwell sont présentes quand un flux magnétique traverse deux milieux de perméabilités différentes. Dans le cas d'un transformateur, on retrouve donc ce phénomène essentiellement dans les joints puisque l'assemblage des circuits magnétiques impose la présence d'entrefer dans ces zones. Nous pouvons donc dissocier deux types de forces de Maxwell montrées à la Figure 1-10 [40] :

- les forces qui agissent dans le plan des tôles (chemin 1)
- les forces normales à leur plan (chemin 2) [41].

La répartition des ces deux types de forces dépend de la notion d'induction critique [42]. Celle-ci est une induction limite qui est fonction de la géométrie du coin : en dessous de cette limite, le flux magnétique s'établit selon le chemin 2, hors du plan. Au dessus, le flux magnétique s'établit à la fois selon le chemin 2, hors plan, et le chemin 1 dans le plan. Cette induction critique peut être exprimée par l'équation (1-4) :

$$b_c = 2T * \frac{N}{N + 1} \quad (1-4)$$

Cette induction critique dépend de N , le nombre de marches présentes dans le joint du transformateur, et de l'induction à saturation des tôles magnétique ($2T$).

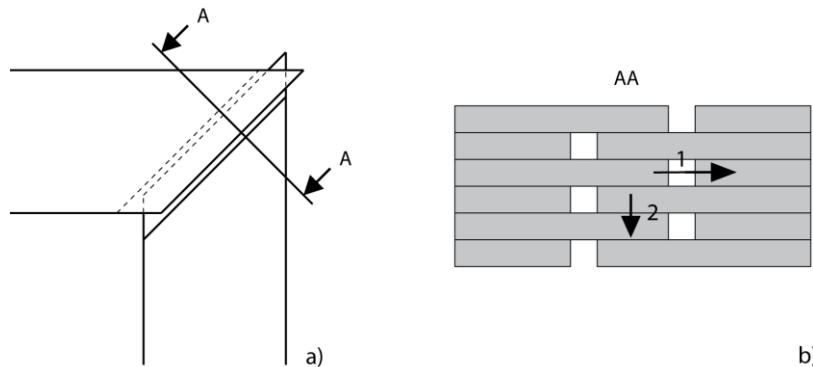


Figure 1-10 Différenciation des forces de Maxwell dans les joints

Ces forces vont créer des attractions entre les tôles et ainsi mettre en vibration le circuit magnétique. La pression s'exerçant à la surface liée à ces forces peut être exprimée par la relation (1-5) [43]. Dans le cas où l'induction évolue de manière sinusoïdale à 50Hz, les forces de Maxwell présentent une fréquence double, soit 100Hz. En réalité, les circuits magnétiques et particulièrement les joints présentent des saturations locales qui font que localement l'induction n'est pas sinusoïdale. Les phénomènes sont donc beaucoup plus complexes.

$$p = \frac{b^2}{2 * \mu_0} \quad (1-5)$$

Où :

p est la pression mécanique des forces de Maxwell. (N/m²)

b est l'induction (T)

μ_0 est la perméabilité du vide ($4\pi 10^{-7}$ H/m)

1.3.1.2 Harmonique

L'induction n'est pas purement sinusoïdale : elle contient des harmoniques car les saturations locales inhérentes aux coins provoquent des déformations locales de la forme d'onde de l'induction. Des mesures locales d'un coin de transformateur instrumenté (Figure 1-11) ont montré la forte déformation de l'induction en un point situé au cœur de l'entrefer d'un circuit magnétique expérimental proche du Butt Lap [44]. Les composantes B_x et B_y relevées par deux bobines placées en quadrature sont distordues bien que le module de ces deux composantes d'induction mesurées au niveau d'une colonne soit sinusoïdal. La distorsion est de plus en plus forte à l'approche du coin comme le montre la Figure 1-12 : lorsque la mesure concerne le point au cœur du coin, les signaux sont totalement distordus. Cela signifie qu'une partie du flux ne reste pas dans le plan de tôle mais qu'elle s'établit d'une tôle à l'autre.

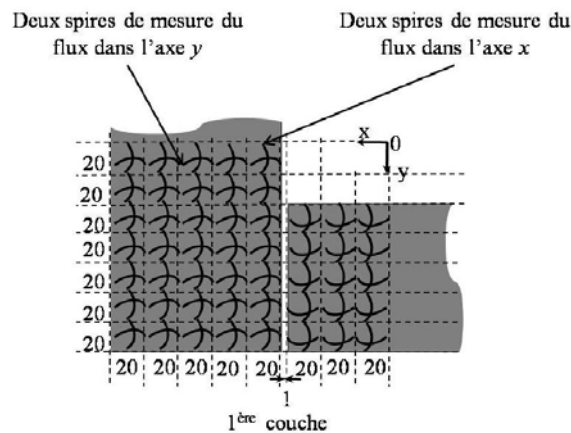


Figure 1-11 Emplacement des bobines exploratrices dans un coin de transformateur expérimental [44]

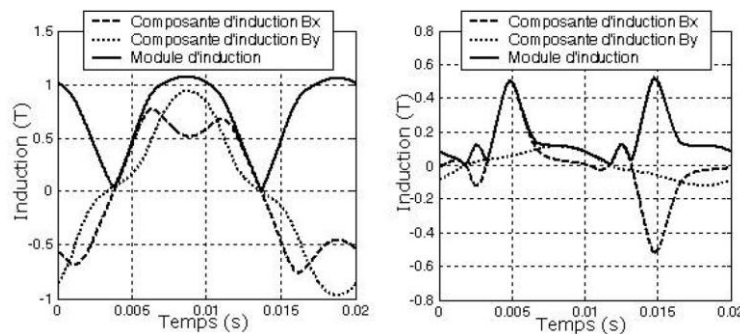


Figure 1-12 Induction en un point éloigné de l'entrefer (à gauche) et en un point proche de l'entrefer (à droite) d'un transformateur instrumenté [44].

Cette déformation de la forme d'onde de l'induction va naturellement impacter la distribution des forces de Maxwell et les fréquences auxquelles elles agissent : un fondamental à 100 Hz et des harmoniques à 200 Hz, 300Hz, 400Hz, ... Ces vibrations vont participer au bruit acoustique rayonné. Ce phénomène montre l'impact que peut avoir la qualité de la tôle magnétique sur les forces de Maxwell : une anisotropie différente va entraîner une répartition de l'induction différente au niveau du joint, la génération d'un contenu harmonique différent, et donc des comportements sonores, vibratoires et énergétiques différents. On perçoit donc déjà, à ce stade préliminaire de l'étude, la problématique de notre travail qui va combiner les caractéristiques intrinsèques du matériau et celles de la structure du circuit magnétique.

1.3.1.3 Effet d'une composante continue

L'utilisation d'un convertisseur électronique de puissance pour alimenter un transformateur peut entraîner, à cause des éventuels déséquilibres inhérents à ce genre de dispositif, l'apparition d'une composante continue d'induction dans le circuit magnétique. Considérons le fondamental $b = \hat{b} \cos(\omega t)$ et une composante continue B_c . L'application de la relation (1-5) conduit à écrire :

$$p = \frac{(b + B_c)^2}{2\mu_0} = \frac{[\hat{b} \cos(\omega t) + B_c]^2}{2\mu_0} \quad (1-6)$$

$$p = \frac{1}{2 * \mu_0} \left[2 * B_c * \hat{b} * \cos(\omega t) + \frac{\hat{b}^2}{2} * \cos(2\omega t) + \frac{\hat{b}^2}{2} + B_c^2 \right] \quad (1-7)$$

L'expression (1-7) montre l'apparition d'une composante de force stationnaire, n'engendrant pas de bruit acoustique, et une composante de force à la fréquence fondamentale de l'onde d'induction. Ainsi, la composante continue va donner naissance à des composantes additionnelles.

1.3.2 Magnétostriction

La magnétostriction apparaît avec l'aimantation de l'acier magnétique, lorsque les domaines doivent tourner pour s'aligner dans la direction du champ magnétique. Le phénomène est particulièrement présent au niveau des coins du transformateur compte-tenu du virage que doit prendre le flux d'une part et, en raison de la géométrie du coin, d'autre part. Ainsi, le champ magnétique se concentre sur la partie intérieure des coins, ce qui conduit à des inductions d'amplitudes suffisantes pour déplacer localement les domaines, que ce soit pour les parois de domaine à 180° ou pour les parois de domaines à 90° [45].

La magnétostriction est généralement exprimée avec un rapport de déformation nommé $\Delta l/l$ ou λ . Au niveau cristallin, celle-ci dépend des coefficients de λ_{001} et λ_{111} ,

magnétostriction à saturation selon les axes [001] et [111] du cube de valeur 2.10^{-5} et 5.10^{-6} dans le cas de la structure GO [46]. Le rapport de déformation à saturation peut alors s'exprimer par :

$$(\Delta l/l)_S = \frac{3}{2} \lambda_{001} \left(\alpha_1^2 \beta_1^2 + \alpha_2^2 \beta_2^2 + \alpha_3^2 \beta_3^2 - \frac{1}{3} \right) + 3 \lambda_{111} (\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 + \alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 + \alpha_3 \alpha_1 \beta_3 \beta_1) \quad (1-8)$$

où :

α_1, α_2 et α_3 cosinus directeur de l'aimantation spontanée

β_1, β_2 et β_3 cosinus directeur de la direction de l'allongement

Néanmoins, la relation (1-8) s'applique seulement au niveau cristallin. La magnétostriction globale de la tôle est aussi fonction de la répartition des domaines magnétiques. Celle-ci est donc tributaire de la qualité des tôles. Par exemple, les amplitudes des déformations vont varier entre une qualité HGO, qui est moins magnétostrictive pour $\alpha=0^\circ$, et une qualité CGO [10]. D'autres paramètres influencent la magnétostriction comme le taux de silicium.

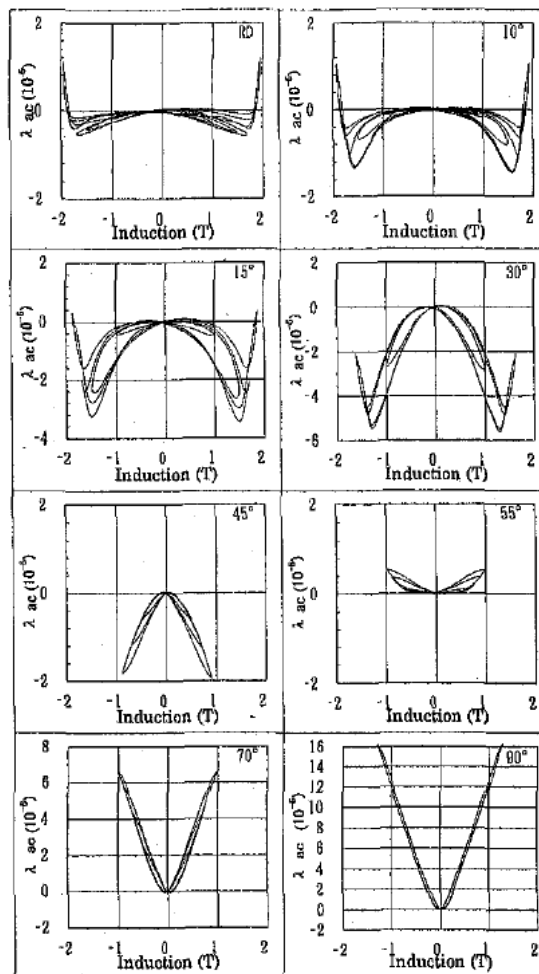


Figure 1-13 Magnétostriction en fonction de α ($\theta = \alpha$) [47]

Concernant ce paramètre, la magnétostriction s'approche de zéro pour un taux de silicium de 6%. De ce fait, des tôles avec un taux de silicium de 6.5% ont été développées pour réduire les effets de la magnétostriction. Ces tôles présentent des pertes fer réduites et une perméabilité plus élevée [48]. En contrepartie, l'induction à saturation est plus faible et, surtout, leur fragilité les rend plus difficiles à produire.

Des essais avec des cadres [49] ou des dispositifs à bande unique [17] permettent de caractériser les déformations en champ unidirectionnel et de visualiser l'impact de α [47]. Leurs résultats, illustrés par la Figure 1-13, montrent une très forte variation des amplitudes et du type des déplacements. En effet, la magnétostriction provoque, en l'absence de saturation, une contraction pour α compris entre 0° et 55° , et une élévation pour α compris entre 55° et 90° . Néanmoins, dans ce type de dispositif, α et l'angle θ entre la DL et la mesure sont identiques. C'est pourquoi des dispositifs de mesure de magnétostriction 2D ont été développés [50] [51] : pour θ allant de 0 à 55° , la magnétostriction est négative (la tôle se contracte) et pour θ allant de 55° à 90° , la magnétostriction est positive (la tôle s'allonge) (Figure 1-14). L'angle α fait varier les amplitudes de ces déformations : elles sont minimales pour $\alpha=0^\circ$ et maximales pour $\alpha=90^\circ$ (Figure 1-15). De plus, les déformations les plus importantes sont, quel que soit l'angle α , selon la DL. À ces phénomènes 2D, nous pouvons ajouter les effets de la magnétostriction sur l'épaisseur des tôles magnétiques, avec une élévation dans la direction normale au plan des tôles [50].

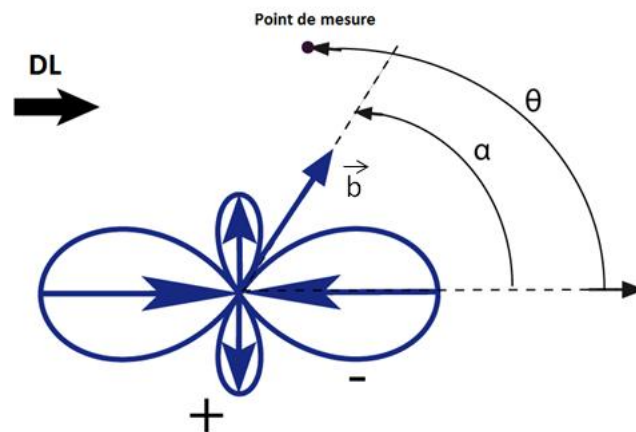


Figure 1-14 Evolution des élévements dues à la magnétostriction en fonction de α et θ

Les déplacements liés à la magnétostriction interviennent à des fréquences identiques à celles des déplacements engendrés par les forces de Maxwell [52], ce qui rend particulièrement difficile la séparation et la quantification de l'impact de ces phénomènes sur le bruit émis.

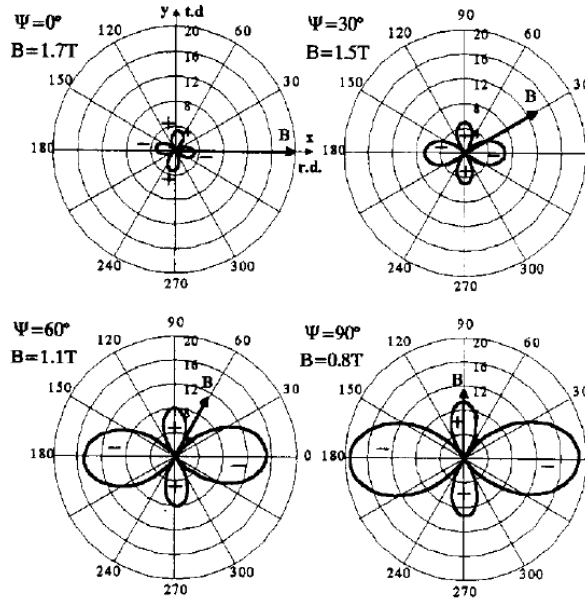


Figure 1-15 Evolution de la magnétostriction 2D en fonction de α (noté Ψ) [51]

1.3.3 Effet de l'assemblage

Comme pour les pertes fer, le bruit acoustique va non seulement varier en fonction de la qualité des tôles [53] mais aussi avec l'assemblage du circuit magnétique.

1.3.3.1 Influence des méthodes d'assemblage des coins

Comme nous l'avons présenté dans la partie 1.2.3.1, différentes méthodes d'assemblage des coins existent : le Butt Lap, le Single Step Lap ou encore le Multi Step Lap. Ces méthodes auront une influence sur le bruit acoustique émis par le transformateur. Par exemple, la configuration Butt Lap, bien qu'étant la plus simple à mettre en œuvre, va être moins performante au niveau acoustique. Pour réduire ce bruit, la solution la plus couramment utilisée est l'utilisation du Single Step Lap qui permet une réduction moyenne de 6dBA. Le Multi Step Lap, avec 5 marches, entraîne une réduction moyenne de 9dBA [54]. Pour ce dernier, la longueur de chevauchement entre tôles est aussi importante : le bruit diminue avec un chevauchement plus grand au niveau des coins [55]. Enfin, le nombre de tôles par marche va aussi modifier le bruit acoustique produit, quel que soit le point de mesure [56].

1.3.3.2 Impact du serrage

Le serrage mécanique des tôles a une action prépondérante tant du point de vue magnétique que du point de vue vibratoire. En effet, le serrage va conditionner :

- les fréquences de résonance mécanique du circuit magnétique,

- les niveaux de déformations dues à la magnétostriction [57],
- l'épaisseur des entrefers entre tôles.

Ces effets vont impacter la composition spectrale du bruit émis [56].

1.3.3.3 Induction de fonctionnement

Comme nous l'avons vu précédemment, les phénomènes à l'origine du bruit émis par les transformateurs sont tributaires du niveau et de la distribution de l'induction. L'une des solutions couramment utilisée pour la réduction du bruit consiste à réduire l'induction mais elle impose d'augmenter les dimensions du circuit magnétique. Cette solution reste basique et revêt des inconvénients :

- l'augmentation de la masse et du volume du transformateur sont à éviter, voire à proscrire pour un fabricant de transformateurs pour des raisons commerciales, d'une part, et pour des motifs financiers et écologiques, d'autre part, la matière n'étant alors pas exploitée à son maximum.
- l'accroissement du volume s'accompagne d'une augmentation de la surface de rayonnement. Un compromis est donc à trouver ; des études [58] ont montré que 3 dBA peuvent être gagnés en termes de puissance acoustique.

1.3.3.4 Solution externe de réduction de bruit

Au delà des méthodes directes consistant à optimiser l'assemblage des circuits magnétiques, il existe des méthodes externes de réduction du bruit avec des solutions n'impliquant pas la structure du transformateur [58] [59] :

- les panneaux muraux : placés sur la cuve, ils permettent de réduire le bruit de 4 à 10dB ;
- les écrans acoustiques : de grande hauteur, ils sont placés entre le transformateur et le voisinage. Ils permettent d'atténuer le bruit de 10 à 15 dB ;
- les cheminées : cette solution permet de bien encercler le transformateur mais elle laisse la partie haute ouverte ;
- les enceintes complètes : étendues de haut en bas et sur les cotés, elles permettent de baisser les niveaux sonores de 25 à 40 dB ;
- le contrôle actif consiste à mettre des sources sonores secondaires autour du transformateur pour compenser le bruit émis. Le gain est de 15 dB sur les raies à 100Hz et 200Hz. Néanmoins, cette solution est ponctuelle et spécifique pour chaque transformateur, elle n'est donc pas appliquée en série [60].

La complexité de certaines solutions et la nécessité de les adapter à chaque transformateur montrent bien l'importance de la problématique du bruit des transformateurs.

1.3.3.5 Méthodes de mesure normalisée

Dans cette partie, nous allons détailler la méthodologie normalisée pour la mesure des niveaux acoustiques des transformateurs [61]. La norme impose de prendre plusieurs points de mesure grâce à un microphone placée successivement en plusieurs points situés autour du transformateur. Celui-ci permet de mesurer la pression acoustique pondérée avec la courbe de pondération A (Figure 1-16) et d'en déduire la puissance acoustique du transformateur. Les paramètres de mesure varient en fonction du type de transformateur étudié, ce qui impacte le calcul de la surface mesurée et donc le calcul de la puissance acoustique.

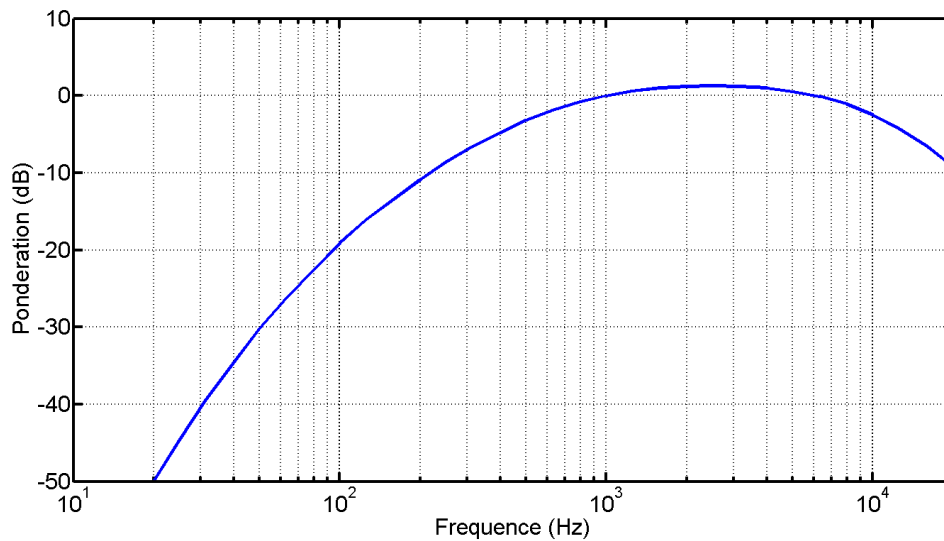


Figure 1-16 Courbes de pondération A

1.3.3.5.1 Transformateur immergé sans aéroréfrigérants

Pour ce type de transformateur, la distance entre la surface de rayonnement S_r et l'appareil de mesure doit être de 0.3m.

Le calcul de la puissance acoustique L_W est donné par l'expression (1-9), où $S_r = 1.25hl_c$, S_0 est la surface de référence, h étant la hauteur de la cuve (m), l_c la longueur du contour prescrit (m) et 1.25 le facteur empirique destiné à prendre en compte l'énergie acoustique rayonnée par la partie supérieure du transformateur, L_p est la pression acoustique relevée par le microphone à 0.30m.

$$L_W = L_p + 10 \log \left(\frac{S_r}{S_0} \right) \quad (1-9)$$

1.3.3.5.2 Transformateur sec

Pour ce type de transformateur, la distance entre la surface de rayonnement et l'appareil de mesure doit être de 1m. Le calcul s'exprime toujours avec l'expression (1-9) mais les paramètres sont : L_p la valeur de la pression acoustique à 1m et $S_r = (h + 1) * l_c$, h étant la hauteur du noyau magnétique avec la structure (m), l_c la longueur du contour prescrit (m) et 1 la distance de mesure (m).

1.3.3.5.3 Transformateur avec aéroréfrigérants

Cette fois, la distance entre la surface de rayonnement et l'appareil de mesure doit être de 2m. Pour des hauteurs de cuve inférieures à 2.5m, le contour doit se situer à mi-hauteur de cuve. Si cette dernière est supérieure à 2.5m, alors deux contours doivent être utilisés, au tiers et aux deux tiers de la hauteur de la cuve. Les relations précédemment utilisées sont encore valables, S_r s'écrivant alors $S_r = (h + 2) * l_c$.

1.3.3.5.4 Calcul de la puissance acoustique

Avec les relevés des pressions acoustiques effectués en utilisant les méthodes précédentes, nous pouvons calculer la puissance acoustique moyenne L_{WA} du transformateur. Prenons le cas de mesures effectuées sur un transformateur sec, cas que nous allons rencontrer par la suite. La pression acoustique pondérée A moyenne et non corrigée $\overline{L_{pA0}}$ se calcule en utilisant l'équation suivante, N étant le nombre de points de mesure caractérisé par l'indice « i ».

$$\overline{L_{pA0}} = 10 \log \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{0.1 * L_{pAi}} \right) \quad (1-10)$$

Le niveau de pression du bruit de fond pondéré A se calcule en utilisant l'équation (1-11), M étant le nombre de points de mesure.

$$\overline{L_{bgA}} = 10 \log \left(\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M 10^{0.1 * L_{bgAi}} \right) \quad (1-11)$$

Ensuite, la pression acoustique pondérée A moyenne est calculée par l'équation :

$$\overline{L_{pA}} = 10 \log \left(10^{0.1 * \overline{L_{pA0}}} - 10^{0.1 * \overline{L_{bgA0}}} \right) - K \quad (1-12)$$

K est le coefficient de correction environnementale se calculant avec l'équation suivante :

$$K = 10 \log \left(1 + \frac{4}{A/S} \right) \quad (1-13)$$

où $A = \alpha * S_v$, α est le coefficient d'absorption acoustique moyen (Tableau 1-2) et S_v la surface de la salle d'essais (murs, plafonds et sols)

Enfin, la pression acoustique moyenne ainsi calculée, la puissance acoustique se détermine par :

$$L_{WA} = \overline{L_{pA}} + 10 \log \left(\frac{S_r}{S_0} \right) \quad (1-14)$$

Description de la salle	Coefficient d'absorption acoustique moyen
Salle pratiquement vide avec des murs solides lisses en béton, briques, plâtre ou céramique	0.05
Salle partiellement vide, salle à murs lisses	0.1
Salle avec des meubles, salle des machines rectangulaire, salle industrielle rectangulaire	0.15
Salle de forme irrégulière avec des meubles, salle avec des machines ou salle industrielle de formes irrégulières	0.2
Salle avec des meubles rembourrés, salle des machines ou industrielle avec une petite quantité de matériau acoustique (par exemple plafond partiellement absorbant) sur le plafond ou les murs	0.35
Salle avec matériaux acoustique à la fois sur les plafonds et murs	0.35
Salle avec grandes quantités de matériaux acoustiques sur plafonds et murs	0.5

Tableau 1-2 Valeurs du coefficient d'absorption acoustique moyen α

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence deux problématiques inhérentes aux transformateurs.

- La première est la minimisation des pertes fer. En effet, les innovations de l'industrie métallurgique ont permis une nette amélioration de cet aspect. Néanmoins, les tests normalisés ne reflètent pas les véritables performances du transformateur assemblé. De multiples paramètres liés à sa construction, la forme des coins, le serrage ou le niveau d'induction de fonctionnement impactent le comportement énergétique du circuit magnétique. On perçoit donc bien la difficulté pour le métallurgiste ou le fabricant du transformateur d'estimer le comportement des tôles une fois découpées et assemblées.

- La seconde problématique est la minimisation du bruit acoustique émis par le transformateur. A ce jour, aucun test normalisé ne permet de faire le lien entre une tôle de qualité donnée et le bruit final d'un transformateur.

Cette double problématique est au cœur de ce travail. Il s'agit d'y répondre en effectuant des tests sur des dispositifs simplifiés, autres que les cadres Epstein où à une bande, et de connecter les résultats de ces tests à ceux effectués sur des circuits magnétiques de transformateurs. La démarche, une fois validée, pourra être industriellement exploitée pour quantifier, à priori de la construction du circuit magnétique, les performances de l'assemblage d'un certain type de tôles. Etablir de telles passerelles requiert de bien comprendre les phénomènes à l'origine des pertes et du bruit acoustique. Notre démarche consistera donc :

- à expliquer et à analyser les paramètres impactant pertes et bruit sur des dispositifs simplifiés, qu'ils soient expérimentaux ou modélisés à l'aide d'outils numériques.
- à « connecter » ensuite les résultats donnés par les différents dispositifs.

Chapitre 2 Méthode des trois cadres

Pour mieux comprendre l'impact de la qualité des tôles sur les pertes fer des transformateurs, il est important de dissocier les phénomènes présents dans les coins de ceux présents dans les bras. Dans ce chapitre, nous allons exposer une méthode permettant de réaliser cette dissociation avec, dans un premier temps, des géométries Epstein de différentes qualités et, dans un second temps, des géométries plus proches de celles des transformateurs.

2.1 Méthode des trois cadres sur bandes Epstein

La méthodologie proposée, qui n'utilise pas le cadres normalisées, a déjà été mise en œuvre dans [62] avec deux cadres afin d'isoler les effets complexes qui apparaissent dans les coins, de manière à caractériser le comportement des parties droites. Dans notre cas, nous allons l'étendre à trois cadres afin d'obtenir des informations complémentaires pour nous aider à atteindre les objectifs fixés.

2.1.1 Méthodologie utilisée

2.1.1.1 Principe de la méthode des trois cadres

Nous avons mis « en série » des cadres Epstein, fournis par TKES, en les plaçant « côte » à « côte ». Trois circuits magnétiques présentés à la Figure 2-1 peuvent ainsi être exploités. Seuls deux bras voient leurs longueurs changer, la longueur l_t des bandes verticales restant la même. Pour distinguer les bras qui demeurent fixes de ceux qui sont allongés, nous adopterons respectivement la terminologie « bras verticaux » et « bras horizontaux ».

- L'utilisation d'un seul cadre permet de tester un circuit magnétique court (taille Epstein normalisée) constitué de quatre bras identiques de 22cm. Cet ensemble sera appelé « **cadre court** ».
- Deux cadres mis en série permettent de tester un circuit magnétique moyen constitué de deux bras verticaux de 22cm et de deux bras horizontaux de 58.4cm. Cet ensemble sera appelé « **cadre moyen** ».
- Les trois cadres mis en série constituent le « **cadre long** » constitué de deux bras verticaux de 22cm et de deux bras horizontaux de 94.9cm.

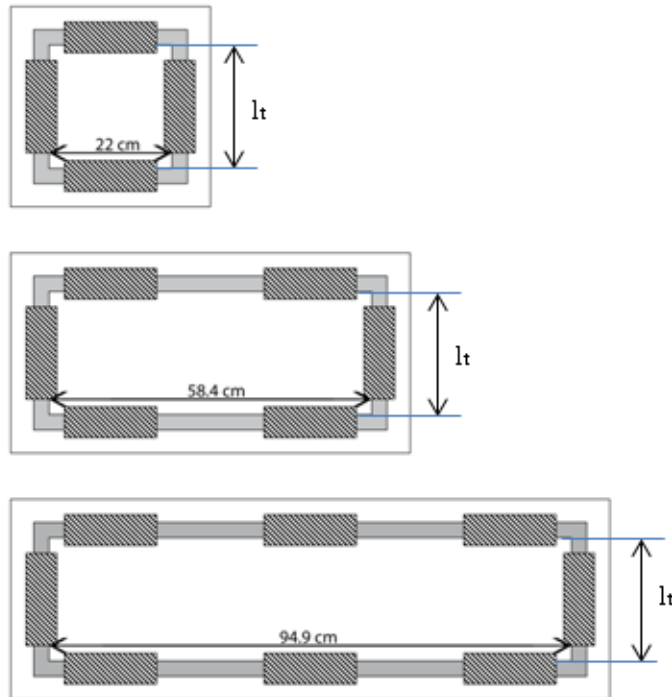


Figure 2-1 Cadres court, moyen et long réalisés avec des bandelettes de type Epstein

Chaque circuit est composé de $n_t=7$ tôles par bras. Dans la suite du document, les différents cadres seront repérés par lettres C, M et L.

2.1.1.2 Qualités des tôles des bandes Epstein

Les tôles utilisées pour les mesures sont des tôles GO « PowerCore H » et « PowerCore C », non recuites et fournies par TKES. Nous avons disposé de trois qualités différentes (notées Q1, Q2 et Q3) dont les caractéristiques Epstein d'échantillons découpés selon la direction de laminage sont données au Tableau 2-1 et dont les courbes d'aimantation sont visibles à la Figure 2-2. La qualité Q1 est une tôle HGO d'épaisseur nominale 0.30mm, Q2 est une tôle CGO de même épaisseur et Q3 est une tôle HGO de 0.23mm d'épaisseur nominale. Pour réaliser les bras horizontaux, trois longueurs différentes, 0.305m, 0.67m et 1.03m, ont été découpées avec ces différentes qualités.

Nom	Pertes fer à 1.5T (W/Kg)	Pertes fer à 1.7T (W/Kg)	Induction à 800A/m (T)	Epaisseur fer (mm)
Q1	0.757	1.027	1.878	0.283
Q2	0.948	1.379	1.804	0.285
Q3	0.609	0.833	1.861	0.216

Tableau 2-1 Caractéristiques des tôles utilisées (Epstein)

Les pertes fer relatives à un type de cadre et une qualité donnée seront notées $P_{fer}^{C \text{ ou } M \text{ ou } L, Q1 \text{ ou } Q2 \text{ ou } Q3}$, et les pertes massiques $P_{fer/M}^{C \text{ ou } M \text{ ou } L, Q1 \text{ ou } Q2 \text{ ou } Q3}$.

L'épaisseur fer des tôles à été mesurée par TKES par des tests normalisés [23].

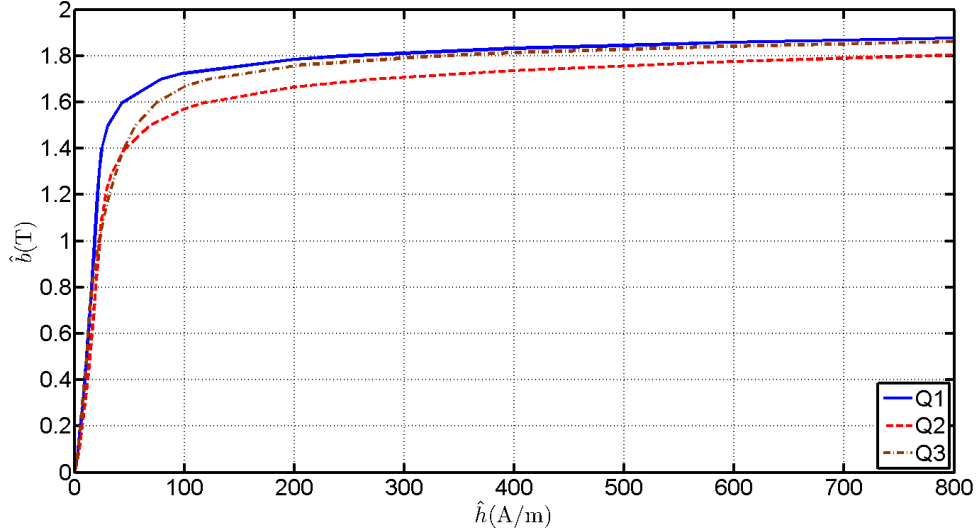


Figure 2-2 Courbes d'aimantation des 3 qualités Q1, Q2 et Q3 de tôles GO découpées dans la DL

2.1.1.3 Dispositif d'alimentation des cadres et de mesure des grandeurs électriques

Les pertes fer sont déterminées à partir de la mesure du courant primaire et de la tension secondaire. La source d'alimentation utilisée pour alimenter le bobinage primaire est un amplificateur NF Precision Power Amplificateur 4505 piloté par un générateur de forme Sony/Tektronix AWG2005. L'ensemble délivre une tension sinusoïdale de fréquence 50Hz avec une grande souplesse d'utilisation. Les mesures sont effectuées avec un wattmètre de précision Yokogawa WT230. Ces appareils permettent d'automatiser la mesure en les reliant à un ordinateur et grâce à un programme réalisé sous Matlab. (Figure 2-3)

L'induction crête de référence \widehat{b}_r est donc déduite d'une tension sinusoïdale de référence mesurée aux bornes de l'enroulement secondaire bobiné autour du bras vertical gauche, bras dont la taille ne varie pas. L'induction \widehat{b}_r est donnée par l'équation (2-1).

$$\widehat{b}_r = \frac{\sqrt{2} V_{2r}}{2\pi f \times N_{2r} \times S} \quad (2-1)$$

où V_{2r} est la tension efficace de l'enroulement secondaire, N_{2r} son nombre de spires (175) et $S = n_t \times la_t \times e_t$, la_t étant la largeur des tôles magnétiques.

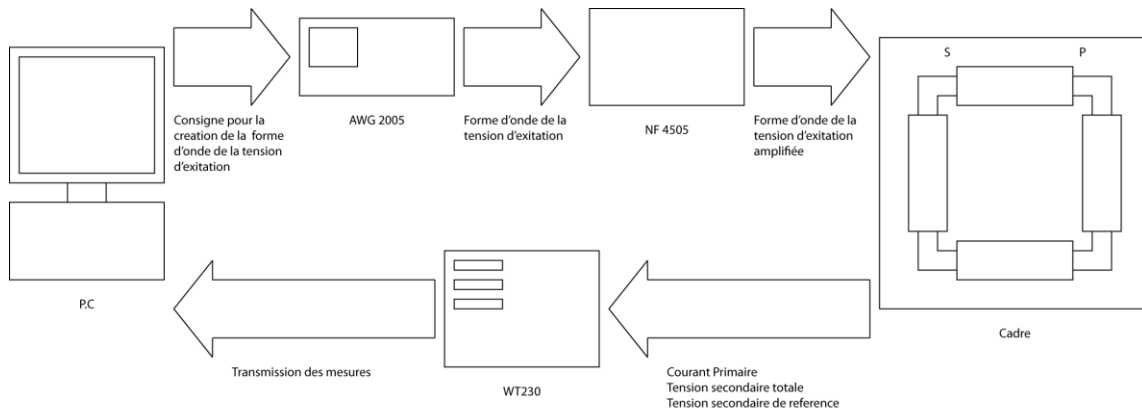


Figure 2-3 Système de mesure pour la méthode des trois cadres Epstein

2.1.2 Mesures des pertes fers des trois cadres

Ces mesures sont réalisées en disposant les échantillons des bras verticaux et horizontaux découpés selon le sens de laminage. Dans ce cas, puisque la DL correspond au sens de circulation du flux, $\alpha=0$ dans les parties droites.

2.1.2.1 Relevés des pertes fer

Les pertes fer ont été mesurées pour les trois cadres et les trois types de tôles. La Figure 2-4 présente les pertes des cadres court, moyen et long pour les tôles Q1, la Figure 2-5 celles des trois cadres pour les tôles Q2 et la Figure 2-6 celles des trois cadres pour les tôles Q3.

Le calcul des pertes massiques en W/kg fait à partir des mesures effectuées sur le cadre court de taille normalisé P_{fer}^C donne des résultats proches de ceux fournis par TKES $P_{fer/M}^{TKES}$. L'application de (2-2) dans le Tableau 2-2 montre de faibles écarts calculés de la façon suivante :

$$rapport(\%) = \left| 100 * \frac{P_{fer/M}^{TKES} - P_{fer/M}^C}{P_{fer/M}^{TKES}} \right| \quad (2-2)$$

Notons que nous avons également calculé l'induction $\widehat{b_{totale}}$ à partir de la tension $V_{2\ totale}$ qui apparaît aux bornes de toutes les bobines secondaires mises en série. La différence, calculée entre $\widehat{b_{totale}}$ et $\widehat{b_r}$ issue de la mesure sur une colonne est de 0.26% pour le cadre C, 0.14% pour le cadre M et 0.35% pour le cadre L. Les différences entre les deux méthodes sont donc faibles. Néanmoins, le calcul de $\widehat{b_r}$ permet une comparaison avec une induction calculée pour la même zone des circuits magnétiques. C'est pourquoi, même si les écarts sont faibles, nous allons utiliser l'induction $\widehat{b_r}$.

Nom	\widehat{b}_{totale} (T)	$P_{fer/M}^C$ (W/kg)	$P_{fer/M}^{TKES}$ (W/kg)	Rapport (%)
Q1	1.5	0.771	0.757	1.85
	1.7	1.044	1.027	1.65
Q2	1.5	0.954	0.948	0.63
	1.7	1.388	1.379	0.65
Q3	1.5	0.612	0.609	0.3
	1.7	0.844	0.833	1.32

Tableau 2-2 Différences entre caractéristiques de tôles fournies par le producteur et celles mesurées

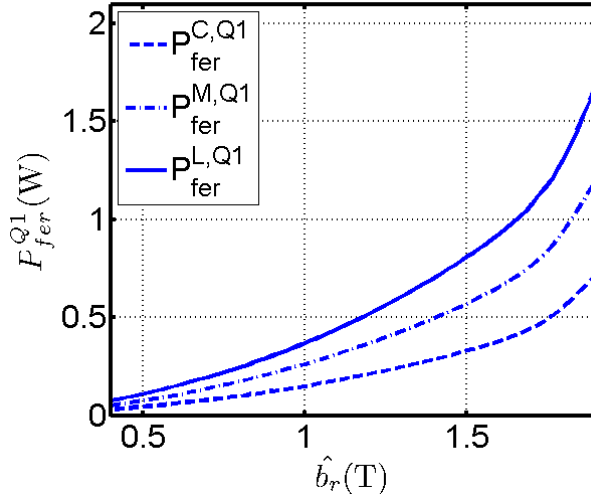


Figure 2-4 Pertes fer des 3 cadres pour les tôles Q1

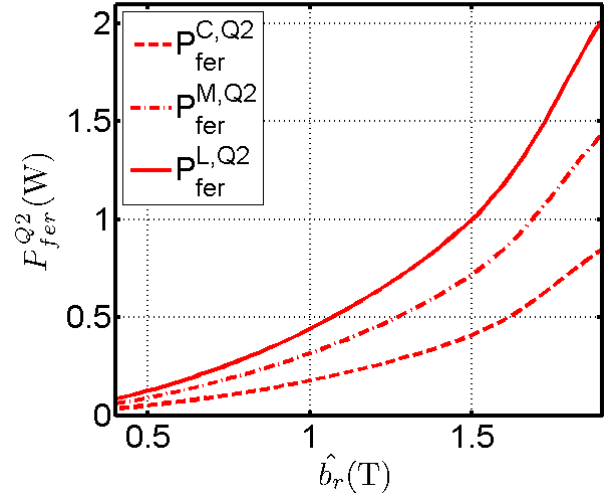


Figure 2-5 Pertes fer des 3 cadres pour les tôles Q2

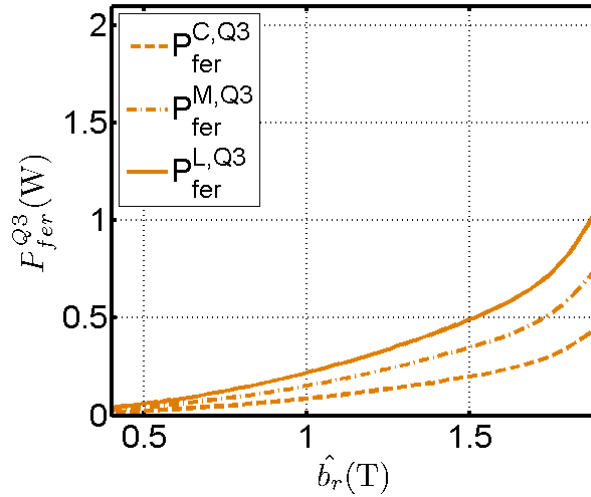


Figure 2-6 Pertes fer des 3 cadres pour les tôles Q3

2.1.2.2 Précision de l'appareil de mesure

Comme évoqué précédemment, l'appareil de mesure est un wattmètre de précision Yokogawa WT230. Nous avons chiffré les erreurs de mesures de cet appareil, tant pour les pertes fer que pour V_{2r} . La Figure 2-7 montre ces erreurs relatives au cadre C

constitué de tôles Q1. Les barres d'erreurs verticales et horizontales résultent de l'application des relations (2-3) et (2-4) [63] :

pour la tension $\pm (0.1\% \text{ de la lecture} + 0.1\% \text{ du calibre})$ à 50Hz (2-3)

pour la puissance $\pm (0.1\% \text{ de la lecture} + 0.1\% \text{ du calibre})$ à 50Hz (2-4)

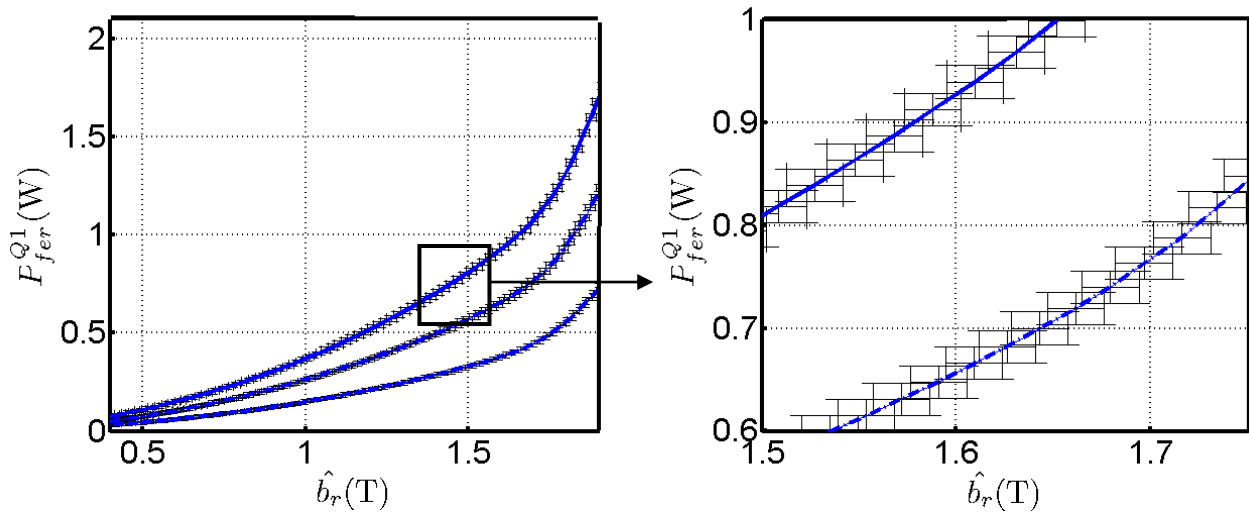


Figure 2-7 Erreurs de mesure pour les tôles Q1

Les erreurs moyennes entre 0.8T et 2T sont respectivement de $\pm 4.47\%$, $\pm 4.4\%$ et $\pm 4.69\%$ pour les cadres C, M et L. Ces erreurs sont calculées entre les pertes mesurées et les imprécisions minimales maximales calculées avec les erreurs négatives et positives des pertes et de l'induction.

2.1.2.3 Répétitivité des mesures

Des essais de répétitivité ont été aussi menés sur le cadre long, dispositif ayant des tensions et courants plus grands, provoquant de plus grandes incertitudes [64]. Pour cela nous avons effectué dix essais sur le cadre long avec les tôles Q1.

Grâce aux interpolations des mesures, nous avons appliqué la définition de la moyenne arithmétique donnée à la relation (2-5), N étant le nombre total d'essais.

$$\overline{P_{fer}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{fer_i} \quad (2-5)$$

Nous avons calculé la valeur relative de chaque mesure par rapport à la moyenne ΔP_{fer_r} de chaque mesure par rapport $\overline{P_{fer}}$:

$$\Delta P_{fer_r} = \frac{P_{fer_i}}{P_{fer}} \quad (2-6)$$

Pour avoir une estimation de l'écart type il faudrait par définition appliquer la relation $\sigma = \sqrt{(x - \bar{x})^2}$ mais, dans notre cas, nous avons un nombre fini d'essais. On applique donc une estimation de σ nommé $s = \sqrt{\frac{\sum(x - \bar{x})^2}{N-1}}$, ce qui donne donc, dans notre cas :

$$s = \sqrt{\frac{\sum(P_{fer_i} - \overline{P_{fer}})^2}{N-1}} \quad (2-7)$$

Avec cet écart type, on calcule l'intervalle pour un niveau de confiance de 95% en supposant une distribution normale de probabilité :

$$P_{fer} = \overline{P_{fer}} \pm 1.96s \quad (2-8)$$

La Figure 2-8 montre ΔP_{fer_r} en fonction de l'induction pour les 10 séries de mesures. L'incertitude moyenne avec un indice de confiance de 95% est de 1.63%, ce qui montre une bonne répétitivité et valide les mesures.

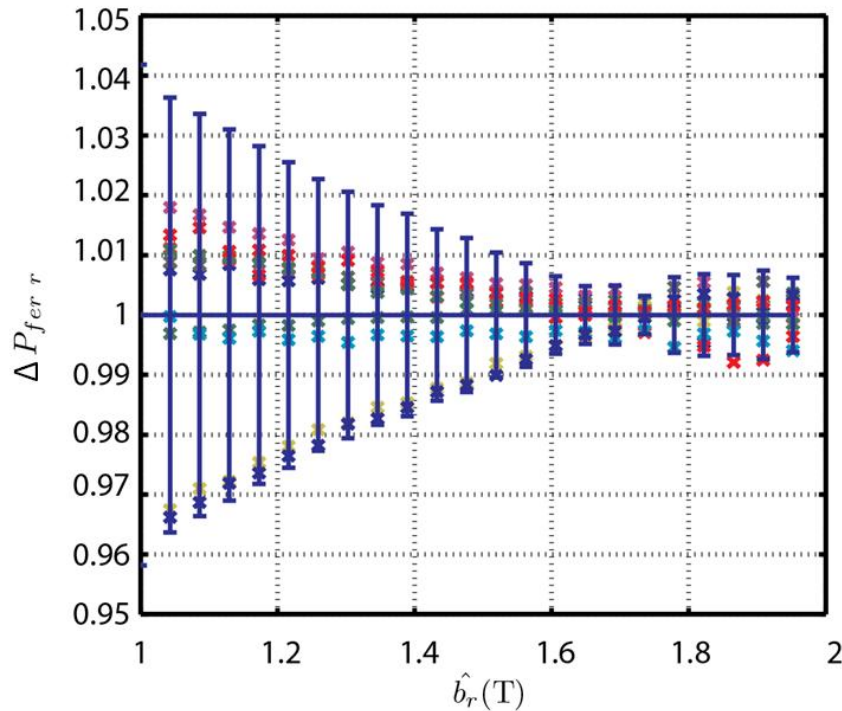
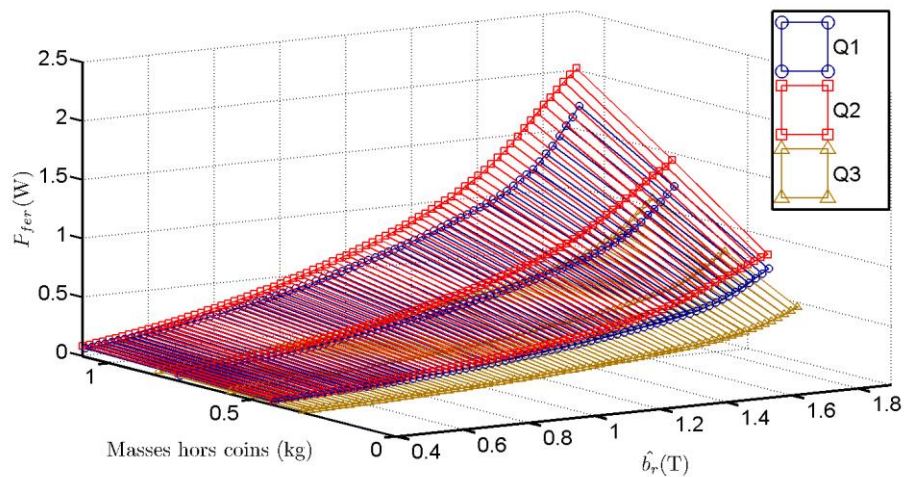


Figure 2-8 Valeur relative des mesures par rapport à la moyenne ΔP_{fer_r} en fonction de \widehat{b}_r

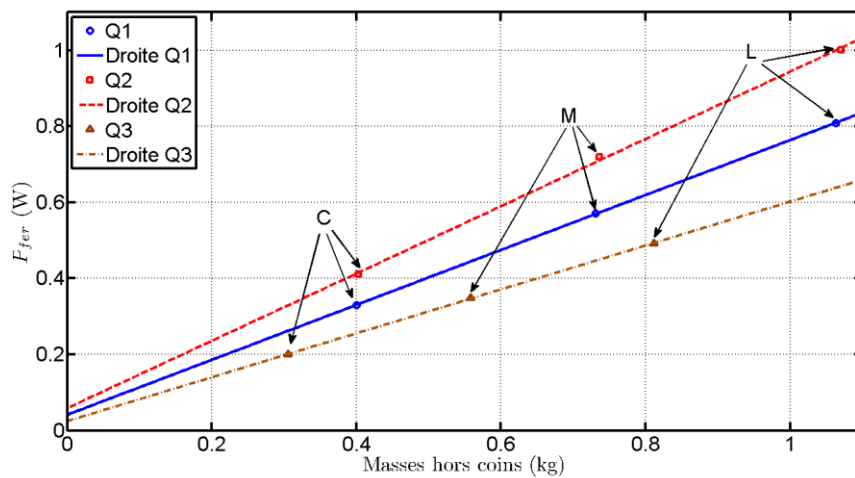
2.1.3 Exploitation des résultats de mesure

2.1.3.1 Caractérisation des bras Epstein

Nous montrons, à la Figure 2-9.a, les pertes fer, provenant des Figure 2-4, Figure 2-5 et Figure 2-6 en fonction de la masse hors coin des 3 cadres et ce, pour différentes valeurs de \widehat{b}_r . Notons que les masses hors coins varient entre les qualités puisque l'épaisseur des tôles change entre Q1, Q2 et Q3. La Figure 2-9.b montre les pertes des 3 cadres pour $\widehat{b}_r = 1.5T$. Il est intéressant de constater, à qualité donnée, une évolution linéaire des pertes, quelle que soit l'induction. Cette information n'apparaît pas dans les méthodologies déjà existantes [62]. Ces variations remarquables peuvent être exploitées pour déterminer :



a)



b)

 Figure 2-9 Méthode des trois cadres pour $\widehat{b}_r = 1.5T$ pour les trois qualités Q1, Q2 et Q3

- les pertes dans les coins : lorsque la masse hors coins tend vers 0, l'ordonnée $P_{fer,0}$ des droites directrices correspond aux pertes dans ces zones.
- les pertes fer massiques engendrées par l'augmentation de la masse, et donc de la longueur, des bras avec le coefficient directeur des droites.
- la longueur moyenne du flux : en effet, à l'axe correspondant aux masses de la Figure 2-9.b peut être superposé un axe gradué en fonction de la longueur hors coins des bras verticaux et horizontaux. Le point de coupure de l'axe horizontal correspond à des pertes nulles et définit une longueur $L_{coin}^{Q1, Q2 \text{ ou } Q3}$ représentative du trajet moyen du flux dans les 4 coins, longueur tributaire de la qualité des tôles. La Figure 2-10, agrandissement de la Figure 2-9.b avec l'axe horizontal gradué en fonction de l'allongement des bras, le montre.

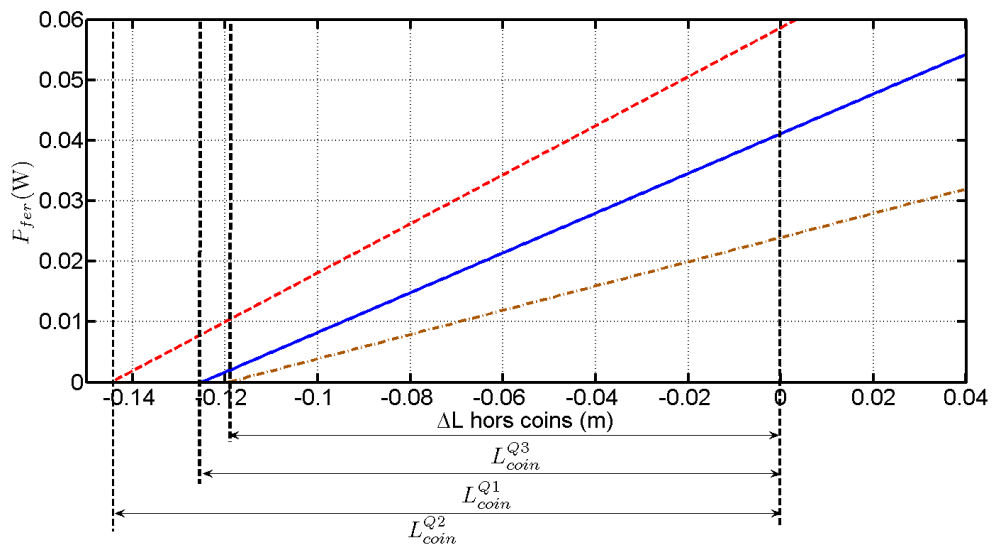


Figure 2-10 Détermination de la longueur moyenne des coins de type Epstein

Nous avons déterminé les pertes massiques $P_{fer/M}$, en fonction de \widehat{b}_r et en considérant l'hypothèse de linéarité, avec la relation (2-9) appliquée pour chaque mesure, à \widehat{b}_r donnée et pour chaque qualité, m étant la masse.

$$P_{fer} = P_{fer/M} * m + P_{fer,0} \quad (2-9)$$

L'évolution pour chaque qualité de tôles est donnée aux Figure 2-11, Figure 2-12 et Figure 2-13. Apparaissent également les résultats obtenus à partir de mesures effectuées classiquement avec le cadre Epstein (cadre C). Les différences constatées par rapport à cette référence sont de 9.72% pour Q1, 11.04% pour Q2, 9.82% pour Q3 pour une induction de référence de 1.7T. De ce fait, nous pouvons remarquer que pour les tôles GO, le cadre Epstein surestime les pertes fer massiques [65]. Bien que cette conclusion a déjà été révélée dans des travaux précédents, dans notre cas nous avons quantifié cette surestimation pour plusieurs qualités de tôle magnétique.

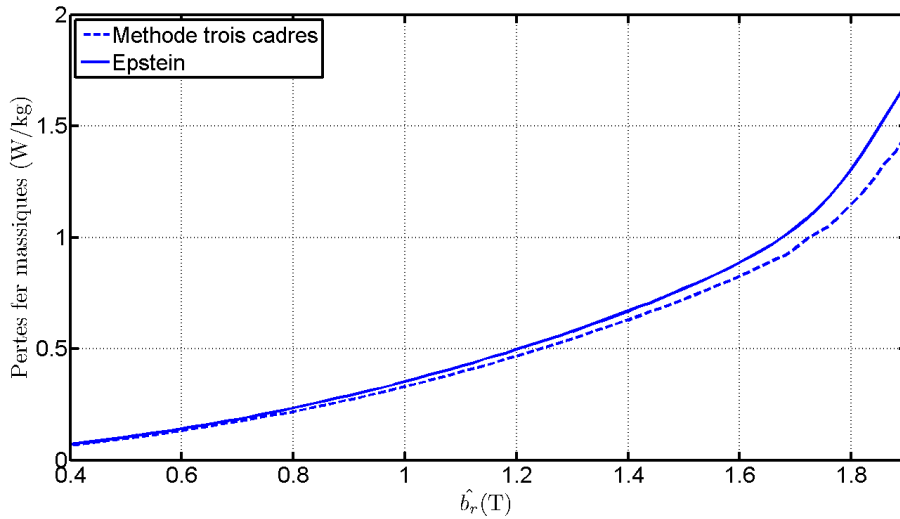


Figure 2-11 $P_{fer/M}^{Q1}$ déterminés par la méthode des trois cadres et la méthode normalisée

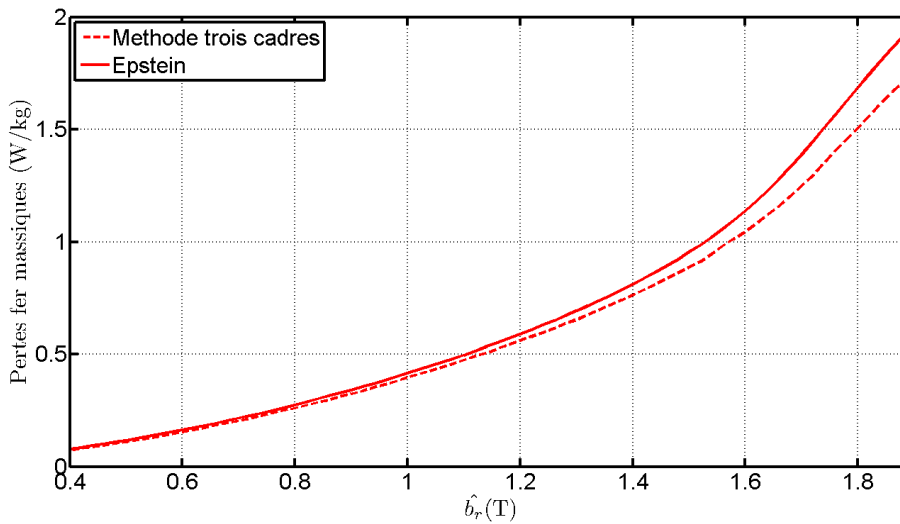


Figure 2-12 $P_{fer/M}^{Q2}$ déterminés par la méthode des trois cadres et la méthode normalisée

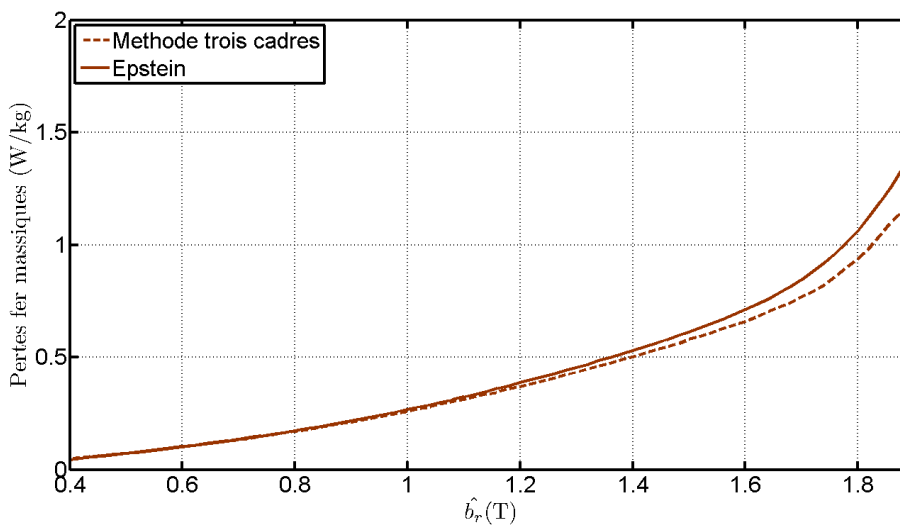


Figure 2-13 $P_{fer/M}^{Q3}$ déterminés par la méthode des trois cadres et la méthode normalisée

2.1.3.2 Calcul des pertes fer produites par les coins

Avec notre méthodologie, nous pouvons tracer l'évolution des pertes fer produites par les quatre coins du cadre Epstein en fonction de \widehat{b}_r . Nous appelons coins les zones géométriques du cadre où il y a un double recouvrement. Ces résultats sont montrés à la Figure 2-14. Nous pouvons voir que les résultats varient de manière significative en fonction de la qualité des tôles. Quantifions l'influence de ces pertes sur les pertes totales : pour $\widehat{b}_r=1.7T$, les coins consomment 15% pour Q1, 16.5% pour Q2 et 15.7% pour Q3 des pertes totales du cadre Epstein.

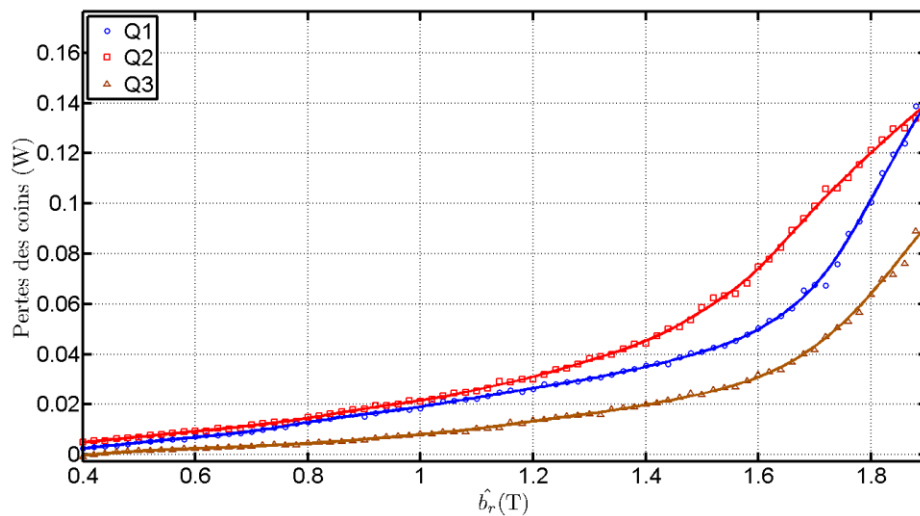


Figure 2-14 Détermination des pertes fer des coins de type Epstein avec la méthode des 3 cadres

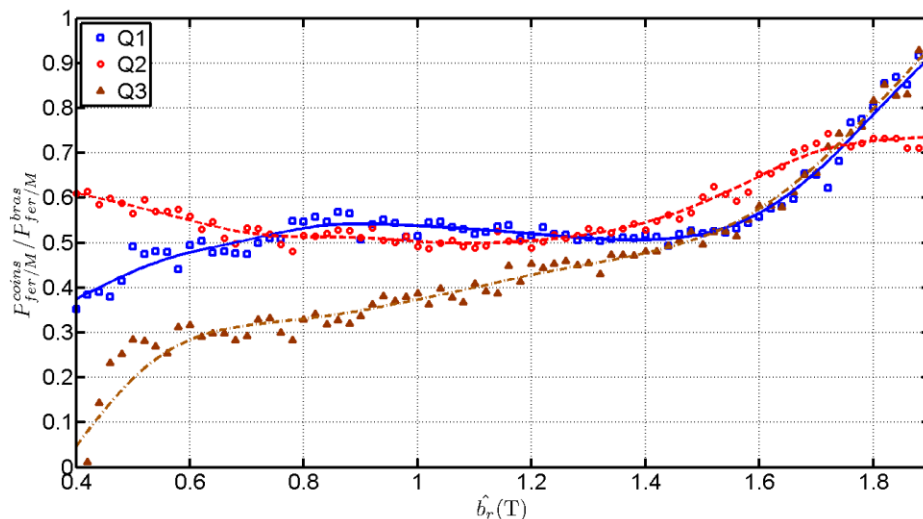


Figure 2-15 Ratio entre les pertes massiques des coins et les pertes massiques des bras

Nous pouvons également quantifier l'écart entre les pertes massiques dans les coins $P_{fer/M}^{Q,coins}$ et les pertes massiques dans les bras Epstein $P_{fer/M}^{Q,bras}$. Les résultats sont intéressants à double titre :

- premièrement, les pertes massiques dans les coins sont plus faibles que les pertes massiques dans les bras. La Figure 2-15 montre l'évolution du ratio $P_{fer/M}^{Q,coins} / P_{fer/M}^{Q,bras}$ selon \widehat{b}_r , même si, dans le cas d'un joint à double recouvrement, les épaisseurs des coins sont doublées par rapport au bras.
- deuxièmement, on constate l'impact de la qualité des tôles sur les pertes massiques dans les coins. En effet, quelle que soit \widehat{b}_r nous avons dans les bras $P_{fer}^{Q2} > P_{fer}^{Q1} > P_{fer}^{Q3}$ alors que $P_{fer}^{Q2,coins}$ et $P_{fer}^{Q1,coins}$ s'entrecroisent à $\widehat{b}_r = 1.85T$ traduisant une répartition différente du flux magnétique dans les coins (Figure 2-14).

2.1.3.3 Calcul de la longueur moyenne de flux

Pour cette partie, nous avons utilisé la méthodologie développée précédemment. Elle diffère de celle de [66] et plus récemment de [67]. Grâce à des relevés de pertes fer sur deux cadres de tailles différentes montrés à la Figure 2-16, les auteurs ont déduit les pertes dans les bras et la ligne moyenne de flux en utilisant la formule (2-10), où $P_{fer}^{Epstein}$ représente les pertes fer relevées au cadre Epstein (W), m_t la masse totale des bandes Epstein utilisées pour les mesures et $P_{fer,bras}^{Epstein}$ les pertes fer dans les bras déduites de la soustraction des pertes des deux cadres (W/kg)

$$l_m = (4 * l * P_{fer}^{Epstein}) / (m_t * P_{fer,bras}^{Epstein}) \quad (2-10)$$

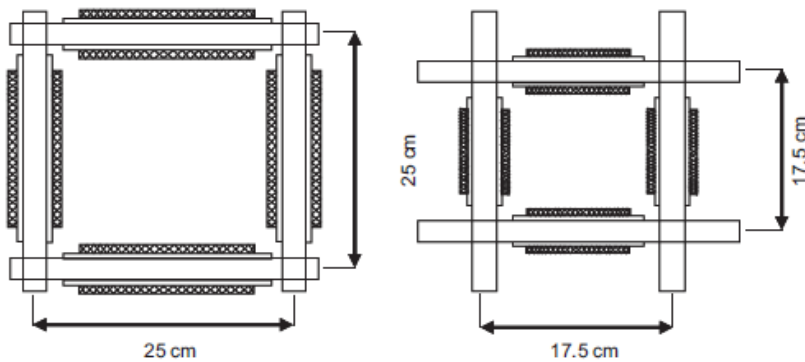


Figure 2-16 Cadres de différentes tailles utilisés dans [66]

La longueur moyenne l_m trouvée est donc celle pour laquelle on retrouve les pertes massiques des bras grâce à la mesure aux cadres Epstein. Avec cette méthodologie, les auteurs ont montré que la longueur moyenne de flux, pour un matériau de type HGO et d'épaisseur 0.27mm, est d'environ 0.97m. Cette manipulation a mis en évidence que, pour des tôles GO à forte perméabilité, la longueur moyenne de flux n'est pas adaptée. Mais cette méthodologie utilise des cadres dont les bras sont de 17.5cm et de 22cm, changeant à la fois la taille des bras verticaux et horizontaux. Ceci entraîne une répartition différente de l'induction entre les cadres. Grâce à notre nouvelle méthodologie, nous pouvons être plus

précis dans le calcul de la longueur moyenne théorique puisque nous changeons uniquement la taille des bras horizontaux. Nous avons donc appliqué notre méthodologie à nos essais. La Figure 2-17 expose les résultats :

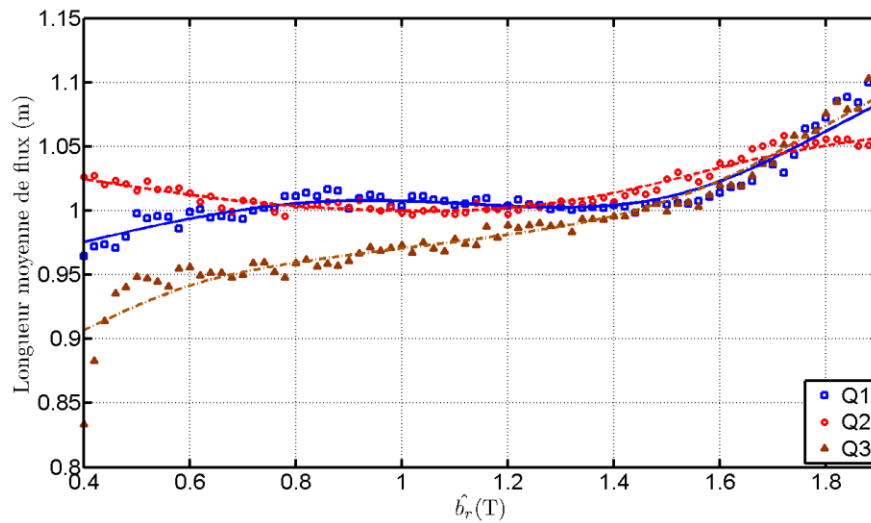


Figure 2-17 Variation de la longueur moyenne du trajet du flux selon \widehat{b}_r et la qualité de tôle

La longueur moyenne dépend de l'induction [68] et de la qualité de la tôle. Cette longueur théorique peut dépasser 1m, longueur correspondant à la moyenne géométrique du trajet du flux magnétique. Cela s'explique par le fait que, comme il a été dit précédemment, le cadre Epstein surestime les pertes fer des tôles GO. Deux paramètres l'expliquent : le choix de la longueur moyenne normalisée et la non homogénéité de l'induction dans le cadre. Il faudrait donc considérer, dans certains cas, une longueur fictive supérieure à la longueur réelle pour tenir compte des modifications tributaires de la qualité de la tôle et de l'induction. On pourrait, par exemple, considérer des longueurs à prendre en considération, établies sur la base d'un large panel de mesures.

Au delà de ces résultats, nous pouvons constater que les performances énergétiques du circuit magnétique sont dues, non seulement à la performance du matériau selon sa direction de laminage, mais aussi à son anisotropie. En effet, elle conditionne la répartition du flux magnétique dans le circuit en fonction de la géométrie et de ses performances. Pour illustrer ces propos, nous avons effectué une simulation 2D de bandes de tôles GO formant un circuit magnétique de dimensions similaires à celles du cadre Epstein, mais avec des coins coupés à 45° . Ces simulations sont effectuées avec le code de résolution par Eléments Finis GETDP [69], logiciel que nous allons utiliser dans l'ensemble du mémoire. Les caractéristiques magnétiques sont anisotropes et linéaires : le cadre court contient 79998 éléments, les cadres moyen et long contiennent 135142 et 199871 éléments. Nous avons appliqué plusieurs ratios en jouant sur les perméabilités μ_{DL} et μ_{DT} des directions de laminage et transverse : μ_{DL}/μ_{DT} est égal à 1, 10, et 100. L'induction moyenne est réglée à 0,6T. La Figure 2-18 présente les résultats de ces simulations avec la carte de répartition de l'induction et l'angle α , angle entre le vecteur d'induction et la DL :

- $\mu_{DL} / \mu_{DT} = 1$ montre une répartition de l'induction rapidement homogène dans les bras. En effet, le flux magnétique cherche à se répartir de façon à optimiser les performances du noyau. Le matériau étant, dans ce cas, isotrope, nous observons des points chauds à l'intérieur des coins avec des inductions supérieures à 1.5T. Ils montrent que le flux, n'étant pas contraint par l'anisotropie à suivre la DL, « plonge » à l'intérieur du coin. Les parties externes des coins sont d'ailleurs presque vides de flux. La carte des α montre des angles de 45° au niveau de toute la longueur du joint. De plus, ces angles s'étendent sur une bande assez large, traduisant un virage à rayon de courbure important.
- $\mu_{DL} / \mu_{DT} = 10$ montre que l'induction met plus longtemps à devenir homogène dans les bras qu'avec le cas précédent. A contrario, la fourchette dans laquelle évoluent les angles α est beaucoup plus restreinte à savoir entre 0° et 10°.
- $\mu_{DL} / \mu_{DT} = 100$ montre que la zone où le flux n'est pas homogène s'étend. A contrario, les différences entre l'induction moyenne et l'induction à l'intérieur du coin sont plus faibles. Cela traduit le fait que le flux est « guidé » dans la DL par le caractère anisotrope des tôles [70]. D'ailleurs, la carte des α montre que l'induction est quasiment toujours alignée avec la DL : le phénomène au niveau du joint n'est plus visible. De ce fait, certaines zones situées vers l'extérieur du coin voient transiter plus de flux que celles situées à l'intérieur. Les niveaux locaux d'induction sont plus homogènes mais les zones s'allongent le long des bras. Ainsi on pourrait imaginer le phénomène en considérant la surface matérialisée sur les 3 cartes de la Figure 2-18 ($\hat{b} \approx 1T$). Les trois zones sont sensiblement les mêmes mais elles s'étirent à l'augmentation du ratio μ_{DL} / μ_{DT} .

La répartition du flux magnétique changeant entre les matériaux testés à cause d'anisotropies différentes, l'écart entre les performances énergétiques des coins et celles des parties droites va évoluer.

La longueur moyenne de flux nous donne une autre information utile quant à sa distribution en fonction du comportement à saturation de tôles testées. En effet, à haute induction, les qualités Q1 et Q3 ayant des coudes de saturation élevés (le coude de saturation étant à des hauts niveaux d'induction) et des longueurs moyennes de flux importantes. A contrario, la qualité Q2, ayant un comportement à saturation plus faible, révèle une longueur plus faible. Ce comportement se retrouvera dans la suite dans les tracés des facteurs de construction des dispositifs testés.

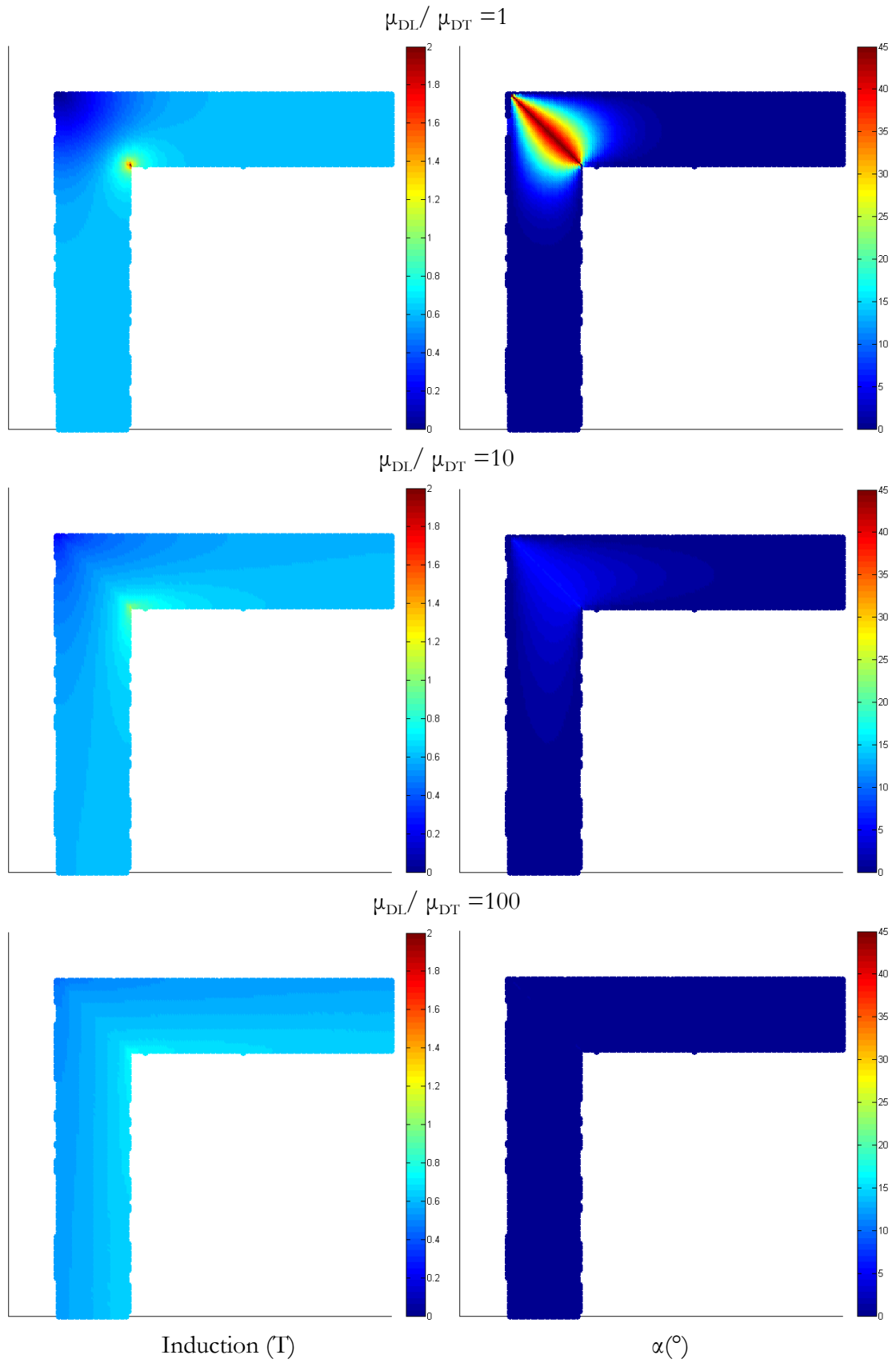


Figure 2-18 Répartition de l'induction en fonction de l'anisotropie

2.2 Cadres monophasés de différentes longueurs

La méthodologie des trois cadres nous a permis de quantifier l'impact de la géométrie Epstein sur la mesure des pertes fer. Néanmoins, cette méthodologie peut être appliquée à d'autres géométries de circuits magnétiques. Pour ce faire, des transformateurs monophasés ont été construits.

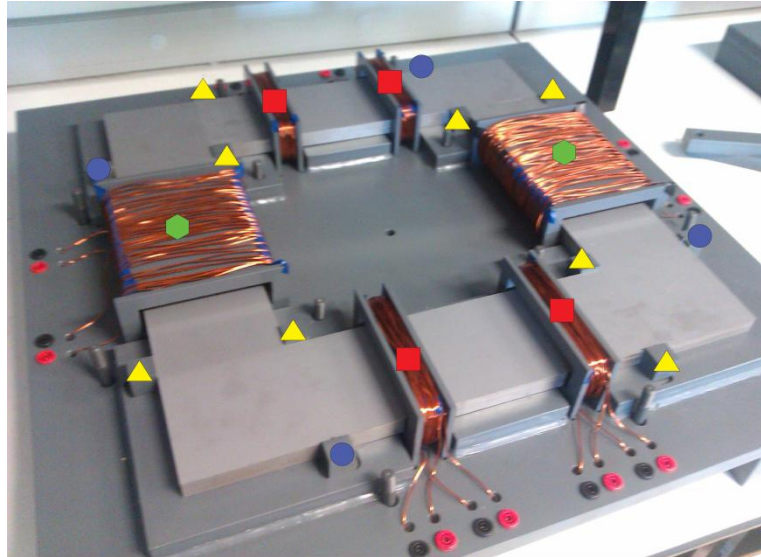
2.2.1 Présentation des cadres de mesures

Les cadres de mesures sont des transformateurs monophasés que nous avons conçus de manière à ce qu'ils soient facilement paramétrables. Ils constituent une étape intermédiaire entre les tests simplifiés et les transformateurs triphasés et nous permettent de faire différentes expérimentations.

Les cadres se composent d'un support, de cales, de fourreaux et de tôles magnétiques. Les éléments hors tôles sont des matériaux non conducteurs électriquement et non magnétiques. Les cales sont de deux types différents :

- 8 cales lisses permettent de créer des butées pour un placement facile des tôles magnétiques
- 4 cales à ergot permettent un ajustement précis des tôles, les ergots rentrant dans des petites encoches faites dans les tôles magnétiques. Ainsi, cela nous permet un assemblage précis des tôles magnétiques en fonction de la configuration voulue.

Les fourreaux servent aux bobinages des circuits primaire et secondaire. Chaque cadre contient 2 grands fourreaux et 4 petits : les grands sont placés sur les bras des transformateurs dont la longueur ne varie pas, alors que les petits sont positionnés sur les autres bras à même distance des coins que les grands. Les petits fourreaux dégagent une zone du circuit magnétique plus importante pour des mesures vibratoires et acoustiques. Les bobinages primaire et secondaire sont répartis de la façon suivante : les grands fourreaux contiennent 26 spires primaires et 26 spires secondaires, et les petits en contiennent chacun 13. Le placement des différents éléments des cadres de mesures est montré à la Figure 2-19. Dans l'ensemble de nos essais, l'alimentation s'effectue en appliquant une tension sinusoïdale à l'ensemble du circuit primaire.



■ Petits fourreaux ● Grands fourreaux ● Cales à encoche ▲ Cales lisses

Figure 2-19 Identification des éléments du cadre de mesure

5 cadres de mesures ont été fabriqués :

- 1 cadre long de dimensions extérieures 0.7m x 0.5m.
- 1 cadre court de dimensions extérieures 0.4m x 0.5m.
- 3 cadres moyens de dimensions extérieures 0.5m x 0.5m.

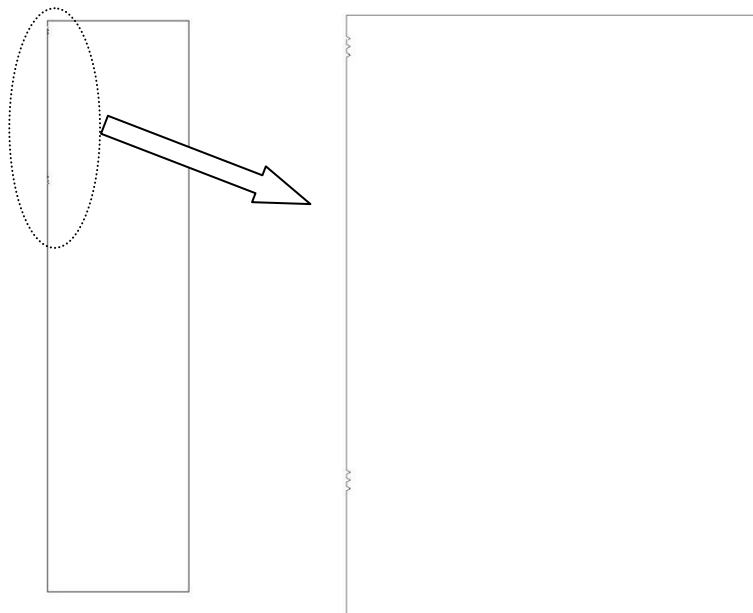


Figure 2-20 Situation des encoches sur les tôles découpées pour la configuration Butt Lap aidant à la mise en place du circuit magnétique

Les tôles servant à la construction des circuits magnétiques ont été découpées au laser YAG selon des plans de notre conception (Figure 2-20). Ils permettent d'assembler des structures Step Lap ou Butt Lap.

2.2.2 Mesures sur les cadres de mesures de différentes longueurs

Pour l'application de la méthode des trois cadres, les transformateurs de trois tailles différentes et de qualités identiques, PowerCore H 0.30mm, ont été utilisés (Figure 2-21) :

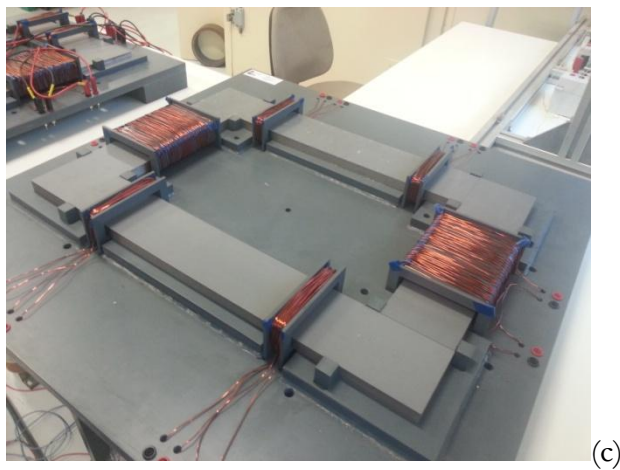
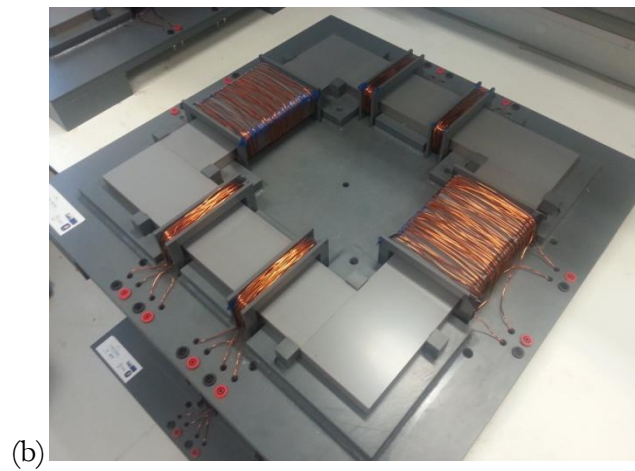
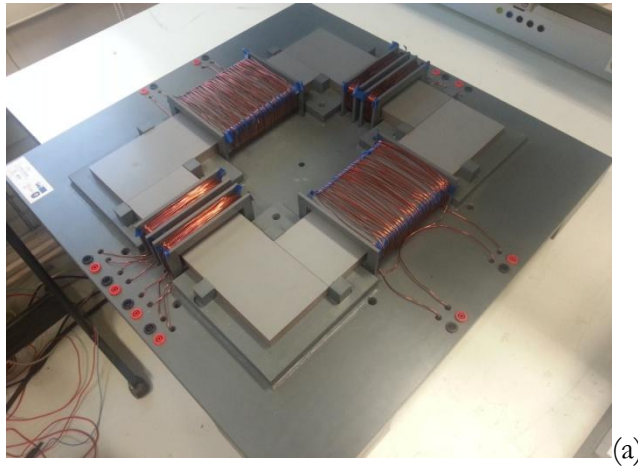


Figure 2-21 Cadres de mesures court (a), moyen (b) et long (c)

- un **cadre court** de géométrie extérieure de 0.4m x 0.5m. Les bras constituant ce circuit font 0.1m et sont constitué de 60 tôles et d'épaisseur nominale 0.30mm. L'arrangement des coins est de type « Butt Lap ».
- le **cadre moyen** est de géométrie extérieure de 0.5m x 0.5m avec les mêmes paramètres.
- le **cadre long** présente une géométrie extérieure de 0.7m x 0.5m extérieure.

Nous avons alimenté ces cadres par une tension sinusoïdale 50Hz par l'intermédiaire d'un autotransformateur (THD<3%). La mesure de puissance est effectuée à l'aide du wattmètre de précision YOKOGAWA WT230. La tension servant au calcul de l'induction de référence est la tension secondaire d'une bobine placée sur un bras dont la longueur ne varie pas en fonction de la taille des cadres, comme pour la méthode des 3 cadres précédemment présentée.

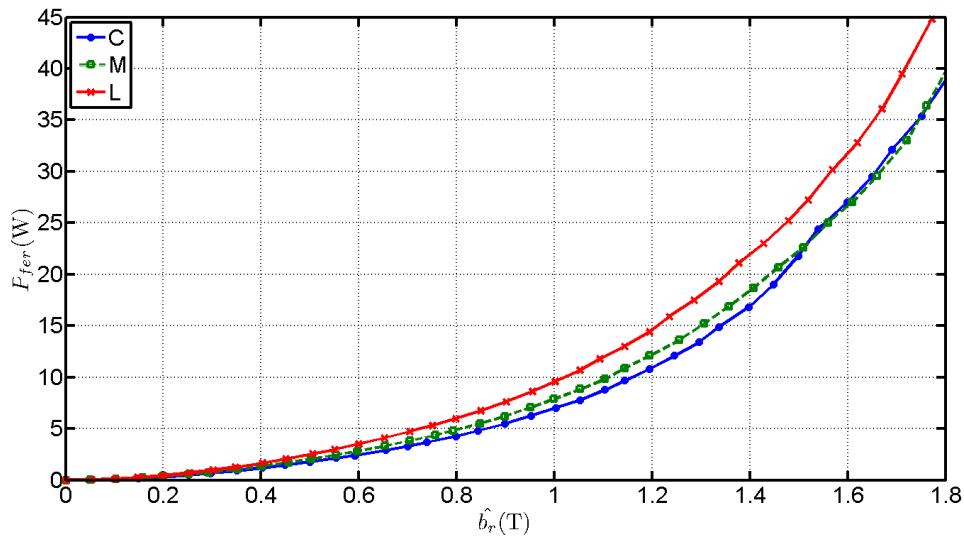


Figure 2-22 Evolution des pertes fer selon \hat{b}_r des cadres de mesures court, moyen et long

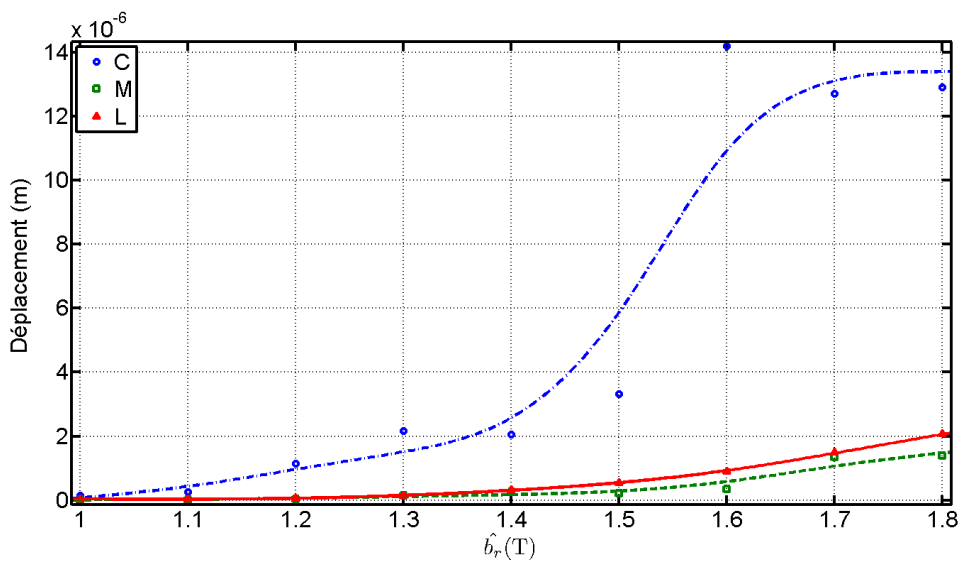


Figure 2-23 Variation des amplitudes des déplacements selon \hat{b}_r pour les cadres de mesures court, moyen et long

Dans un premier temps, aucun élément de serrage n'est placé sur les cadres. En parallèle de ces mesures de pertes, nous avons placé un accéléromètre mono axial Bruel & Kjaer, de type 4397 et pesant seulement 2.4g, sur le milieu de la surface d'un coin du transformateur (mesure axiale). La Figure 2-22 montre les résultats des pertes fer et la Figure 2-23 les déplacements mesurés au milieu du coin. Nous pouvons remarquer que le cadre court génère les vibrations dont les amplitudes sont les plus élevées par rapport aux autres. Ce phénomène pourrait provenir de résonance mécanique qui amplifie, pour le cadre court, les vibrations produites. Ce cadre produit également des pertes anormalement élevées. En effet, pour des inductions supérieures à 1.5T, il est plus énergivore que le cadre moyen pourtant plus grand. L'hypothèse la plus vraisemblable est que les fortes vibrations influent sur les performances énergétiques du noyau magnétique.

Pour vérifier cette hypothèse, nous avons mis en pression la zone des coins sur le cadre court à l'aide de différentes masses : des récipients contenant du sable, matériau non magnétique et facile à utiliser. Les pressions que nous avons appliquées varient de 0 à 1000Pa. Nous avons relevé les pertes fer ainsi que les vibrations en deux points nommés P1 et P2 (Figure 2-24) : au milieu du coin et au bord intérieur. Une plaque en bois usinée permet d'appliquer la masse sur toute la surface du coin tout en laissant l'espace nécessaire à l'accéléromètre.

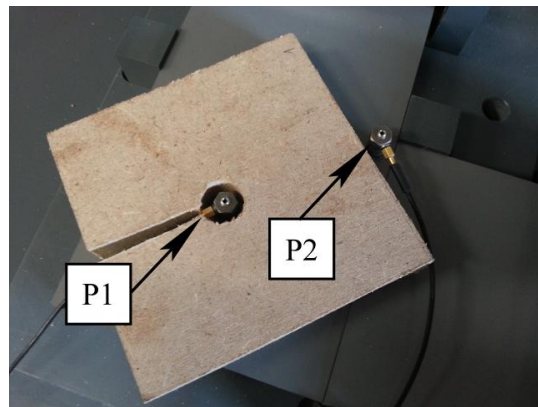


Figure 2-24 Points de mesures vibratoires pour essais de mise en pression

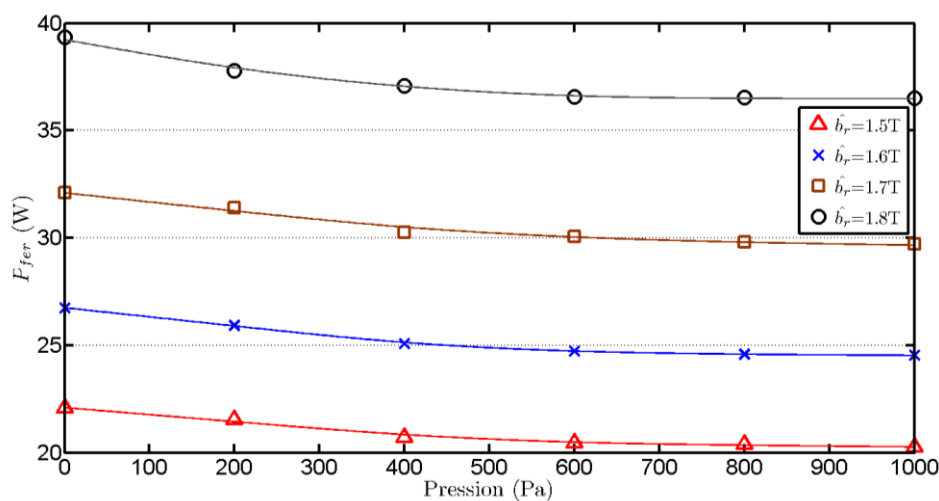
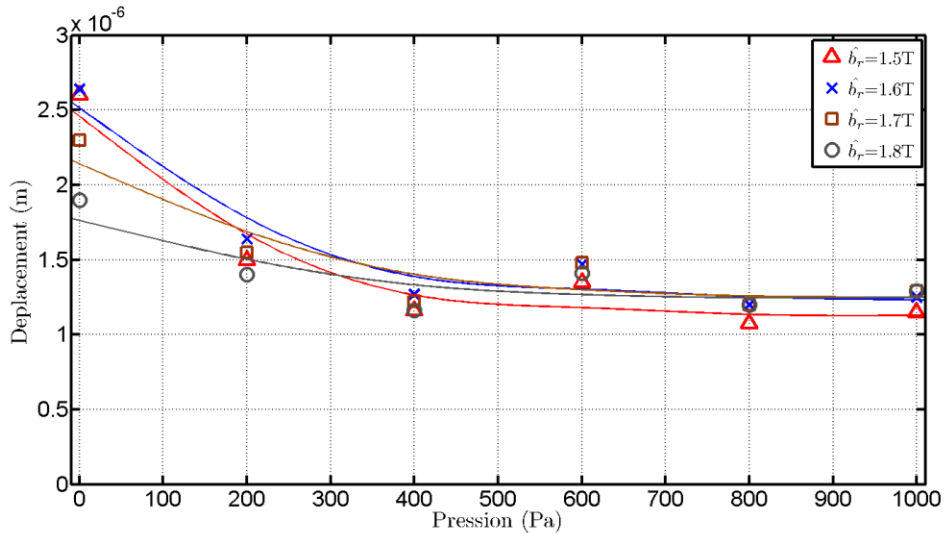


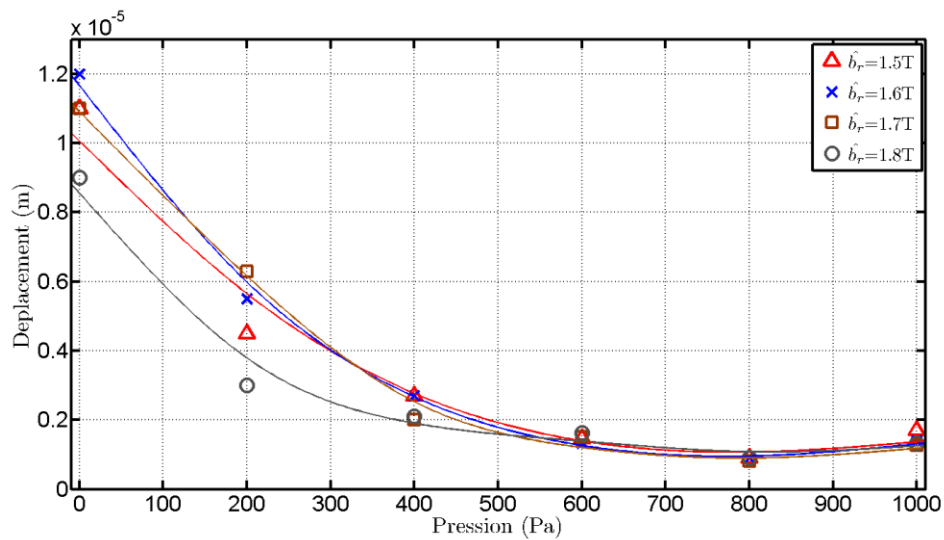
Figure 2-25 Pertes fer du cadre court en fonction de la pression appliquée dans les coins

L'évolution des pertes fer en fonction de la pression appliquée sur les coins est présentée sur la Figure 2-25 pour différentes inductions. Les résultats montrent que les pertes diminuent avec la pression : une réduction maximale de 8.27% est observée lorsque la pression passe de 0 à 1000 Pa et pour $\widehat{b}_r=1.6T$. Deux causes peuvent être à l'origine de cette diminution :

- La pression appliquée réduit les entrefers interlaminaires et, de ce fait, améliore les performances énergétiques du noyau magnétique.
- La pression appliquée engendre une contrainte mécanique, réduisant les amplitudes des déformations des coins, et change la répartition du flux magnétique.



(a)



(b)

Figure 2-26 Déformations des coins du cadre court pour P1 (a) et P2 (b) en fonction de la pression appliquée sur les coins

Ce dernier point est vérifié par les mesures des déformations dont les résultats sont montrés à la Figure 2-26. Elle montre que les déformations des coins, pour les deux points de mesures, sont considérablement réduites. Pour P1, les déplacements décroissent

de 52% (Figure 2-26.a) à $\widehat{b}_r=1.5T$. Pour P2, cette réduction devient plus importante : 82.7% à $\widehat{b}_r=1.5T$ (Figure 2-26.b). De ce fait, la pression exercée sur les coins s'oppose à l'accroissement de l'épaisseur des entrefers interlaminaires produits par les déformations du noyau magnétique.

2.2.3 Modèle Eléments Finis d'un transformateur plan

Pour illustrer l'influence des déformations sur la répartition du flux magnétique dans les coins, une simulation d'un transformateur plan a été entreprise [71].

2.2.3.1 Définition du modèle

Un modèle par EF représentant la géométrie réelle du transformateur aboutirait à des temps de calcul très longs. Par conséquent, afin d'obtenir un modèle assez représentatif de notre problème avec un temps de calcul raisonnable, un schéma de noyau magnétique développé, formalisme souvent utilisé pour la représentation de machines électriques tournantes, a été modélisé (Figure 2-28). Ce modèle de transformateur plan [72]- [73] prend en compte les 4 bras ainsi que les 4 coins. Chaque bras est constitué d'un empilement de dix tôles d'épaisseur nominale 0,30 mm et d'entrefers interlaminaires d'épaisseurs réglables. La non-linéarité (saturation et l'anisotropie) des tôles est prise en compte. L'anisotropie est considérée dans 2 directions : la DL est la direction normale (DN) au plan des tôles. En effet, la représentation 2D rend impossible la modélisation de l'anisotropie dans la DT, point dont nous tiendrons compte lors de l'analyse des résultats. Du fait de la difficulté de convergence de la simulation, les caractéristiques planes des tôles ont été paramétrées avec une interpolation de « Marrocco ». Cette méthode consiste à interpoler une courbe d'aimantation avec l'équation (2-11) où b est l'induction, μ_r la perméabilité du matériau et C, E, T et a sont des constantes. Cette courbe paramétrée peut être visualisée à la Figure 2-27.

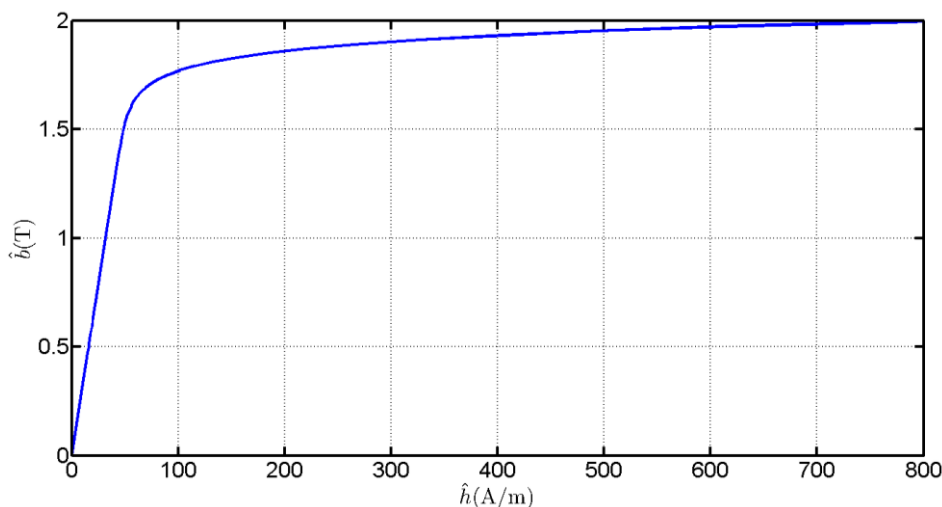


Figure 2-27 Courbe d'aimantation interpolée avec la méthode de Marrocco et utilisée pour les simulations EF

$$\frac{1}{\mu_r} = E + \frac{(C - E) * b^{2a}}{T + b^{2a}} \quad (2-11)$$

La perméabilité relative dans la direction normale (28,6) a été déterminée expérimentalement avec un banc de test spécifique décrit dans [74] [75]. Des conditions aux limites périodiques sont appliquées sur les côtés gauche et droit du modèle. Les simulations sont effectuées pour $\hat{b} = 1.6T$ et les cas suivants sont étudiés :

- simulation avec une répartition homogène d'entrefer pour plusieurs valeurs : $5\mu\text{m}$ (REF), $10\mu\text{m}$ et $15\mu\text{m}$.
- simulations avec une répartition quasi-homogène d'entrefer, un seul entrefer étant de valeur différente.
- simulation avec une répartition totalement non-homogène.

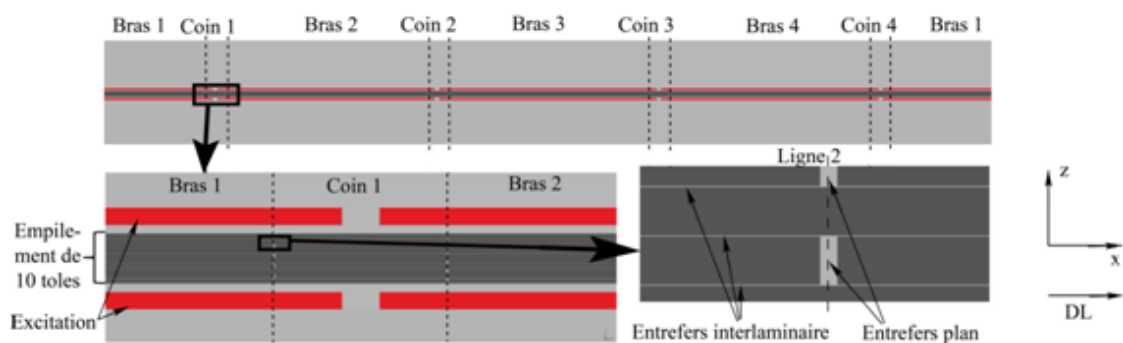


Figure 2-28 Modèle du transformateur plan

Pour visualiser les différents résultats, deux chemins ont été privilégiés : la ligne 1 traduit la répartition du flux magnétique à l'approche du coin et la ligne 2 traduit la répartition du flux dans le coin (la ligne passant au milieu des entrefers séparant deux tôles jointives dans le plan). Ces lignes sont indiquées à la Figure 2-29 qui montre une carte d'induction typique autour du coin 1. Les forts niveaux d'inductions locales peuvent être expliqués par la courbe d'aimantation interpolée avec la formule de Marocco qui ne sature pas autant qu'une vraie courbe d'aimantation d'un matériau. Néanmoins, celle-ci va nous permettre de mettre en évidence des tendances de répartition en fonction des paramètres géométriques de nos simulations.

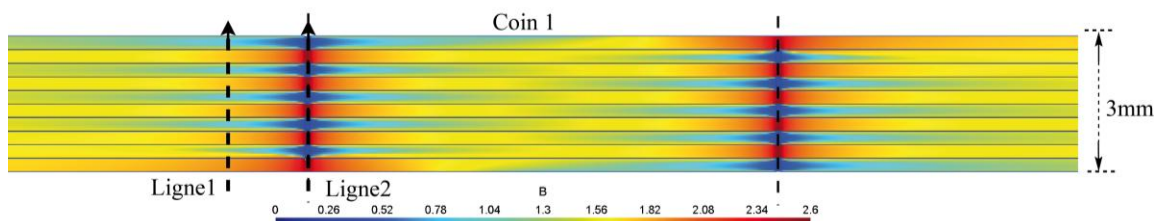


Figure 2-29 Répartition de l'induction pour le cas de référence ($5\mu\text{m}$)

2.2.3.2 Simulations avec répartition homogène d'entrefer de différentes valeurs

Dans un premier temps, des simulations ont été réalisées avec une répartition homogène des entrefer interlaminaires. Trois épaisseurs différentes d'entrefer ont été testées : $5\mu\text{m}$ qui sera notre référence (REF) pour la suite des simulations, $10\mu\text{m}$ et $15\mu\text{m}$. les Figure 2-30.a et Figure 2-30.b montrent les valeurs de l'induction le long des lignes 1 et 2. Différentes remarques peuvent être formulées :

- selon la ligne 1, l'augmentation des entrefer interlaminaires entraîne une augmentation de non homogénéité du flux magnétique dans l'empilement. En effet, un entrefer plus grand rend plus difficile la concentration du flux magnétique dans les coins, créant ainsi une zone non homogène plus longue. De ce fait, l'induction augmente de 3% dans les tôles saturées et baisse de 24% dans les tôles moins sollicitées, entre le cas où l'entrefer interlaminaire est de $15\mu\text{m}$ et le cas REF.
- selon la ligne 2, l'augmentation des entrefer interlaminaires entraîne une augmentation du flux magnétique passant dans le plan. En effet, le flux magnétique ayant moins de facilité pour s'établir d'une tôle à une tôle inférieure ou supérieure,

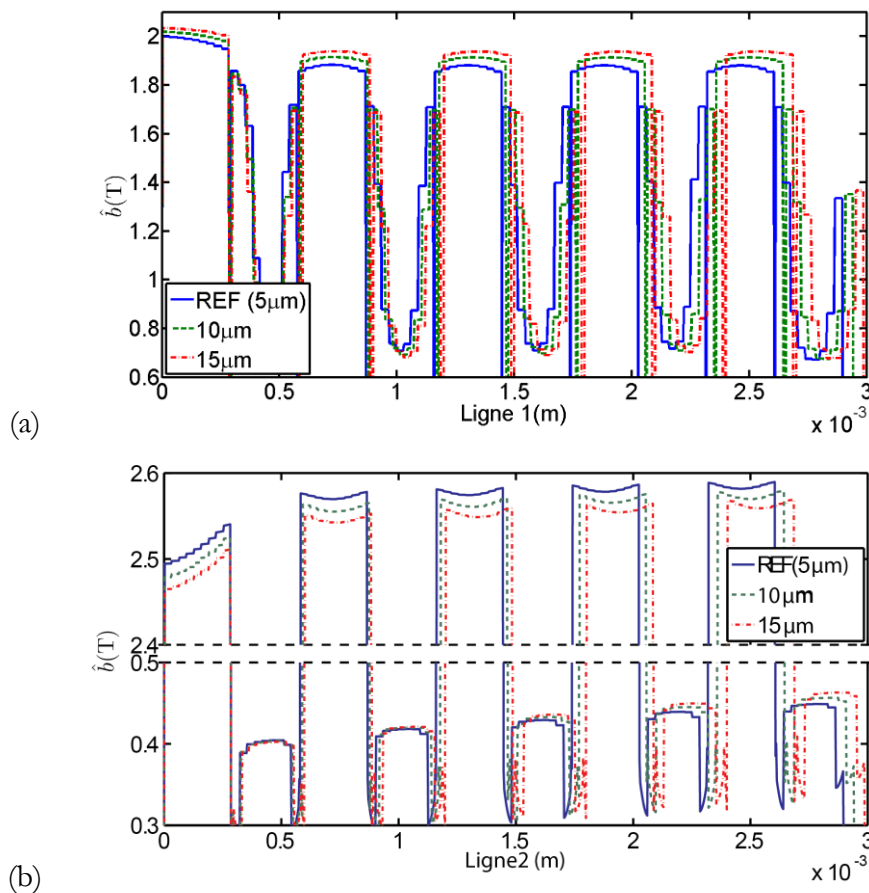


Figure 2-30 Distributions de l'induction obtenues par simulations EF, avec entrefer homogènes, le long de a) la ligne 1 et de b) la ligne 2

l'induction entre les tôles situées dans le même plan augmente. Dans notre simulation, celle-ci augmente de 3%.

Ce changement de répartition peut avoir plusieurs répercussions sur l'énergie consommée par le noyau magnétique.

- l'augmentation du caractère non homogène du flux magnétique à l'approche des coins peut augmenter les pertes fer. Ces dernières ayant une évolution non linéaire en fonction de l'induction, elles sont minimales quand la distribution de l'induction est homogène. De ce fait, une augmentation de l'entrefer entraîne une augmentation des pertes fer dans les zones approchant les coins. Nous avons appliqué une courbe de pertes sur les résultats de la ligne 1. Celle-ci montre une augmentation de 10% entre le cas REF et 15 μ m.
- de plus, l'augmentation du flux magnétique passant dans le plan (ligne 2) accroît, dans le cas d'un joint Butt Lap, les pertes fer dues au « flux rotationnel » (flux passant à travers la direction transverse de la tôle jointive dans le plan).

Dans la réalité, cette réflexion peut être appliquée à l'utilisation de tôles d'épaisseurs différentes. En effet, des tôles plus fines ont :

- un « stacking factor » ou facteur de remplissage, plus faible, augmentant le ratio entre l'épaisseur l'isolation et l'épaisseur de la tôle effective.
- une perméabilité relative selon la direction normale plus faible.

L'homogénéisation à l'approche des coins est fortement dépendante de ces deux paramètres, ce qui signifie qu'utiliser des tôles d'épaisseurs différentes va changer la répartition du flux magnétique pouvant dégrader les performances énergétiques du circuit magnétique.

2.2.3.3 Simulations avec répartition quasi-homogène des entrefers

Le principe de ces simulations est de paramétrer l'épaisseur d'un seul entrefer interlaminaire de façon indépendante des autres. La simulation de référence est toujours celle réalisée avec tous les entrefers de 5 μ m. Deux simulations avec un entrefer de 15 μ m, positionné différemment, ont été effectuées. Dans le premier cas, cet entrefer est placé au milieu de l'empilement (MER) et, dans le second cas, celui-ci est placé dans le dernier entrefer (DER). La Figure 2-31 montre les résultats selon les lignes 1 et 2 pour ces deux simulations et la référence. Le long de la ligne 1, l'augmentation d'un entrefer engendre une augmentation de la non-homogénéité localisée dans les tôles jointives hors plan. La même observation est visible le long de la ligne 2. Ces phénomènes peuvent augmenter localement les pertes fer dans l'empilement.

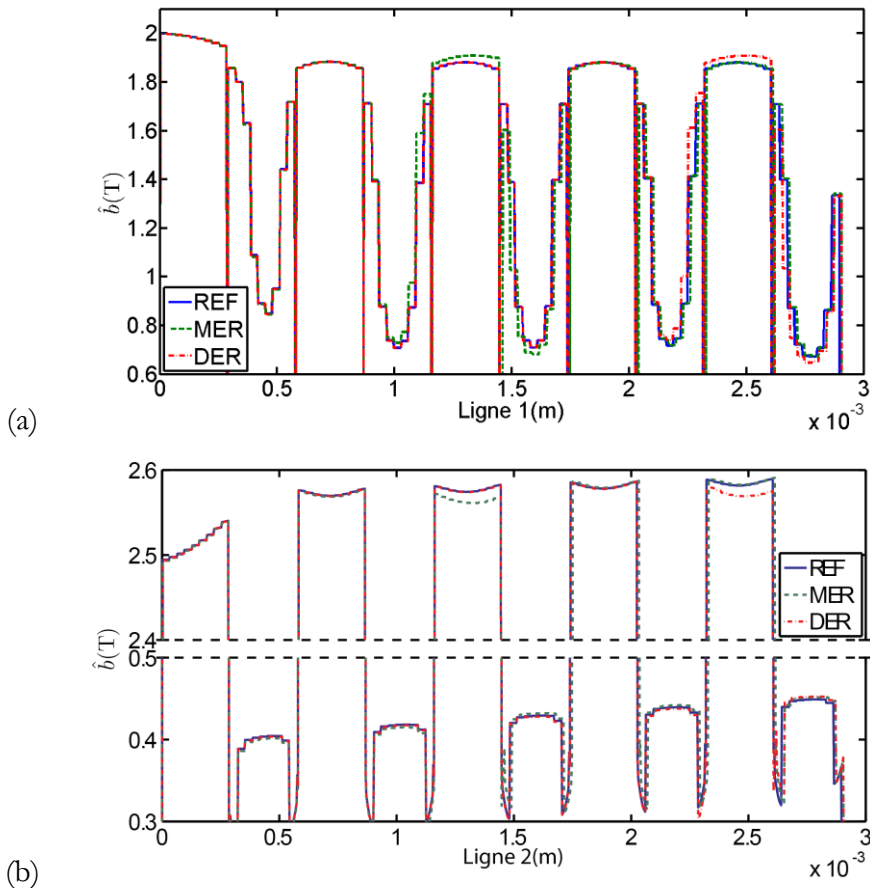


Figure 2-31 Distributions de l'induction obtenues par simulations EF, avec entrefers quasi homogène, le long de a) la ligne 1 et de b) la ligne 2

2.2.3.4 Simulations avec répartition non homogène

Dans cette dernière simulation, le modèle est paramétré de façon à avoir une répartition non homogène (NH) des entrefers interlaminaires. Ceux-ci sont répartis de façon à avoir une faible valeur pour le premier entrefer, puis une augmentation de la taille des entrefers jusqu'au dernier. Cette augmentation est donnée par l'équation (2-12) où e_N est l'épaisseur de l'entrefer

$$\begin{cases} e_1 = 5\mu m \\ e_N = 5\mu m + 0.1 \times 2^{N-2} \text{ pour } N \in \{2, 3 \dots 9\} \end{cases} \quad (2-12)$$

Cette répartition d'entrefer pourrait, dans la réalité, être la conséquence de fortes vibrations du noyau magnétique. La Figure 2-32 montre les résultats le long des lignes 1 et 2 pour cette simulation et celle de référence. Le long de la ligne 1, un accroissement de la non homogénéité est constaté quand l'entrefer devient plus important. De même, le long de la ligne 2, l'accroissement de l'épaisseur de l'entrefer entraîne un changement de distribution du flux magnétique. Celui-ci entraîne logiquement une augmentation des pertes fer dans le circuit magnétique. Nous avons, encore une fois, appliqué une courbe de pertes

sur les résultats de la ligne 1. Dans ce cas, la non homogénéisation des entrefers interlaminaires entraîne une augmentation de 3% des pertes fer.

Les mesures effectuées sur le transformateur monophasé ont montré qu'il existe une relation entre les déformations du circuit magnétique et les pertes fer. En effet, la mise sous pression des coins conduit à une réduction des déformations générées par le circuit magnétique. Ces déformations sont à l'origine d'une répartition non homogène des entrefers interlaminaires. Cette réduction peut expliquer la baisse des pertes fer avec la pression. Cette hypothèse a été vérifiée par des simulations qui, bien que planes, permettent de visualiser des tendances de la répartition du flux magnétiques à l'approche des coins.

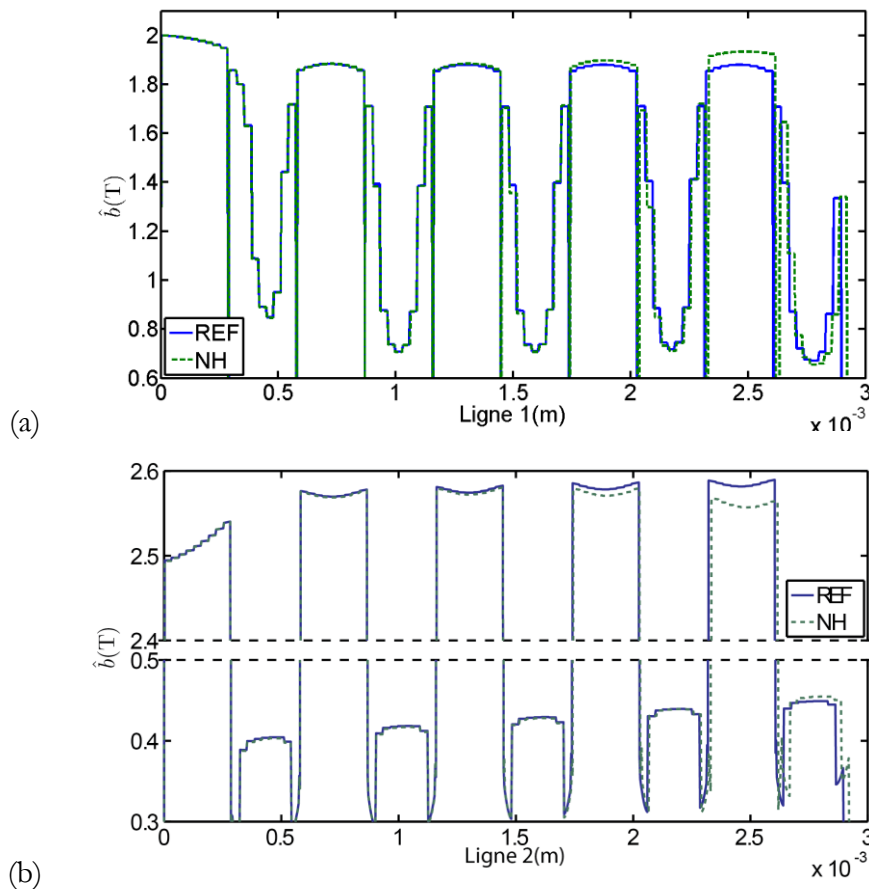


Figure 2-32 Distributions de l'induction obtenues par simulations EF, avec entrefers non homogènes, le long de a) la ligne 1 et de b) la ligne 2

2.2.4 Mesures sur les cadres de mesure avec mise en pression des coins

2.2.4.1 Mesures des pertes fer des trois cadres de mesures

Pour réduire l'effet des vibrations sur les pertes fer, nous avons appliqué une pression de 1000Pa sur les coins des cadres court, moyen et long. Les résultats des mesures

de pertes fer sont montrés à la Figure 2-33. Contrairement aux essais précédents (Figure 2-22), les pertes du cadre court sont bien inférieures au cadre moyen. A partir de ces relevés, nous avons appliqué la méthode des trois cadres.

En plus de ces essais, nous avons effectué des essais de pertes sur des cadres :

- de géométries identiques à celui du cadre moyen,
- avec un arrangement Step Lap des coins et donc des géométries de découpe de tôles différentes,
- de tôles de qualité identique.

Deux configurations Step Lap ont été caractérisées :

- Step Lap 2 marches, 1 tôle par marche, 5mm de chevauchement
- Step Lap 2 marches, 1 tôle par marche, 20mm de chevauchement

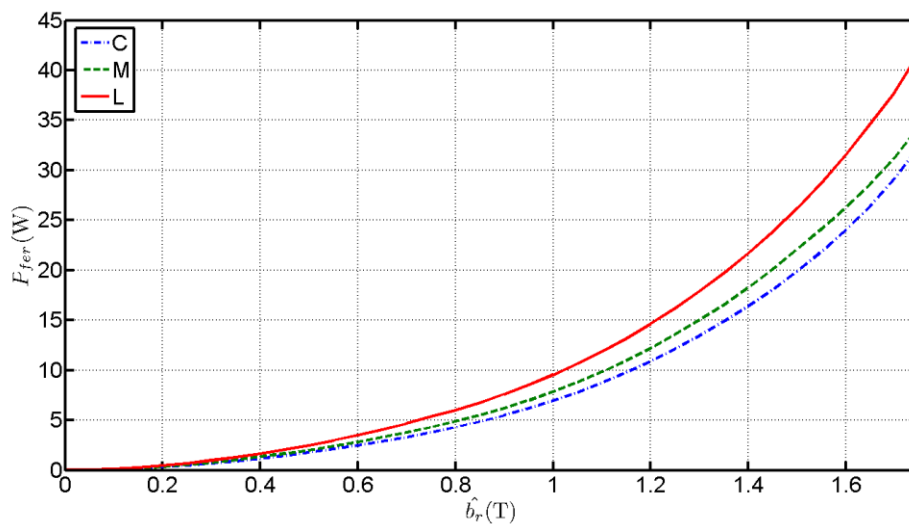


Figure 2-33 Evolution selon \hat{b}_r des pertes fer des cadres court, moyen et long avec la mise en pression des coins

2.2.4.2 Exploitations des résultats de mesure

Premièrement, en appliquant la méthode des trois cadres, nous obtenons les pertes fer massiques (coefficients directeurs des droites) des parties droites et les pertes fer des coins de l'arrangement Butt Lap (Figure 2-34).

Deuxièmement la Figure 2-35 montre les pertes fer du cadre moyen avec la configuration « Butt Lap », les deux configurations « Step Lap » et les pertes fer des parties droites, ces dernières provenant de la détermination par la méthode des trois cadres. Nous pouvons noter que l'arrangement « Butt Lap » est beaucoup plus énergivore que les autres arrangements.

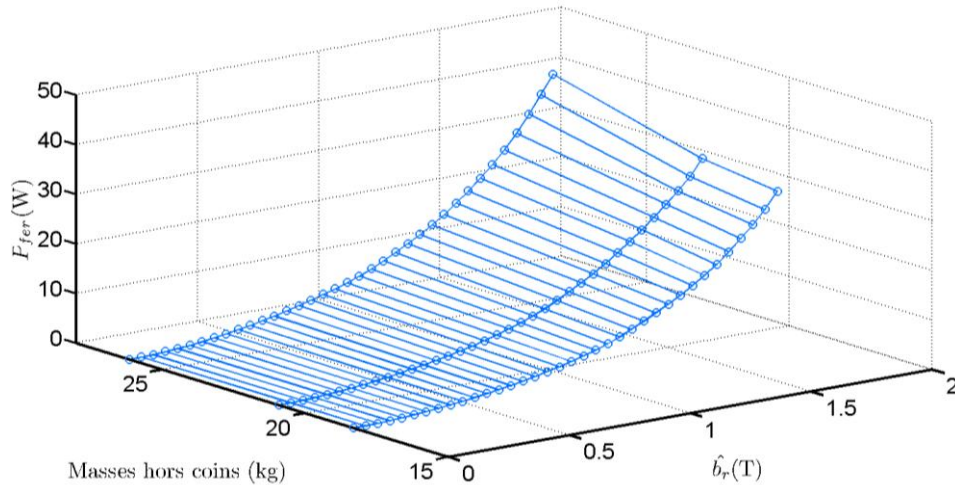


Figure 2-34 Evolution des P_{fer} des cadres de mesures selon les masses hors coins et selon \widehat{b}_r avec la méthode des trois cadres

Ces mesures nous permettent ensuite d'isoler les pertes fer produites par les zones des coins en appliquant la relation suivante :

$$P_{fer/M}^{coins} = \frac{P_{fer/M}^M - P_{fer/M}^{bras} \times M^{bras}}{M^{coins}} \quad (2-13)$$

Où : - $P_{fer/M}^{coins}$ sont les pertes fer massiques des coins,

- $P_{fer/M}^M$ fer mesurées sur le cadre moyen,

- $P_{fer/M}^{bras}$ sont les pertes fer massiques des bras,

- M^{bras} est la masse des bras dont la longueur (par bras) est de 0.3m,

- M^{coins} est la masse des coins.

Nous avons appliqué cette formule pour le cadre moyen « Butt Lap » et les deux cadres « Step Lap ». Les résultats sont montrés à la Figure 2-36. Encore une fois, la configuration « Butt Lap » des coins est beaucoup plus énergivore que les autres. En effet, les coins de la configuration « Butt Lap » consomment, pour notre géométrie, 43% des pertes fer totales à 1.7T. Ce pourcentage baisse à 17% et 23% pour, respectivement, le « Step Lap » de 5mm et 20mm. De plus, les configurations Step Lap permettent aux coins d'avoir des pertes fer massiques inférieures à celles des bras (Figure 2-36).

Ces résultats montrent la grande influence du mode de construction des coins des transformateurs sur leurs performances énergétiques. Notons que notre méthode des trois cadres se révèle très utile puisqu'elle permet d'isoler les pertes fer produites par les coins de configurations différentes. Il serait intéressant, dans le futur, d'appliquer cette méthodologie avec différentes configurations de coins, ce qui permettrait de quantifier expérimentalement et de manière fine l'influence des constructions des coins sur les pertes fer.

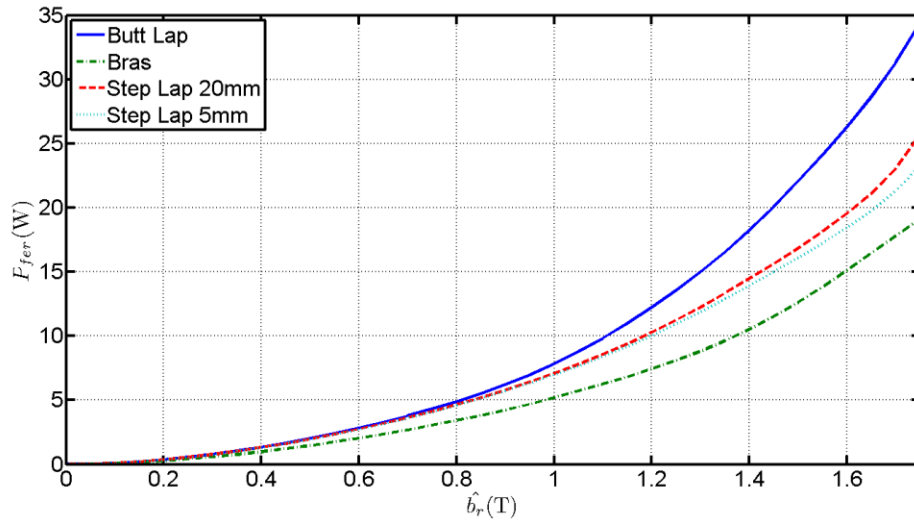


Figure 2-35 Evolutions des pertes fer des cadres de mesures de taille moyenne pour différentes configurations selon \widehat{b}_r

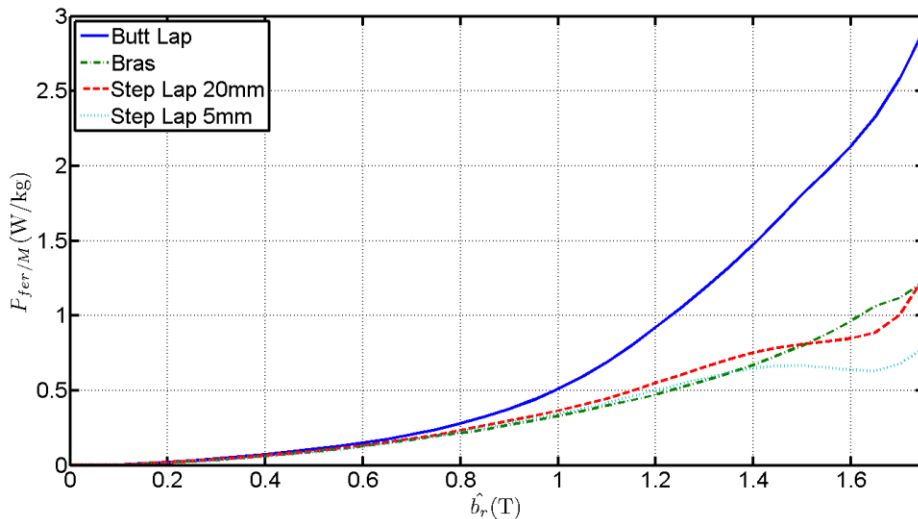


Figure 2-36 Comparaison selon \widehat{b}_r des pertes fer massiques des coins de différents arrangements

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une méthode permettant de dissocier les pertes fer localisées dans les coins des parties droites. Ces essais ont permis, d'une part, de constater la grande influence de la géométrie d'assemblage des coins sur les performances énergétiques des transformateurs et, d'autre part, de récolter de précieuses informations sur l'influence des qualités de tôles sur les pertes fer et la répartition du flux magnétique. Nous pouvons déjà identifier trois paramètres qui vont influencer sur l'optimisation des pertes fer dans le transformateur :

- l'anisotropie : ce paramètre va modifier la répartition du flux dans les zones des coins. En effet, une anisotropie élevée va conduire à une répartition homogène du flux magnétique dans les coins. Cette répartition va tendre à rendre plus énergivore les coins des transformateurs
- le comportement à saturation : comme nous ont montré les tests sur les cadres Epstein, il va influencer sur l'évolution de la longueur moyenne de flux à haute induction, variable proportionnelle au facteur de construction. Cette tendance reste à être confirmée sur des dispositifs plus proches des transformateurs.
- l'épaisseur : ce paramètre va modifier la répartition du flux magnétique comme nous l'ont montré les simulations par Eléments Finis. En effet, la faible perméabilité dans la DN fait que l'utilisation d'une épaisseur de tôle GO plus fine va entraîner une augmentation de la non homogénéité du flux magnétique dans les coins, ce qui va impacter sur les pertes fer produites.

Ces paramètres vont modifier la répartition du flux magnétique et vont impacter les pertes fer, comme nous l'avons montré. De plus, ils vont aussi influencer le bruit acoustique, fortement dépendant de la répartition du flux magnétique.

Chapitre 3 Circuits magnétiques composés de tôles découpées d'une pièce

3.1 Structure annulaire

Séparer les effets de la magnétostriction de ceux des forces de Maxwell constitue un verrou important à lever pour comprendre la manière dont le bruit est généré par un transformateur. L'utilisation d'une structure annulaire constituée d'un empilement de tôles GO a permis de mener des investigations offrant des réponses concrètes. Les essais sont menés avec une approche macroscopique, sans entrer dans les détails cristallographiques du matériau. On considère donc la tôle telle quelle ; l'analyse est portée sur son comportement vibratoire [76] [77].

3.1.1 Présentation du banc de test

3.1.1.1 Présentation de la structure annulaire

La structure est constituée d'un empilement de disques de tôles GO. Chaque disque de la pile est décalé de celui qui le précède d'un angle β constant (Figure 3-1). Cette structure est intéressante à double titre :

- premièrement, elle va, nous le verrons par la suite, nous permettre de quantifier les effets des forces de Maxwell et ceux dus à la magnétostriction.
- deuxièmement, deux disques décalés peuvent être vus comme la superposition de tôles d'un coin de transformateur, au niveau du joint, c'est-à-dire là où des tôles des jambes s'enchevêtrent avec des tôles des culasses.

Le trou central permet de bobiner des conducteurs afin de magnétiser le paquet de tôles.

Les vibrations axiales (selon z) et radiales (dans la direction de y) sont analysées pour deux structures : $\beta = 0^\circ$ et $\beta = 90^\circ$.

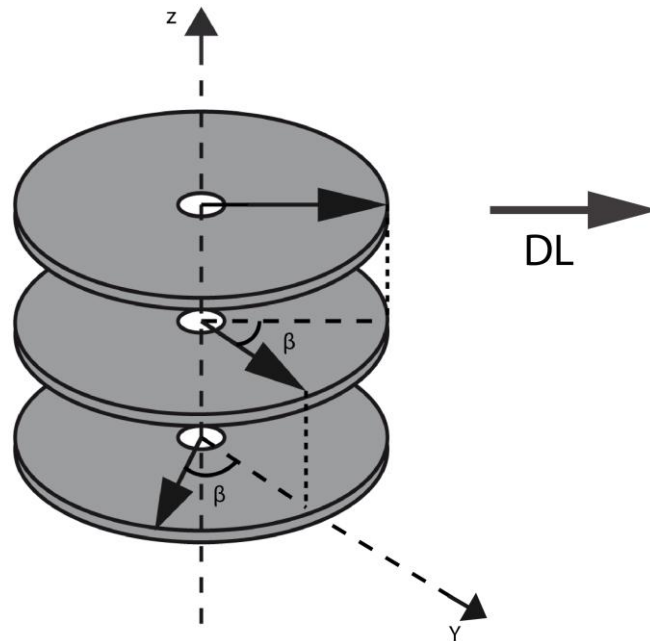


Figure 3-1 Empilement de disques décalés

- pour $\beta = 0^\circ$, il n'y a aucune raison pour que le flux magnétique circule d'une couche à l'autre puisque tous les anneaux sont empilés avec leurs DL parallèles. De cette façon, il n'y a pas de forces de Maxwell entre les disques si bien que les déformations sont seulement liées à la magnétostriction.
- pour $\beta = 90^\circ$, les déformations axiales se traduisent par une combinaison de forces de Maxwell et de magnétostriction. En effet, le flux va s'établir dans le plan des tôles mais, lorsque les caractéristiques dans la DT rendent le chemin offert au flux trop réductant, il s'établit vers les tôles supérieures ou inférieures. Ainsi, les tôles sont à la fois soumises aux effets magnétostrictifs et à des forces de Maxwell. On peut déjà, à ce stade de la présentation, entrevoir la complexité de la combinaison des deux phénomènes puisque la magnétostriction selon la DN va tendre à faire « gonfler » les tôles alors que les forces de Maxwell vont minimiser les entrefers interlaminaires.

Les vibrations radiales sont causées, quel que soit l'empilement, uniquement par l'effet magnétostrictif.

3.1.1.2 Présentation du banc de test

Le dispositif expérimental a été réalisé pour maximiser la fiabilité des mesures (Figure 3-2). Les deux configurations d'empilements sont montées à l'intérieur d'une structure permettant de mettre en rotation les dispositifs autour de leur axe central, ce qui permet de faciliter le placement des capteurs. Deux qualités de tôles ont été testées : la première est du « PowerCore C » de 0.35mm d'épaisseur nominale et la seconde est une tôle « PowerCore H » de 0.30mm d'épaisseur. Les empilements réalisés à l'aide de tôles

« PowerCore C » sont constitués de 174 tôles, alors que ceux réalisés à l'aide de tôles « PowerCore H » sont constitués de 203 tôles, ceci afin que tous les empilements aient les mêmes dimensions. La première qualité est évidemment moins anisotrope et a une saturation qui intervient, à H donné, plus rapidement comme le montre la Figure 3-3. L'isolation entre les tôles est d'environ 5 μm .

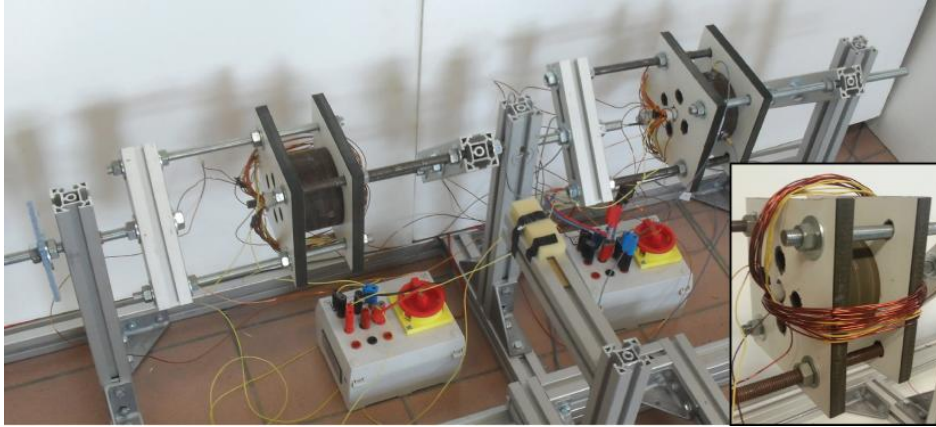


Figure 3-2 Banc de test des structures annulaires

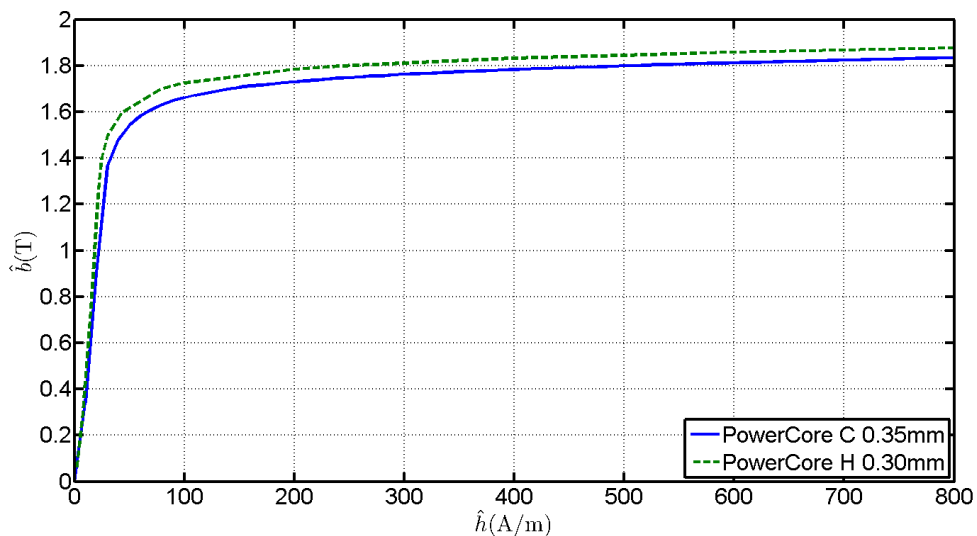


Figure 3-3 Courbe d'aimantation des qualités de tôles GO des structures annulaires

Les tôles sont serrées entre deux plaques en bakélite non magnétiques, repérées par les lettres A et B, et maintenues par des tiges filetées. Le couple de serrage appliqué sur les écrous est contrôlé avec une clé dynamométrique et il est identique pour chaque empilement. Des trous ont été percés à travers les plaques de bakélite pour permettre le placement d'accéléromètres pour mesurer les déformations axiales. Les points de mesures, numérotés de A_1 à A_4 et de B_1 à B_4 , sont présentés à la Figure 3-4.a. Les trous en vis à vis sont numérotés de la même manière. La référence spatiale pour les mesures radiales est la DL de la première tôle de l'empilement (contre la plaque A). Elle est alignée le long de l'axe $x'x$ passant par les trous 1 et 3 (Figure 3-4.b). Le point « radial » mesuré est situé à un angle γ par rapport à cette référence. Pour la structure non décalée, $\gamma = 0^\circ$ correspond à la DL de toutes les tôles de l'empilement. Pour la structure décalée, $\gamma = 0^\circ$ voit une succession de DL et de DT.

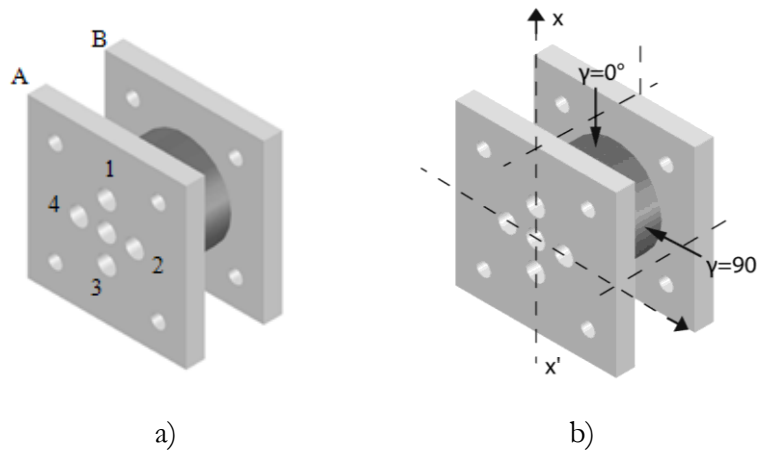


Figure 3-4 Situation des points de mesures axiales et radiales

3.1.1.3 Analyse modale

Chaque structure présente un comportement mécanique qui peut être caractérisé par ses fréquences de résonance. Si la structure est excitée à ces fréquences, les vibrations seront amplifiées. Ces fréquences sont identifiées grâce à une analyse modale qui permet également de visualiser les déformations modales.

Il existe trois méthodes expérimentales d'analyse modale [78] :

- le système à marteau d'impact : on utilise un marteau équipé d'un capteur de force et un accéléromètre, généralement fixe lors de l'essai. L'impact excite une large gamme de fréquences. Les signaux du marteau et de l'accéléromètre sont transmis à une centrale d'acquisition Bruel & Kjaer. Un logiciel dédié, PULSE Labshop avec option « analyse modale », permet de déterminer et de visualiser la réponse fréquentielle ainsi que la cohérence, indicative de la qualité du test. Cette méthode a l'avantage d'être simple, rapide et souple dans le choix de la zone excitation. En contrepartie, elle est limitée en fréquence (environ 8 kHz).
- le système à pot vibrant : on utilise un pot vibrant fixé à la structure pour l'exciter à fréquence fixe, aléatoire, pseudo aléatoire, ou encore impulsionnelle.
- le système à excitation magnétique : on utilise, lorsque la structure en est pourvue, le système d'excitation magnétique pour l'exciter. D'abord, on alimente le bobinage avec un signal à profil rectangulaire riche en harmoniques qui va exciter un large spectre de fréquences. Puis, les fréquences naturelles ayant été approximativement situées, on vient affiner la mesure avec un courant sinusoïdal dont la fréquence est ajustée manuellement jusqu'à trouver la réponse d'amplitude maximale.

Concernant notre structure, nous devons effectuer cette analyse pour vérifier que les deux empilements ont des fréquences de résonance similaires. Le vérifier permet de s'assurer que les différences vibratoires obtenues ne sont dues qu'aux origines des vibrations et non à une différence de comportement mécanique. Pour ce faire, nous avons

effectué une analyse modale avec le marteau d'impact. La Figure 3-5 montre les résultats de ces essais sur les empilements CGO 0.35mm. Chaque résultat sur chaque empilement résulte d'une moyenne de 3 essais. La cohérence montre une bonne répétitivité des mesures puisqu'elle est majoritairement proche de 1. Ces essais montrent que nos deux empilements ont des comportements de résonance similaires.

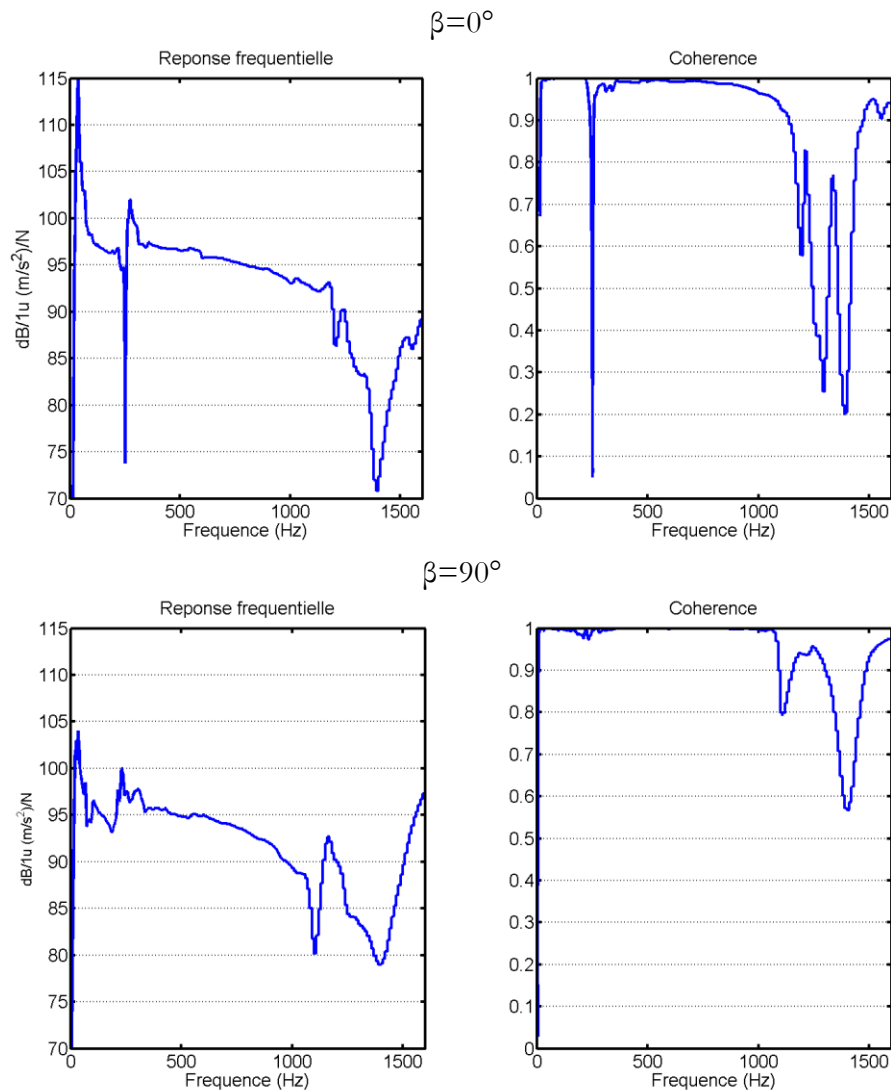


Figure 3-5 Analyse modale pour les deux décalages des structures annulaires

3.1.2 Modélisation par Éléments Finis

Avant de présenter les mesures vibratoires, nous proposons de modéliser avec un logiciel Éléments Finis les structures annulaires. En effet, bien comprendre comment le flux s'établit dans les tôles va faciliter l'interprétation des relevés vibratoires.

3.1.2.1 Définition du modèle

Nous avons choisi de ne pas simuler l'ensemble des empilements mais un modèle représentatif des phénomènes qui s'y déroulent. En effet, la géométrie obtenue avec $\beta=90^\circ$ impose d'effectuer la simulation en 3D est modéliser chaque tôle et son isolant conduisant à des temps de calcul rédhibitoires. Par ailleurs, le phénomène se répétant tous les deux tôles, on se contente d'un modèle constitué de la manière suivante : demi-tôle, entrefer, tôle, entrefer, demi-tôle. Des conditions de symétrie ont été appliquées à la surface extérieure des demi-tôles pour simuler un empilement de longueur infinie. Ce modèle est représenté à la Figure 3-6.

Les entrefers ont une épaisseur de 0.035mm, soit 10% de l'épaisseur des tôles utilisées. Les disques présentent la même géométrie que celle des disques utilisés expérimentalement. L'induction moyenne dans les simulations, 0.5T, permet des niveaux réalistes d'induction maximum.

Pour vérifier la validité de notre modèle, nous l'avons comparé à une simulation effectuée avec un empilement de 6 tôles (Figure 3-7) avec les mêmes conditions concernant les tôles et l'excitation. Ces simulations sont réalisées avec :

- des tôles décalées d'un angle $\beta=90^\circ$
- des perméabilités relatives linéaires $\mu_{DL}=36000$, $\mu_{DT}=4300$ et $\mu_{DN}=50$. La formulation de l'anisotropie est celle classiquement utilisée dans les simulations magnétiques [79] :

$$\begin{pmatrix} b_{DL} \\ b_{DT} \\ b_{DN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu_{DL} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{DT} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{DN} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} h_{DL} \\ h_{DT} \\ h_{DN} \end{pmatrix} \quad (3-1)$$

La Figure 3-8 présente les résultats des deux simulations. On constate que les répartitions de l'induction dans les tôles et dans l'entrefer sont quasiment identiques. Les niveaux d'induction sont, eux aussi, très proches puisque la différence entre les deux inductions maximales est de 0.44% dans la tôle et de 2% dans l'entrefer. Les phénomènes de répartition d'induction seront étudiés dans la suite de l'étude. Les très faibles écarts entre ces deux simulations valident le modèle réduit que nous allons utiliser et permet de limiter les temps de calcul.

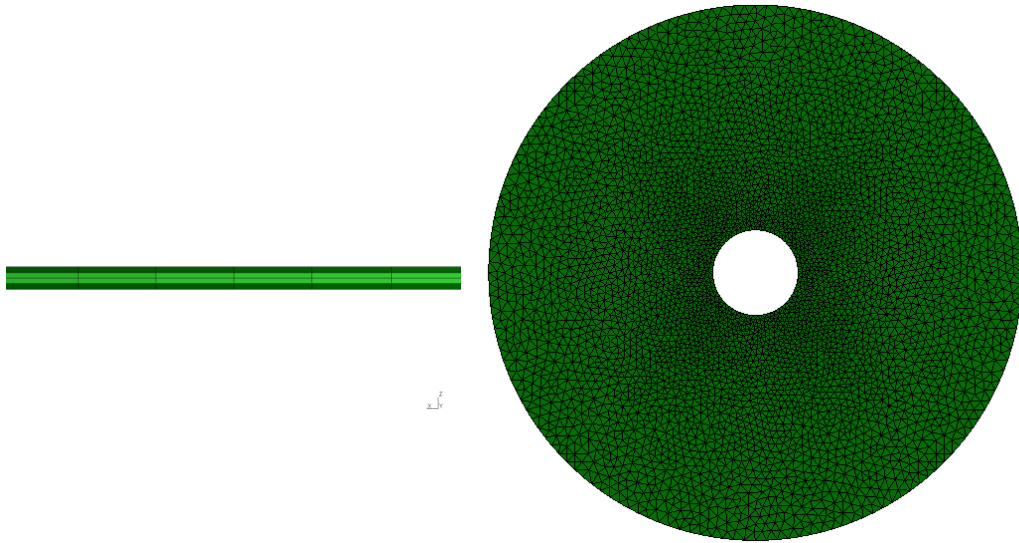


Figure 3-6 Maillage du modèle EF 3D simplifié

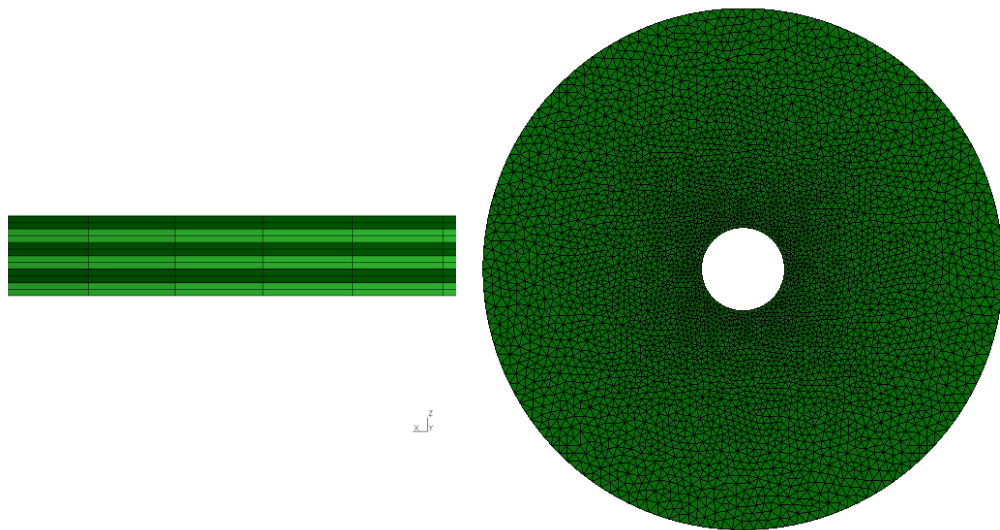


Figure 3-7 Maillage du modèle EF 3D à 6 tôles

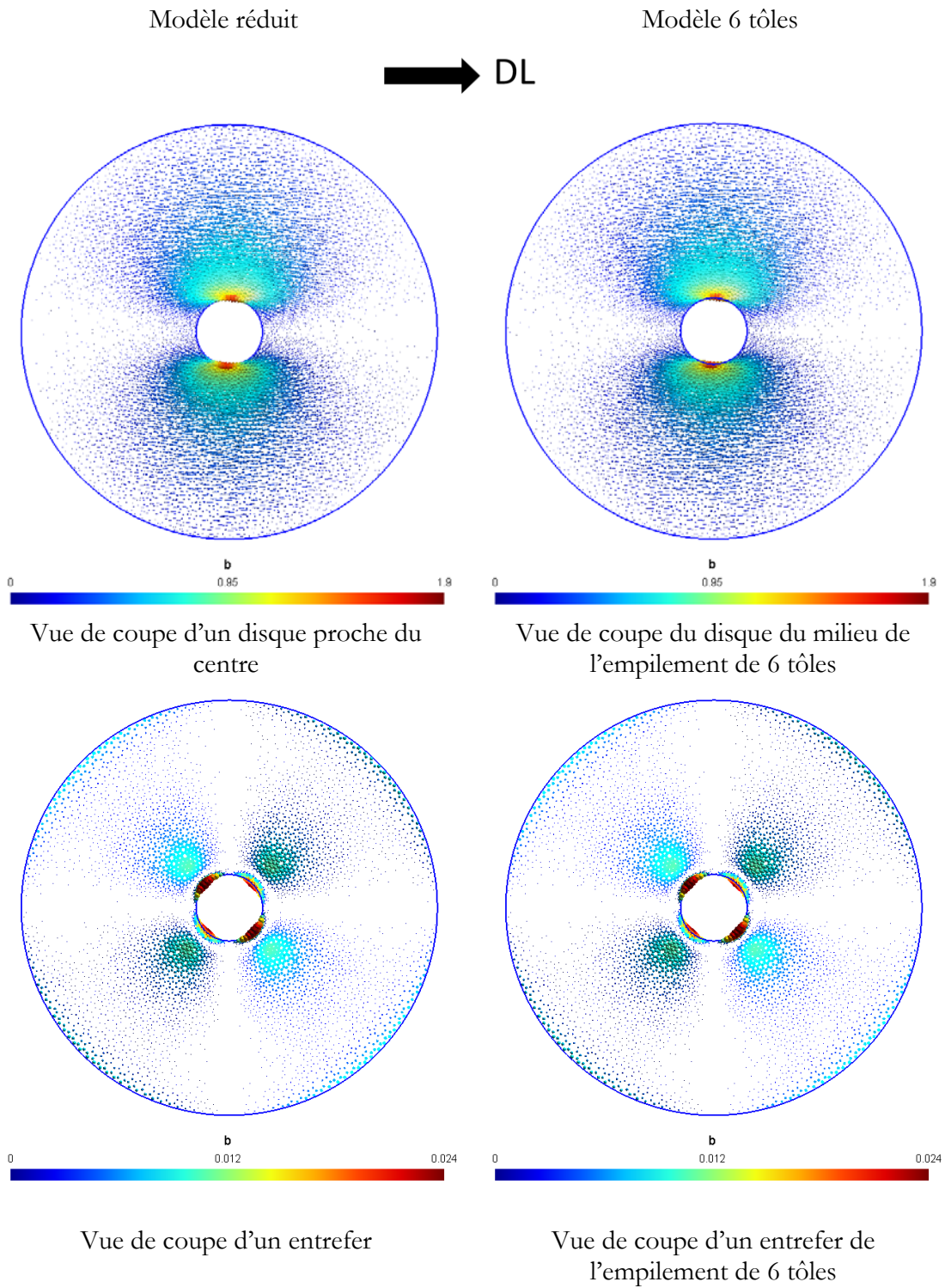


Figure 3-8 Résultats des simulations des deux modèles EF

3.1.2.2 Simulation avec un modèle isotrope

Dans un premier temps, nous avons simulé un empilement de disques isotropes avec les perméabilités linéaires suivantes : $\mu_{DL}=\mu_{DT}=\mu_{DN}=36000$.

La Figure 3-9 montre les résultats de cette simulation.

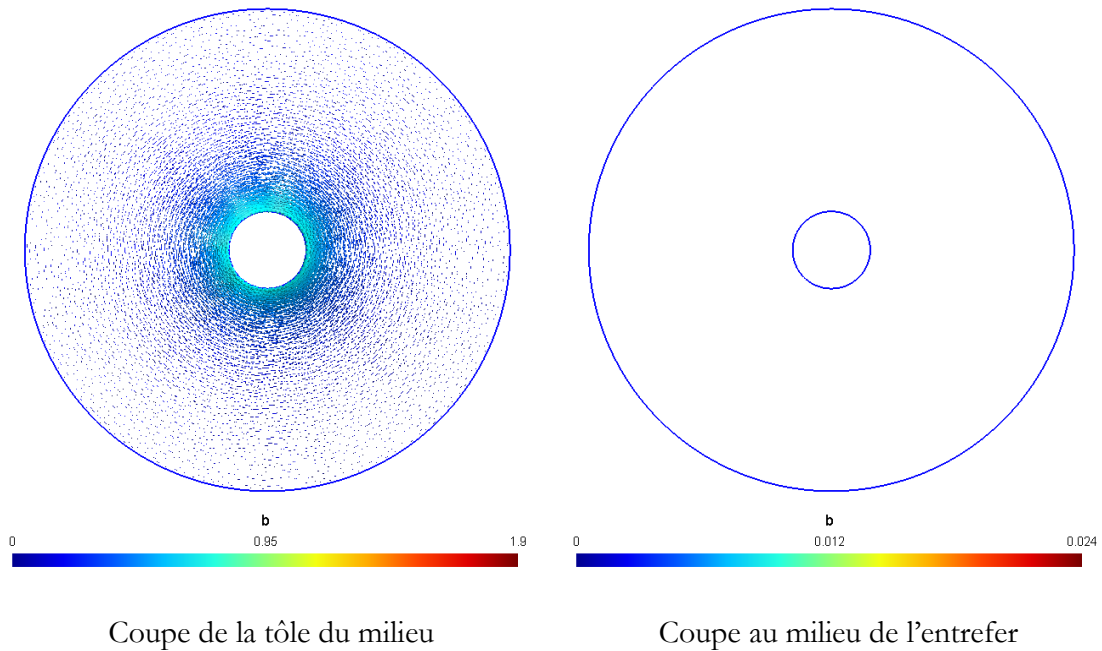


Figure 3-9 Distribution de l'induction au milieu d'une tôle et dans l'espace interlaminaire avec des tôles isotropes

Le flux dans un disque isotrope se concentre au niveau du rayon intérieur et il n'y a aucun passage de flux d'une tôle à une autre.

3.1.2.3 Simulation de tôles anisotropes non décalées ($\beta=0^\circ$)

Cette simulation a été effectuée avec les perméabilités relatives linéaires égales à 10000 pour la DL, 1000 pour la DT et 50 dans la DN. La Figure 3-10 montre les résultats de cette simulation. Le flux se concentre au niveau du rayon intérieur quand il s'établit dans le sens de laminage. Dans la direction transverse, la perméabilité est plus faible et le flux se répartit de façon plus homogène dans la tôle. Avec le non décalage des tôles, le flux n'a pas de raison de s'établir dans l'espace interlaminaire.

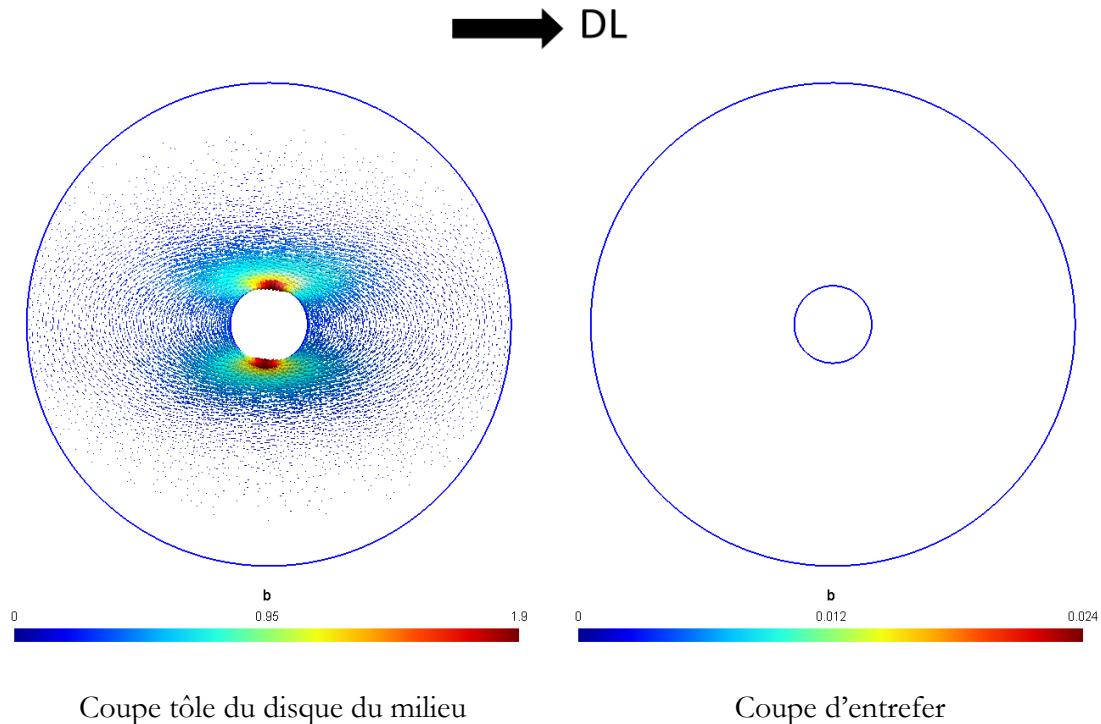


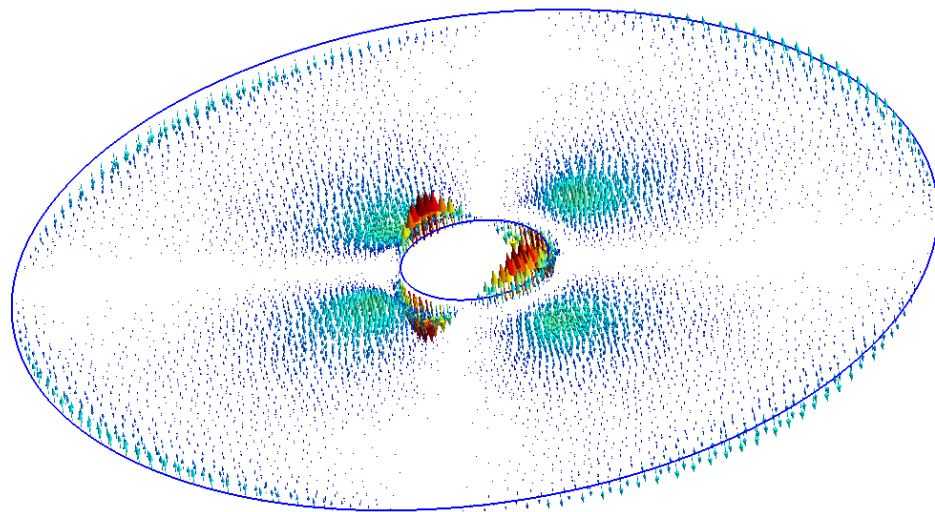
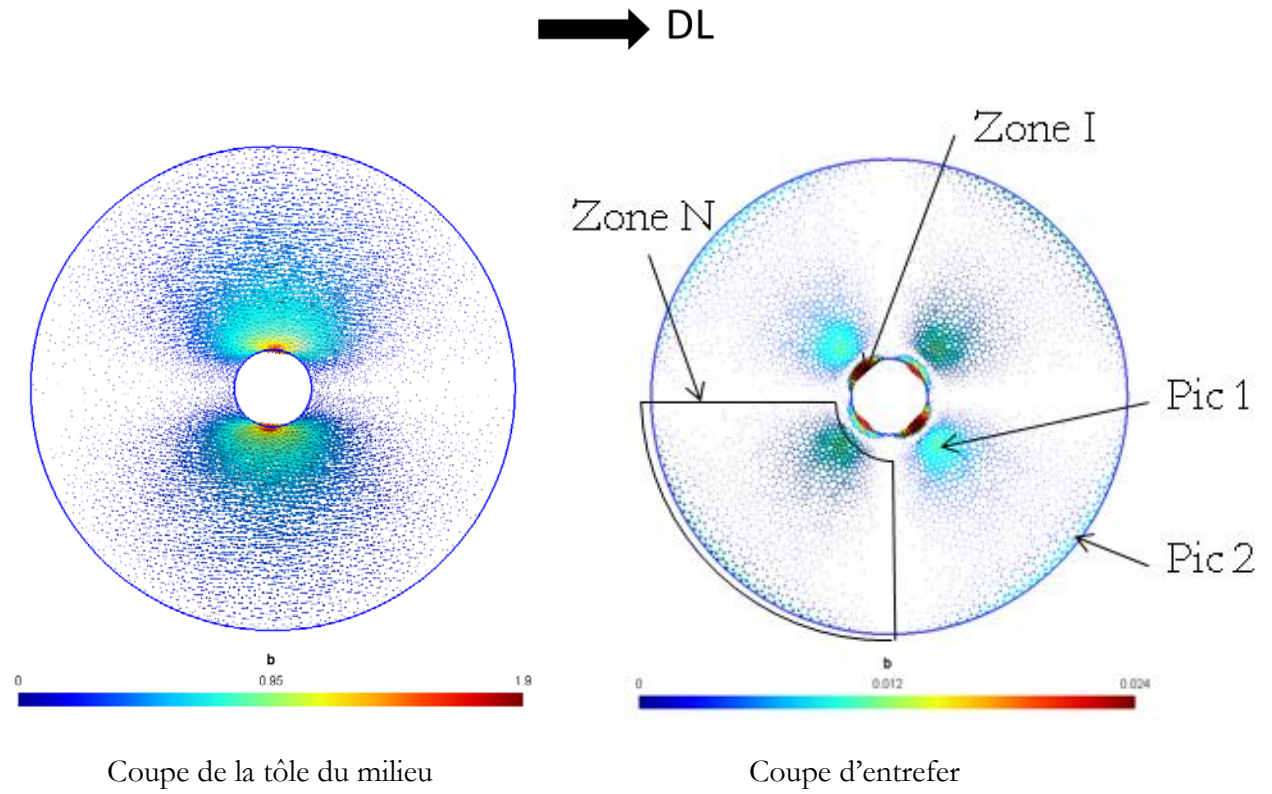
Figure 3-10 Distribution de l'induction au milieu d'une tôle et dans l'espace interlaminaire avec des tôles anisotropes et non décalées

3.1.2.4 Simulation de tôles anisotropes décalées ($\beta=90^\circ$)

Cette simulation a été effectuée avec les mêmes perméabilités relatives que précédemment ; seules les tôles sont décalées. La Figure 3-11 montre l'influence du décalage des tôles sur la distribution de l'induction dans une tôle et l'entrefer.

Le champ magnétique suit le chemin de plus faible reluctance. Il « préfère » donc s'établir dans la direction de laminage dans chacune des tôles. Ainsi, au lieu de s'établir dans la direction transverse, il « traverse » l'entrefer pour emprunter la direction de laminage de la tôle voisine. Cela se traduit par des inductions très faibles dans la direction transverse et la présence de champ dans l'entrefer. On peut remarquer deux phénomènes :

- un phénomène « normal », prépondérant et repéré au niveau de l'entrefer par les « zones N ». On l'appelle « normal » car il correspond au passage du flux d'une DL à une autre. On peut remarquer l'existence de deux pics d'induction repérés « pic 1 » et « pic 2 », que nous allons expliquer par des simulations 2D.
- un phénomène « inverse », repéré par les « zones I », proche du rayon intérieur, et minoritaire pour notre géométrie. Nous reviendrons par la suite sur cette zone particulière.



Entrefer vu 3D

Figure 3-11 Distribution de l'induction au milieu d'une tôle et dans l'espace interlaminaire avec des tôles anisotropes et décalées

3.1.2.5 Explication du phénomène « normal » par simulation 2D

3.1.2.5.1 Modèle 2D

Le modèle utilisé est constitué d'un disque divisé en quatre parties constituées de matériaux anisotropes dont le sens de laminage est montré par des flèches à la Figure 3-12. Le rapport d'anisotropie est $\mu_{DL}/\mu_{DT}=10$. La répartition de l'induction suivant la « ligne 1 » sera représentative du comportement du flux dans l'entrefer de notre simulation 3D. Dans les simulations qui vont suivre, nous allons modifier la géométrie de ce modèle : les cercles intérieurs et/ou extérieurs pourront être remplacés par des cadres carrés.

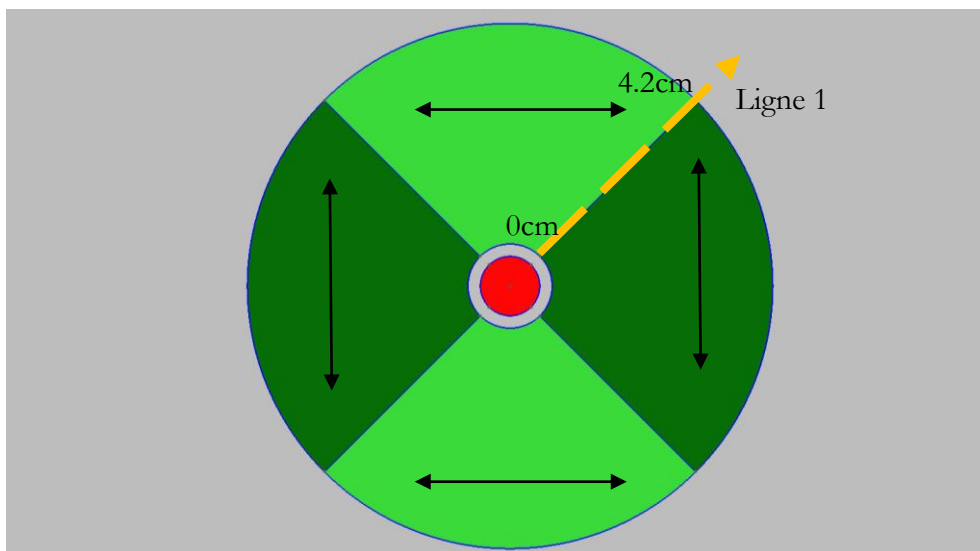


Figure 3-12 Définition du modèle 2D

3.1.2.5.2 Simulation carré intérieur – carré extérieur

La Figure 3-13 montre la distribution de l'induction dans le disque et son évolution suivant la ligne 1. Pour cette géométrie, le flux s'établit dans le sens de laminage. L'induction, suivant la ligne 1, est maximale à l'intérieur du cadre puis elle diminue.

3.1.2.5.3 Simulation cercle intérieur – carré extérieur

Lorsque le contour intérieur est circulaire, une zone V est presque « vide » de flux (Figure 3-14). En effet, comme le flux préfère circuler dans le sens de laminage, une zone à faible induction apparaît. On le constate bien avec les variations suivant la ligne 1 : il y a un décalage du maximum d'induction.

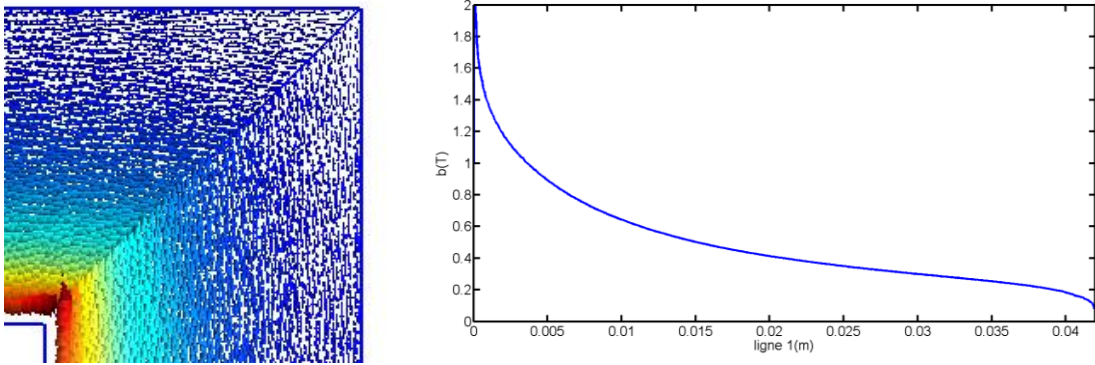


Figure 3-13 Distribution de l'induction pour une structure « carré intérieur – carré extérieur »

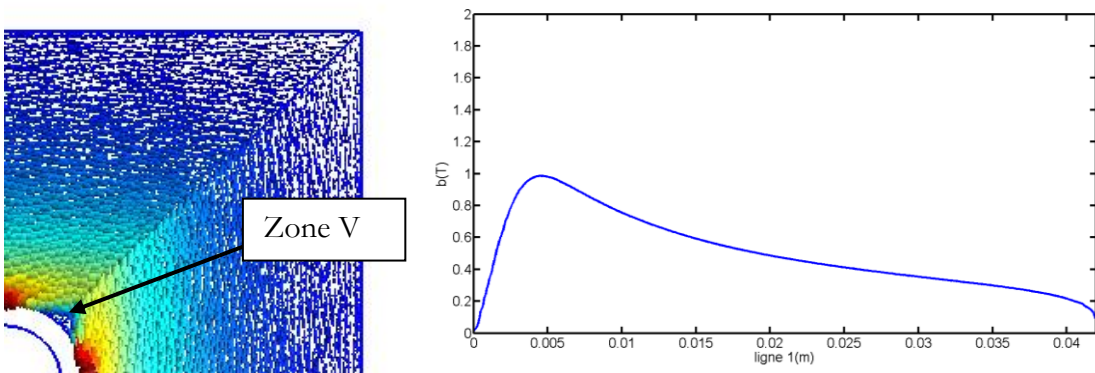


Figure 3-14 Distribution de l'induction pour une structure « cercle intérieur – carré extérieur »

3.1.2.5.4 Simulation carré intérieur – cercle extérieur

La Figure 3-15 traite le cas inverse : l'intérieur de la géométrie est carré et l'extérieur circulaire.

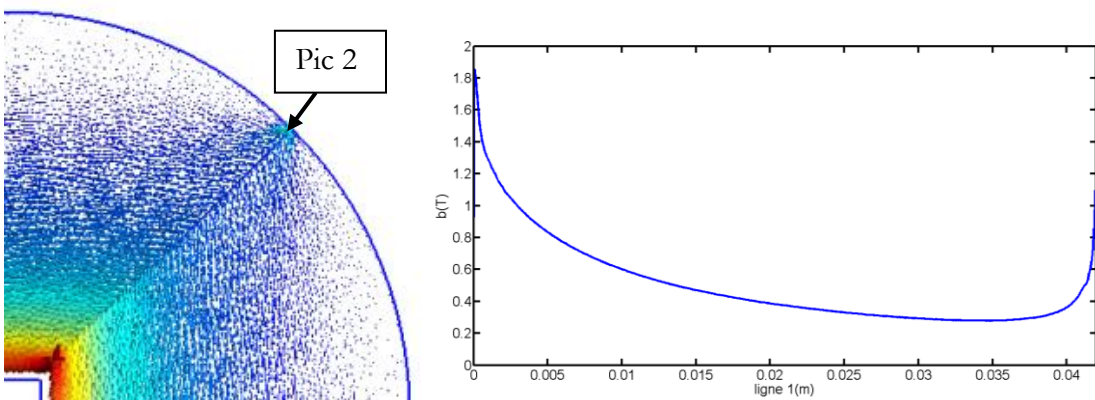


Figure 3-15 Distribution de l'induction pour une structure « carré intérieur – cercle extérieur »

Le flux à l'approche du trou central se comporte comme lors de la première simulation 2D. Nous pouvons remarquer qu'un deuxième pic d'induction apparaît suivant la ligne 1, à l'approche du bord extérieur (pic 2). Celui-ci a deux origines :

- le flux suivant la DL passe naturellement en ce point.
- le flux a tendance à se concentrer dans cette zone, le contour circulaire « l'empêchant » de continuer à s'établir de manière homogène dans la DT.

3.1.2.5.5 Simulation cercle intérieur – cercle extérieur

La géométrie finale présente des contours intérieur et extérieur circulaires (Figure 3-16). Nous retrouvons avec les deux phénomènes évoqués précédemment :

- le premier pic décalé au niveau du rayon intérieur,
- le second pic au niveau du rayon extérieur.

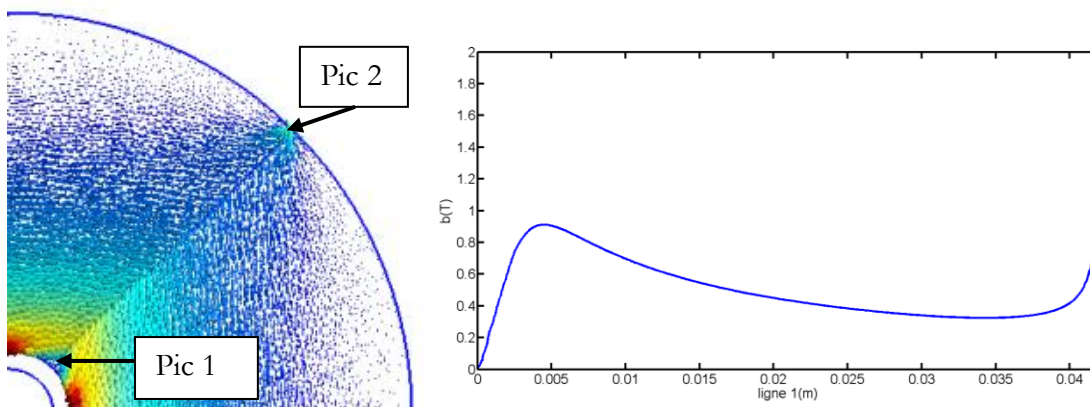


Figure 3-16 Distribution de l'induction pour une structure « cercle intérieur – cercle extérieur »

Ceux-ci expliquent les deux pics du phénomène « normal » trouvés dans la simulation initiale (Figure 3-11). Ce phénomène évolue en fonction de la variation du rayon intérieur R_{int} par rapport au rayon extérieur R_{ext} . La Figure 3-17 montre cette évolution à induction moyenne identique. Quand ce ratio augmente, le premier pic s'estompe et il ne reste que le second.

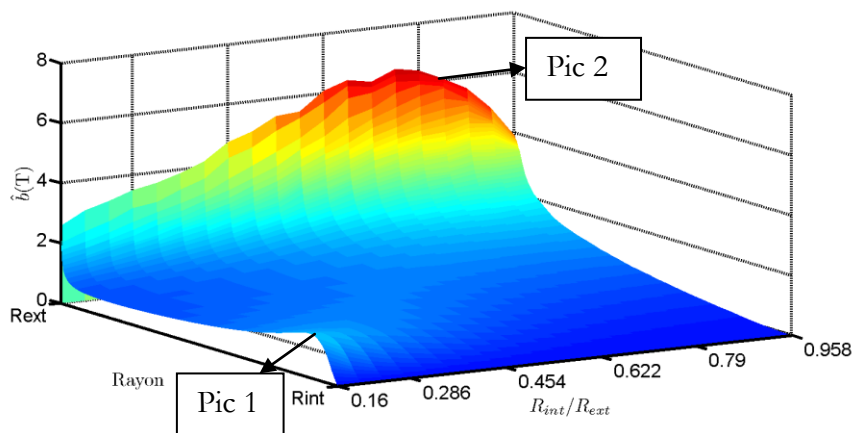


Figure 3-17 Induction suivant la ligne 1 pour différents R_{int}/R_{ext} à induction moyenne constante

3.1.2.6 Explication du phénomène « inverse » par simulation 3D

Pour expliquer le phénomène inverse, nous avons changé le ratio R_{int}/R_{ext} dans les simulations 3D. Avec un ratio égal à 0.815, le disque s'affine, comme le montre la Figure 3-18.

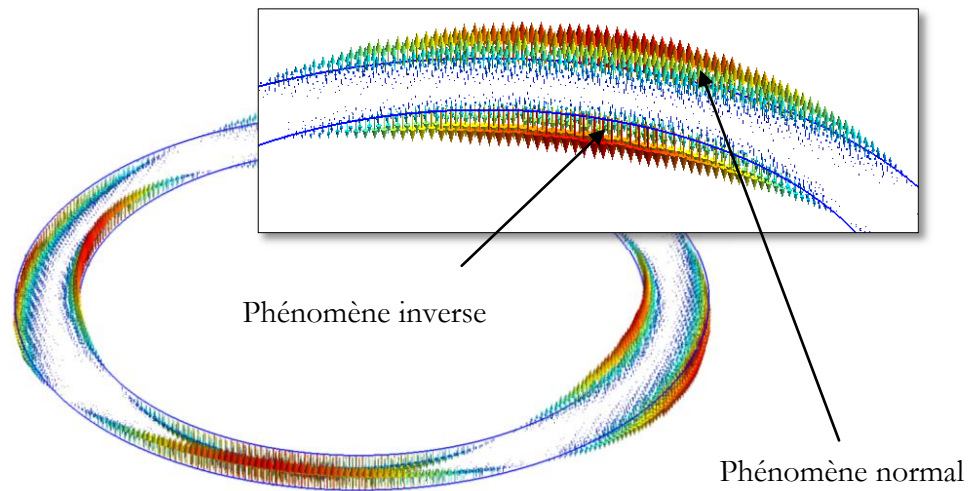


Figure 3-18 Répartition de l'induction dans l'entrefer ($R_{int}/R_{ext}=0.815$).

Dans les deux zones, « normale » et « inverse », les inductions interlaminaires présentent des valeurs similaires. En effet, comme le flux préfère s'établir dans la DL et que les contours agissent comme des butées, le flux traverse plusieurs fois l'entrefer interlaminaire : il ne fait que « zig-zager », empruntant les chemins de moindre reluctance [80] [81]. La Figure 3-19 montre ce phénomène entre deux tôles jointives : le trajet du flux est représenté par un trait épais. La couronne mince amplifie le phénomène observé lors de la première simulation.

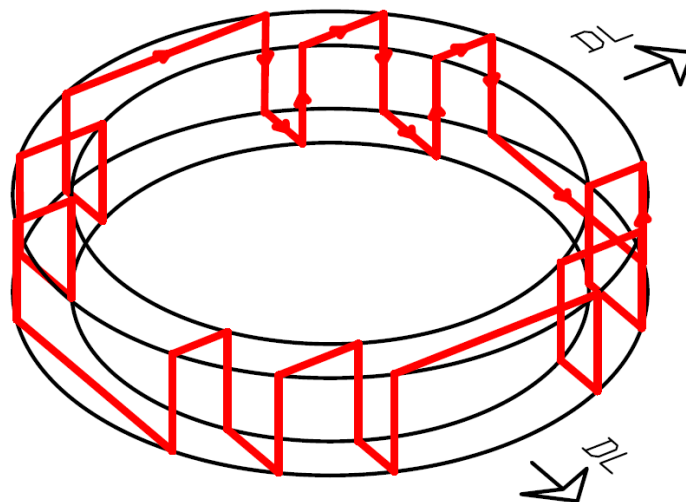


Figure 3-19 Schématisation du phénomène de « zigzagement » du flux entre tôles

Pour vérifier ce phénomène particulier, nous avons placé des capteurs dans l'entrefer d'une structure décalée composée de couronnes statoriques d'un ratio R_{int}/R_{ext} égale à 0.815. Ces capteurs sont des bobines de 4 spires permettant la mesure de l'induction s'établissant dans l'entrefer dont les positions sont visibles à la Figure 3-20. Les capteurs permettent de mesurer plusieurs zones :

- les capteurs 1 à 3 mesurent une zone à 45° de la DL,
- les capteurs 4 à 6 mesurent une zone en symétrie par rapport à la DL des capteurs précédents,
- les capteurs 7 à 9 une zone le long de la DL.

La structure est excitée pour avoir une induction globale de 0.7T. Les mesures sont effectuées avec un analyseur de spectres permettant la mesure des faibles tensions délivrées par les capteurs ainsi que le calcul des phases des signaux par rapport à la référence (capteur 1). Le Tableau 3-1 regroupe les résultats des mesures d'induction et de phase. Comme dans la simulation de la Figure 3-18, les capteurs 1 et 3 donnent des signaux en opposition de phase avec une zone d'induction plus faible pour le capteur 2. Les capteurs 4, 5, 6 mesurent des phénomènes en opposition de phase avec 1, 2 et 3. Les différences sont dues à la fabrication manuelle des capteurs.

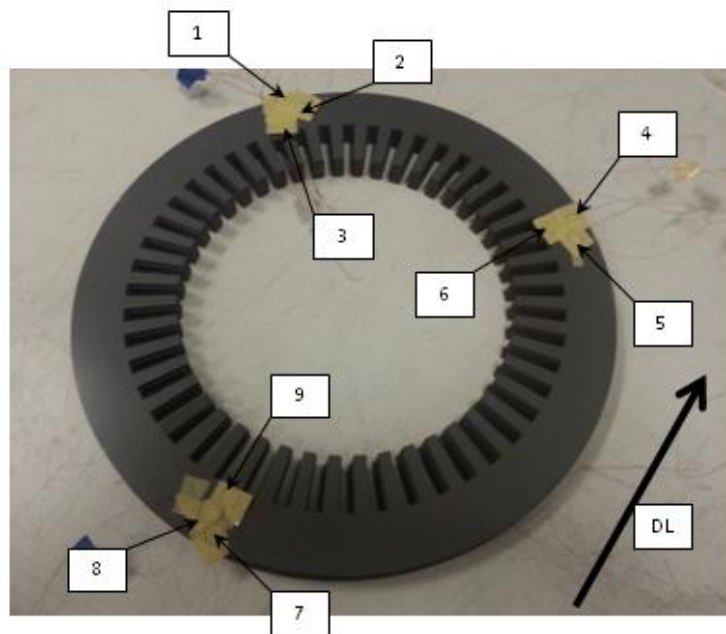


Figure 3-20 Placement des capteurs pour les mesures de flux magnétique dans l'entrefer

Capteur	1	2	3	4	5	6	7	8	9
\hat{b} (mT)	18.1	16.5	66.1	21.9	8.3	42.3	49.2	10.5	36.1
Phase (°)	Ref	-172.7	-179.1	-179	-5.3	0.1	-10.4	-169.1	-73.8

Tableau 3-1 Mesure de l'induction d'entrefer

3.1.3 Mesures expérimentales des structures annulaires

3.1.3.1.1 Paramétrage de l'alimentation

Nous avons, lors des premiers essais, bobiné les empilements de sorte que les spires enlacent les paquets de tôles. Ainsi, chaque structure a $N_1=28$ spires primaires et $N_2=10$ spires secondaires permettant de mesurer l'induction moyenne dans le circuit magnétique. Ces spires sont distribuées sur la moitié de la structure ; l'autre moitié est laissée libre afin de pouvoir placer les accéléromètres. L'excitation est une tension sinusoïdale de fréquence 50 Hz provenant d'un autotransformateur.

Les mesures vibratoires sont effectuées avec 3 valeurs d'induction : 0.7T, 1.1T et 1.5T. La Figure 3-21 montre les spectres de l'induction déduits de la tension secondaire. L'induction est quasiment sinusoïdale dans tous les cas. Quelques harmoniques sont présents pour $\hat{b} = 1.5T$ mais ils sont d'amplitude très faible par rapport à celle du fondamental. En conséquence, pour les mesures suivantes, nous nous sommes intéressés seulement au fondamental des vibrations. En effet, si on considère l'alimentation sinusoïdale, l'élévation au carré de l'induction pour appliquer la relation des forces de Maxwell présente une composante de force stationnaire qui ne génère pas de bruit et d'une composante à deux fois la fréquence d'alimentation, soit 100Hz (partie 1.3.1.1).

Dans nos essais, nous avons utilisé un système d'acquisition PULSE (Bruel & Kjaer) avec des accéléromètres mono axiaux pour mesurer les vibrations.

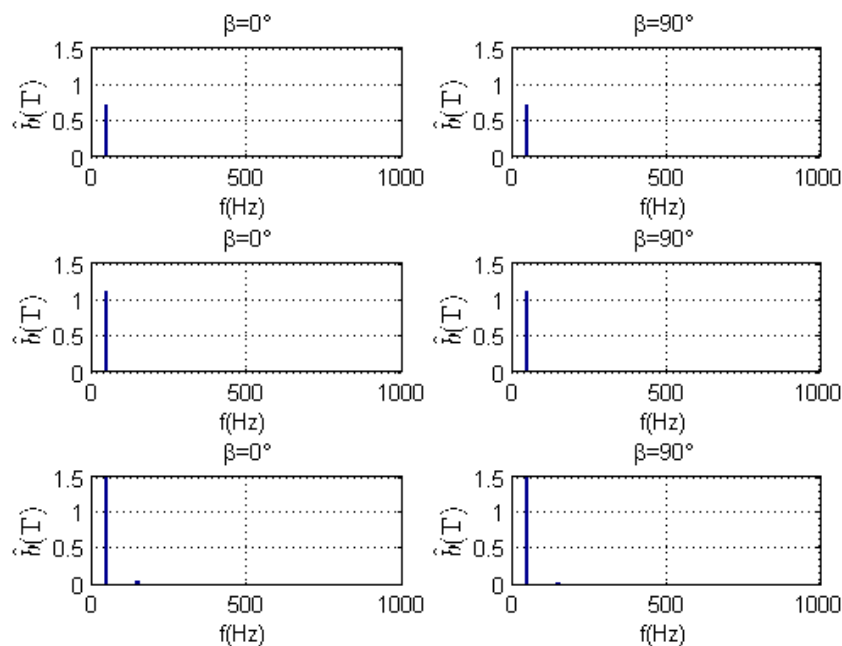


Figure 3-21 Spectres de l'induction pour 0.7T, 1.1T et 1.5T

3.1.3.1.2 Mesures des pertes fer

Même si les tests que nous avons effectués sur ces dispositifs concernent les vibrations, nous nous sommes intéressés à leurs performances énergétiques. Pour ce faire, nous allons mesurer les pertes fer P_{fer}^D produites par les structures disques ainsi que les courants primaires et les tensions secondaires. Les résultats pour les deux qualités et leurs deux décalages sont visibles à la Figure 3-22.

- si nous comparons les deux structures décalées, les tôles HGO sont plus performantes que les tôles CGO. En effet, avec ce décalage, le flux magnétique tend à s'établir selon les DL, il est donc logique que les tôles les plus performantes donnent des pertes plus faibles.
- si nous comparons les deux structures non décalées, les tôles HGO sont moins performantes que les tôles CGO. En effet, dans ce cas, le flux magnétique s'établit en partie dans des DT. Les tôles HGO étant plus anisotropes que les CGO, elles produisent plus de pertes fer selon cette direction, ce qui impacte directement le bilan de la structure.

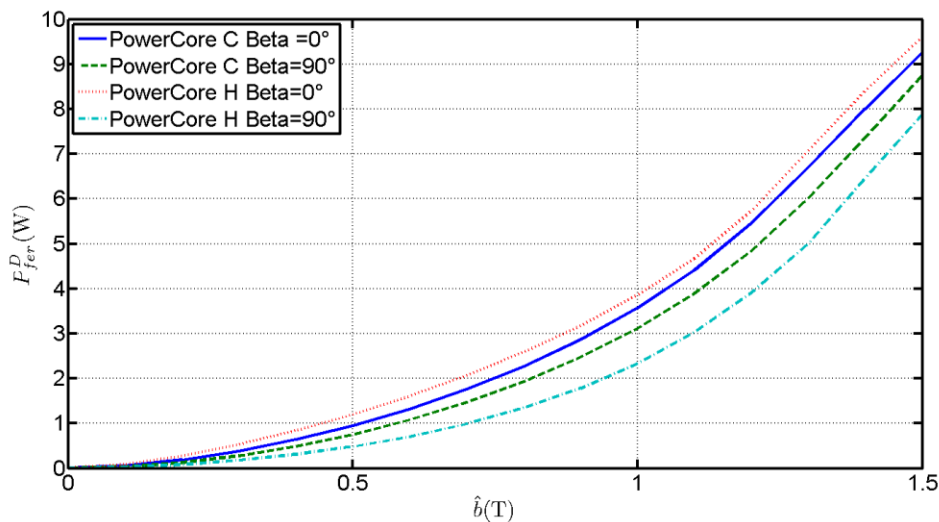
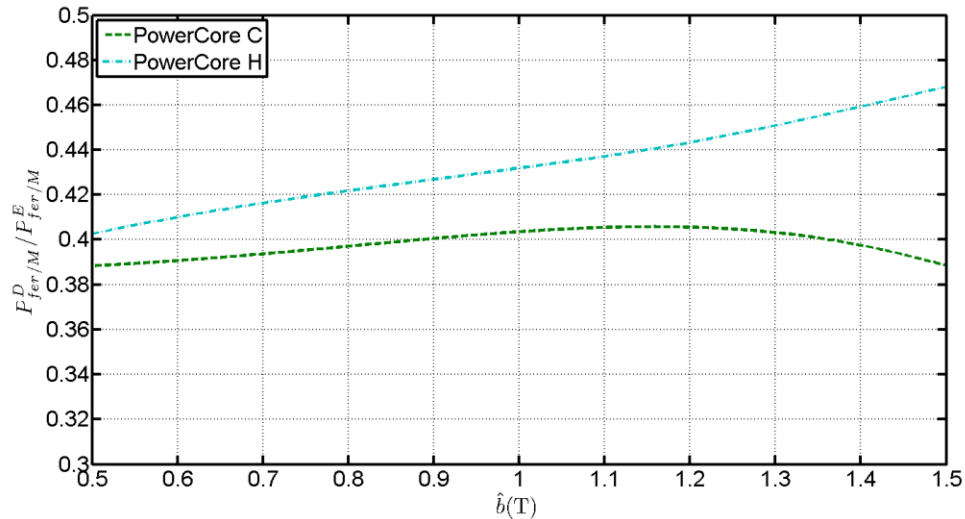


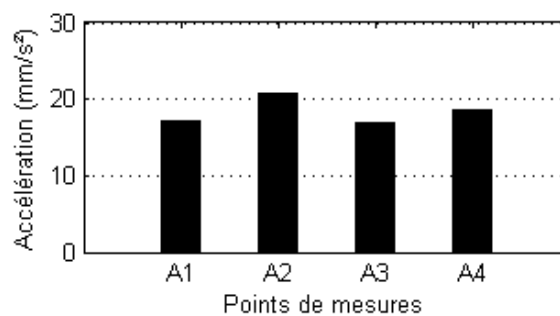
Figure 3-22 Evolution des pertes fer des structures disques selon \hat{b}

Comme nous avons pu le voir avec les simulations par Élément Finis, nous pouvons faire un parallèle entre les structures décalées et les coins des transformateurs : le flux magnétique s'établit dans la DL d'une tôle puis il s'établit dans la DL des tôles jointives. Il est donc intéressant de calculer les facteurs de constructions de ces structures. Néanmoins, quand le flux magnétique s'établit dans la DL d'une tôle, les tôles jointives ont des inductions locales très faibles du fait que ce sont des zones de DT (Figure 3-11). De ce fait, nous allons utiliser les pertes fer des structures à induction « utile » double de l'induction globale pour le calcul. Les résultats, visibles à la Figure 3-23, montrent un facteur de construction plus élevé pour le HGO que le CGO, traduisant que la différence d'anisotropie modifie la répartition du flux magnétique rendant la structure plus énergivore. Ce phénomène se retrouvera logiquement dans les coins des transformateurs.

Figure 3-23 Facteurs de construction des structures disques $\beta=90^\circ$

3.1.3.1.3 Mesures des vibrations axiales

Les accélérations des déformations sont présentées à la Figure 3-24 pour la composante à 100 Hz, pour les points A_1 à A_4 de la structure non décalée et pour une valeur \hat{b} de 1.1T. Théoriquement, pour les deux configurations, compte tenu des symétries, les points A_1 et A_3 d'une part et les points A_2 et A_4 d'autre part doivent présenter les mêmes vibrations. Des différences apparaissent néanmoins. Elles sont visibles à la Figure 3-24 et proviennent de la mise en place des accéléromètres et du serrage qui, bien que contrôlé, peut contraindre les côtés des empilements différemment. Afin de les réduire, une moyenne des valeurs mesurées sur les points numérotés de la même manière pour les plaques A et B, a été faite. La Figure 3-25 montre cette moyenne pour les deux configurations ($\beta = 0^\circ$ et $\beta = 90^\circ$) où, par exemple, A_1 - B_1 , correspond au calcul de la moyenne des mesures réalisées en A_1 et B_1 .

Figure 3-24 Vibrations axiales du côté plaque A pour $\hat{b} = 1.1T$

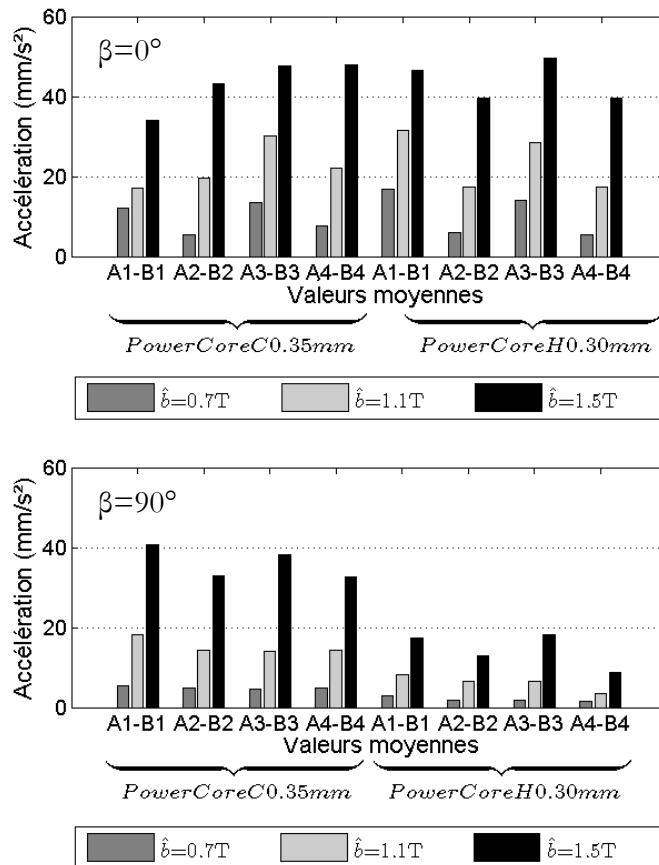


Figure 3-25 Vibrations axiales des structures annulaires

Il apparaît que, pour la structure non-décalée ($\beta = 0^\circ$), les niveaux de vibration sont plus élevés, hormis pour A1-A3 à 1.1T et 1.5T. Le niveau de vibration plus élevé pour $\beta = 0^\circ$ peut être expliqué par deux raisons :

- les forces de Maxwell présentes dans le cas de la configuration décalée induisent une contraction des entrefers interlaminaires, ce qui compense le « gonflement » de la tôle dû à la magnétostriction. Les deux phénomènes (magnétostriction et forces de Maxwell) peuvent se compenser l'un l'autre à une fréquence donnée.
- la répartition de l'induction à l'intérieur de l'empilement décalé conduit à une réduction de la magnétostriction puisque le flux s'établit selon le chemin le moins réticulant. En effet, les simulations ont montré que le flux préfère s'établir selon la DL, quitte à traverser l'entrefer. Cela conduit à de faibles angles α . Pour renforcer l'illustration de ce phénomène, nous avons appliqué un modèle empirique de magnétostriction à chaque élément de nos simulations ($\beta=0^\circ$, $\beta=90^\circ$). En effet, il n'y a pas de modèle mathématique permettant de connaître les déplacements dus à la magnétostriction des tôles GO. Des modèles sont en cours d'élaboration dans certains laboratoires [82]. Voici la méthodologie que nous avons utilisée :
 - nous avons tiré des courbes expérimentales de [50] un modèle empirique permettant d'exprimer $\Delta l/l$ en fonction de l'induction et de l'angle α . Ce modèle peut être visualisé à l'équation (3-2) où k_0 , k_1 , k_2 et k_3 sont des constantes.

$$\Delta l/l = (k_3 \alpha^3 + k_2 \alpha^2 + k_1 \alpha + k_0) \hat{b}^2 \quad (3-2)$$

- nous avons extrait la carte d'induction dans un plan situé au milieu de la tôle centrale. Pour ce faire, nous avons exporté ces données sous forme de grille. En effet, avec un maillage de type tétraédrique, il est difficile de connaître simplement la distance entre deux nœuds. Une découpe en grille nous permet d'avoir des nœuds alignés et une distance ln entre deux nœuds jointifs connus. Le principe de cette exportation est visible à la Figure 3-26.

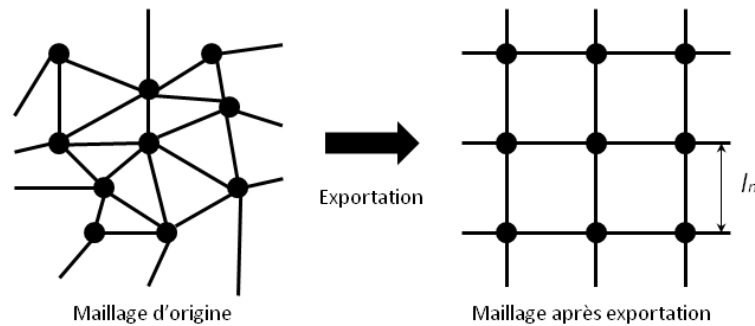


Figure 3-26 Exportation des données des simulations

- connaissant ln la longueur entre deux nœuds consécutifs, nous pouvons alors appliquer le modèle empirique, à l'aide de Matlab, pour trouver en chaque nœud Δl l'effort magnétostrictif. Celui-ci n'est pas quantitatif puisque il ne prend pas en compte l'impact d'une forte déformation d'un nœud sur son voisinage et il est réalisé pour une pression et une qualité de tôle non identique entre nos essais et [50]. Néanmoins, ce modèle nous permet de mettre en valeur les zones susceptibles d'être les plus magnétostrictives. Nous avons ensuite normalisé ces résultats avec le plus grand déplacement des deux empilements. La Figure 3-27 présente les répartitions de l'induction, de l'angle α et des déplacements relatifs des deux empilements.

Cette figure montre que la structure non décalée présente des zones pour lesquelles les déplacements sont plus importants en raison de niveaux d'induction dans la DT plus élevés. A contrario, dans la structure décalée, l'induction s'établit en exploitant mieux la DL si bien que les déplacements engendrés par les effets magnétostrictifs sont plus faibles.

- concernant les différences entre les deux qualités de tôle les accélérations des déformations axiales de la configuration décalée sont plus faibles avec le HGO que le CGO. Ceci peut s'expliquer par :
 - des caractéristiques de magnétostriction qui provoquent moins de déformations,
 - des caractéristiques magnétiques conduisant à une distribution de l'induction différente dans les tôles et, donc, des efforts différents,

- une compensation plus efficace des effets des forces de Maxwell et des effets magnétostrictifs mais ce point est tributaire des deux raisons évoquées précédemment.

Il est intéressant de noter que, pour les deux qualités, la structure non-décalée pour $\hat{b} = 0.7T$, présente des accélérations des déformations plus importantes pour les moyennages A_1-B_1 et A_3-B_3 . En effet, ces points correspondent à des joues où le flux est dans la DT de la tôle. Par conséquent, l'effet magnétostrictif est le plus élevé. Pour la structure décalée, ces vibrations sont sensiblement les mêmes pour tous les moyennages.

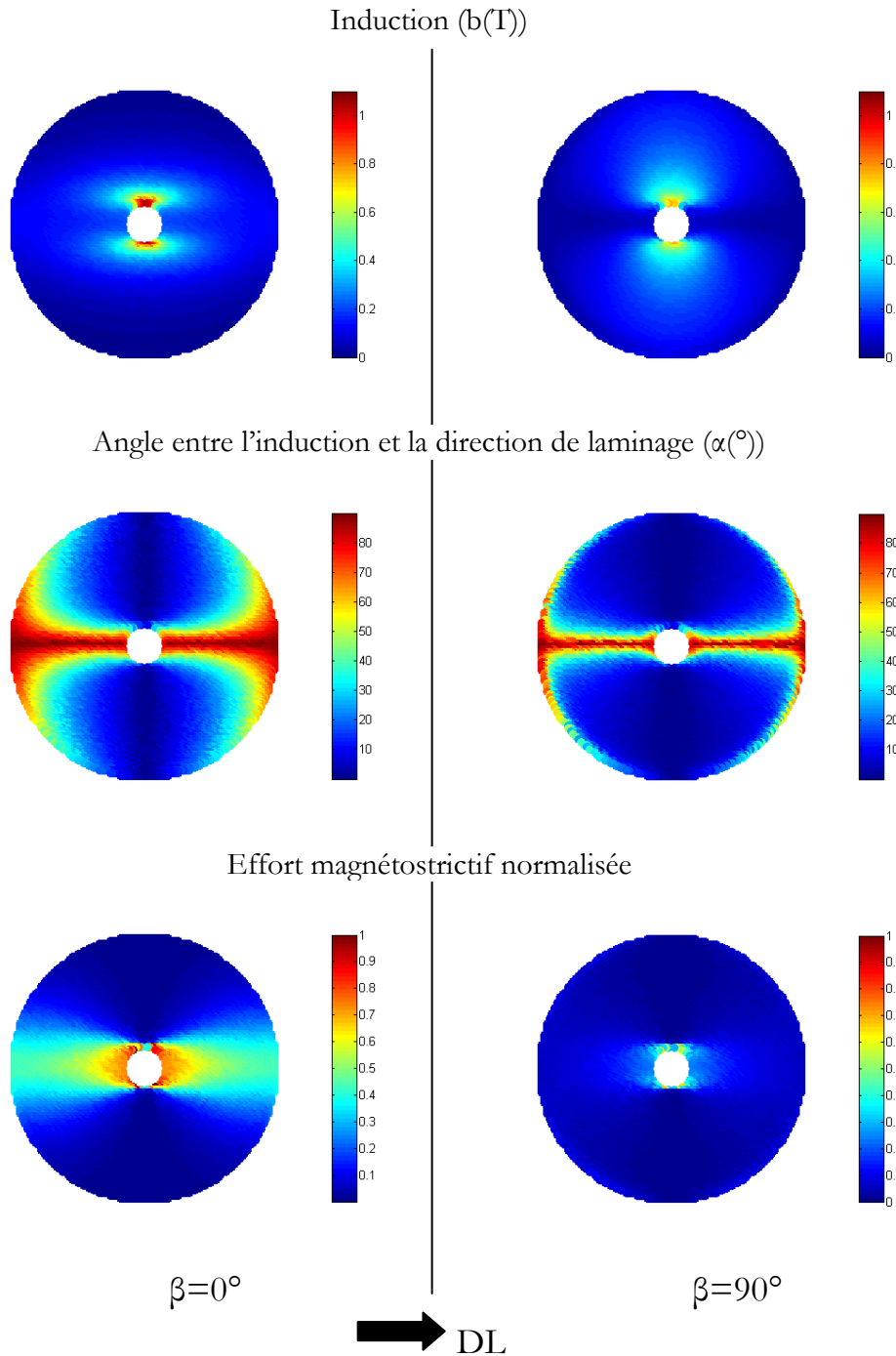


Figure 3-27 : Répartition des effets magnétostrictifs dans les structures annulaires

3.1.3.1.4 Mesures des vibrations radiales

Pour les mesures de vibrations effectuées dans la direction radiale, les accéléromètres sont situés sur les bords des empilements, à la fois pour $\gamma = 0^\circ$ et $\gamma = 90^\circ$ (Figure 3-4.b). Les résultats pour la composante à 100Hz sont présentés à la Figure 3-28 pour $\beta=0^\circ$ et $\beta=90^\circ$. Quelle que soit la valeur de β , les vibrations radiales sont toujours d'origine magnétostrictive, la structure ne comportant pas d'entrefer dans le plan des tôles. Pour la configuration non décalée, les accélérations des vibrations selon $\gamma = 0^\circ$ sont les plus importantes. Elles correspondent aux déformations des tôles traversées par le flux dans leur DT. On retrouve là une évolution normale.

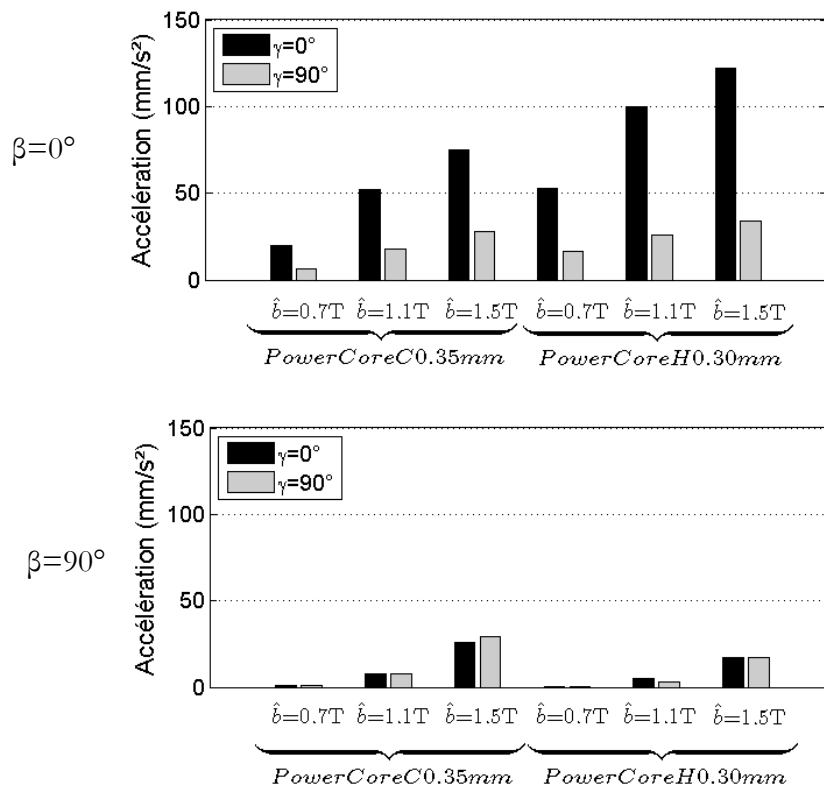


Figure 3-28 Vibrations radiales des structures annulaires

En ce qui concerne la différence entre les deux qualités, les tôles HGO présentent des accélérations des vibrations plus élevées que celles des tôles CGO pour la structure non décalée. Cela peut s'expliquer par la forte anisotropie du matériau qui donne lieu à des vibrations de fortes amplitudes lorsque le flux magnétique s'établit dans la DT. Au contraire, la structure décalée HGO présente des accélérations plus faibles que la structure décalée CGO.

De plus, la Figure 3-28 montre de grandes différences d'amplitude des accélérations entre les structures décalée et non décalée. En effet, pour la structure décalée CGO à $\hat{b} = 0.7T$, les amplitudes sont divisées par 27 et 8.3 respectivement pour $\gamma = 0^\circ$ et $\gamma = 90^\circ$. Néanmoins, les ratios diminuent lorsque l'induction augmente : 6.6 et 2.2 pour

1.1T et 3 et 0,95 à 1.5T. Pour la qualité HGO, les ratios sont respectivement de 81 et 27 à 0.7T, 20 et 8.7 à 1.1T et enfin 7.2 et 2 à 1.5T. Cela signifie que :

- plus l'anisotropie est élevée, plus les écarts sont importants.
- plus la tôle est saturée, moins le décalage réduit l'amplitude des accélérations des déformations.

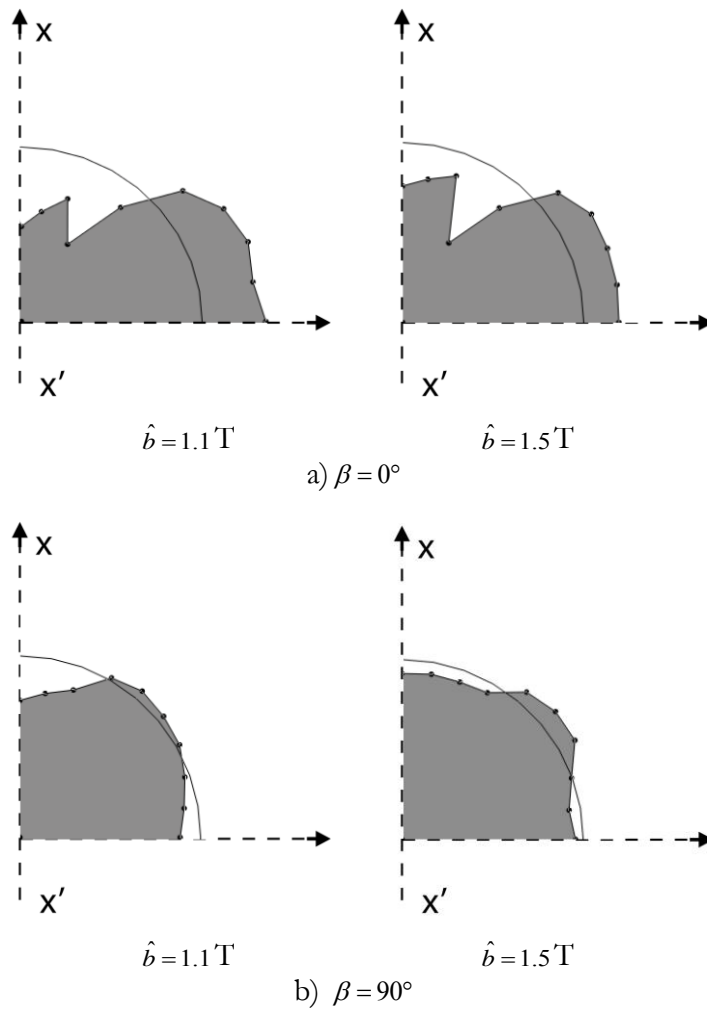


Figure 3-29 Déformations radiales (quart de structure) des structures annulaires

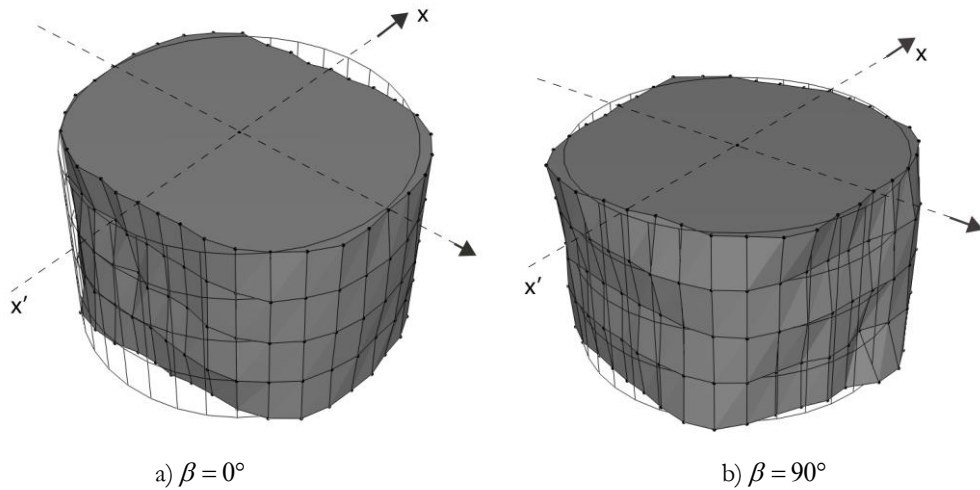
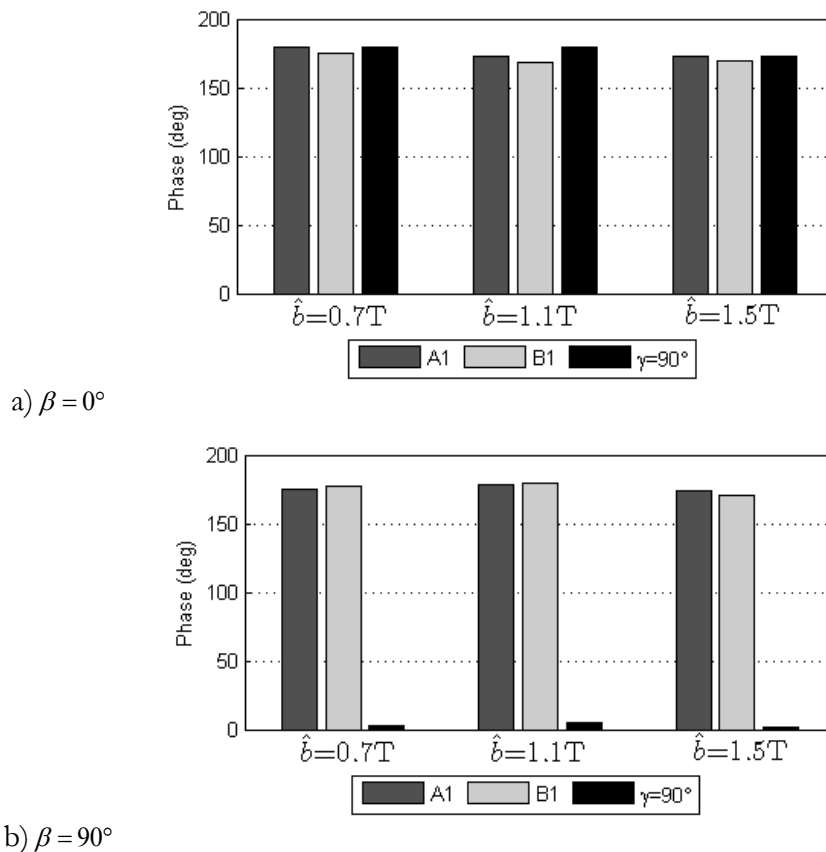
Figure 3-30 Déformations structurales des anneaux des tôles pour $\hat{b} = 1.5T$ 

Figure 3-31 Phases entre les composantes vibratoires des structures annulaires

Les vibrations des empilements complets ont également été étudiées. Pour cela, une « ODS » (analyse des déformations) a été réalisée sur un quart des deux empilements pour 1.1T et 1.5T et la qualité CGO. Pour 0.7T, les vibrations étaient d'amplitudes trop faibles pour être analysées. Les résultats sont présentés aux Figure 3-29.a ($\beta = 0^\circ$) et Figure 3-29.b ($\beta = 90^\circ$). Les Figure 3-30.a et Figure 3-30.b montrent quant à elles les accélérations des déformations des structures sur toute la surface radiale pour 1.5T. Elles mettent en évidence les différences entre les deux configurations. L'empilement non-décalé présente

des vibrations en opposition de phase entre la DL et DT, comportement vibratoire normal des aciers GO. Ensuite, la pile décalée présente des vibrations en phase entre les lignes définies par $\gamma = 0^\circ$ et $\gamma = 90^\circ$ d'une part, et en opposition de phase entre les lignes définies par $\gamma = 0^\circ$ et $\gamma = 45^\circ$, d'autre part.

L'analyse des phases des accélérations des déformations axiales et radiales a également été réalisée en prenant comme référence un point « radial » défini par $\gamma = 0^\circ$. Par rapport à cette référence, les phases des points A_1 , B_1 et $\gamma=90^\circ$ sont présentées à la Figure 3-31. Comme il a été mentionné précédemment, les vibrations axiales et radiales sont en phase sur les deux configurations.

3.1.3.1.5 Déformations radiales

Seules les accélérations des déformations ont été jusqu'alors présentées. Dans cette partie, les déformations des empilements sont considérées. Afin de déterminer leur nature, contraction ou extension, l'accélération des déplacements et la tension aux bornes du bobinage secondaire sont utilisées. Les déplacements sont déduits des accélérations en intégrant deux fois. Le calcul de la constante d'intégration est fait en supposant $\Delta l = 0m$ pour $\hat{b} = 0T$.

La valeur du coefficient de magnétostriction $\Delta l/l$ en fonction de \hat{b} est présentée à la Figure 3-32 pour $\gamma = 0^\circ$ et 90° . La configuration non décalée présente une contraction le long de la DL et un allongement selon la DT et ce, quelle que soit \hat{b} . Pour $\gamma = 0^\circ$, les valeurs maximales de déplacement de la configuration décalée sont 26 fois (0.7T), 7 fois (1.1T), et 3 fois (1.5T) plus faibles qu'avec la configuration non décalée. Pour $\gamma = 90^\circ$, la nature du déplacement a changé : la configuration décalée présente un allongement là où la configuration non-décalée présente une contraction. L'amplitude des déplacements est réduite avec le décalage.

On peut supposer que le même phénomène qui apparaît dans l'empilement décalé se produit dans les coins des circuits magnétiques des transformateurs, au niveau des marches où les DL et DT des tôles des jambes et des culasses se croisent. En ce sens, ces essais effectués sur cette structure simple permettent d'avoir des informations importantes sur le comportement magnétostrictif des transformateurs.

- en formulant ce parallèle, on peut avancer que la tôle HGO, de nature moins magnétostrictive [10] selon la DL que la tôle CGO, offre une réduction des vibrations, même dans un environnement où l'induction n'est pas répartie de façon homogène dans la tôle.
- la structure non décalée permet de mettre en valeur l'effet et l'importance de la magnétostriction dans la DT. Dans un transformateur triphasé, la DT est sollicitée dans le joint en T où se situe un champ tournant. Dans ce cas, la tôle HGO, plus anisotrope, crée davantage de vibrations que la tôle CGO.

Pour aller encore un peu plus loin dans les investigations et mettre en lumière le comportement des coins, des essais ont été effectués sur des cadres de mesures mais dont les tôles sont découpées d'une pièce.

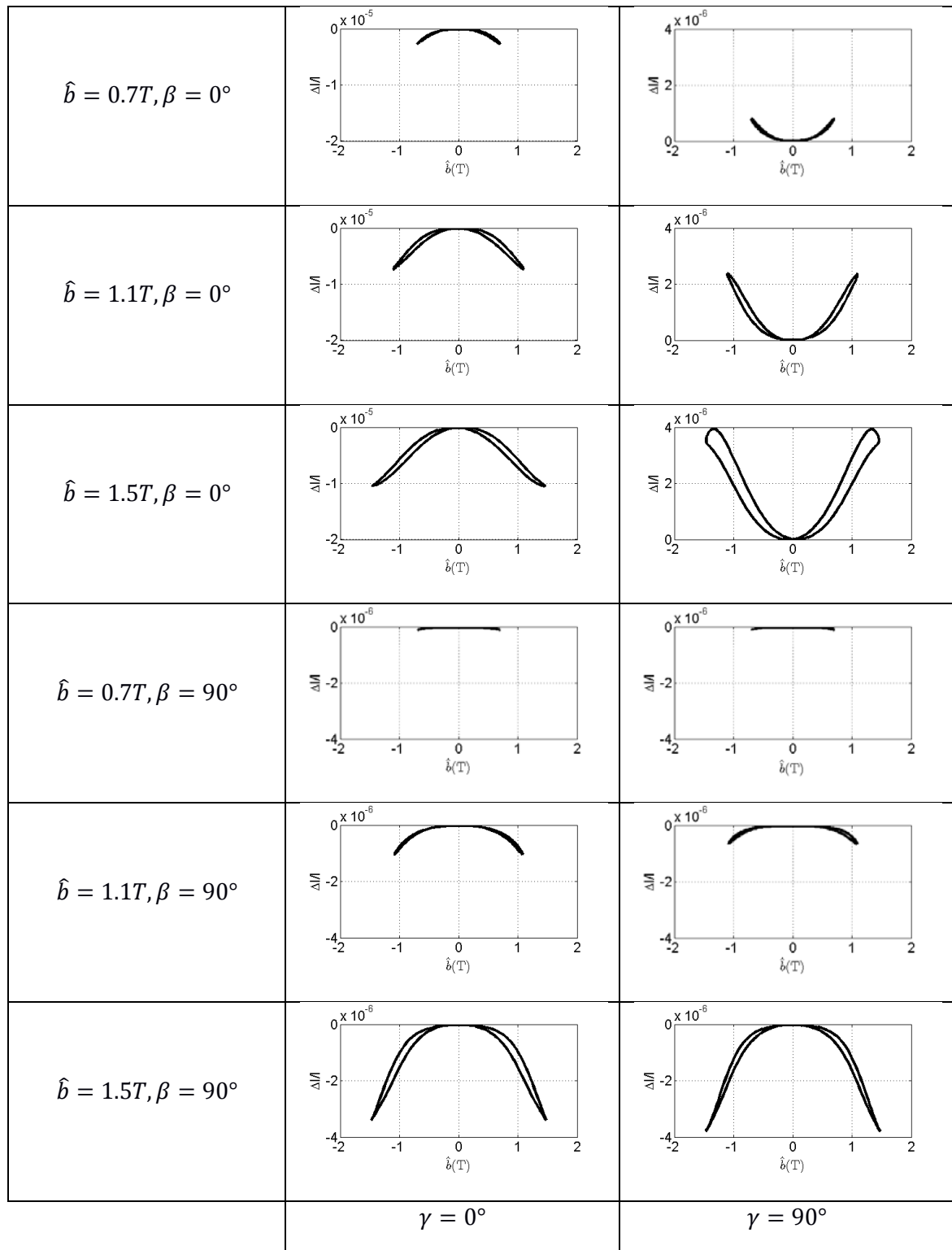


Figure 3-32 Déplacements radiaux des structures annulaires (CGO 0.35mm)

3.2 Cadres « une pièce »

3.2.1 Présentation des cadres « une pièce »

Nous avons mis en œuvre des cadres de mesures dont les tôles sont découpées d'une pièce de manière à former un circuit sans joint. Deux cadres ont été assemblés : le premier avec des tôles non décalées entre elles ($\beta=0^\circ$), le second avec un décalage à 90° ($\beta=90^\circ$), comme nous l'avions fait avec les disques (Figure 3-33). Les cadres présentent des dimensions extérieures de $0.5\text{m}\times 0.5\text{m}$, les bras mesurant 0.1m de large. Chaque cadre comprend 35 tôles de la même qualité que les cadres monophasés (HGO 0.30mm d'épaisseur nominale) étudiés à la partie 2.2. La Figure 3-34 montre une photographie d'un cadre équipé de ses bobines.

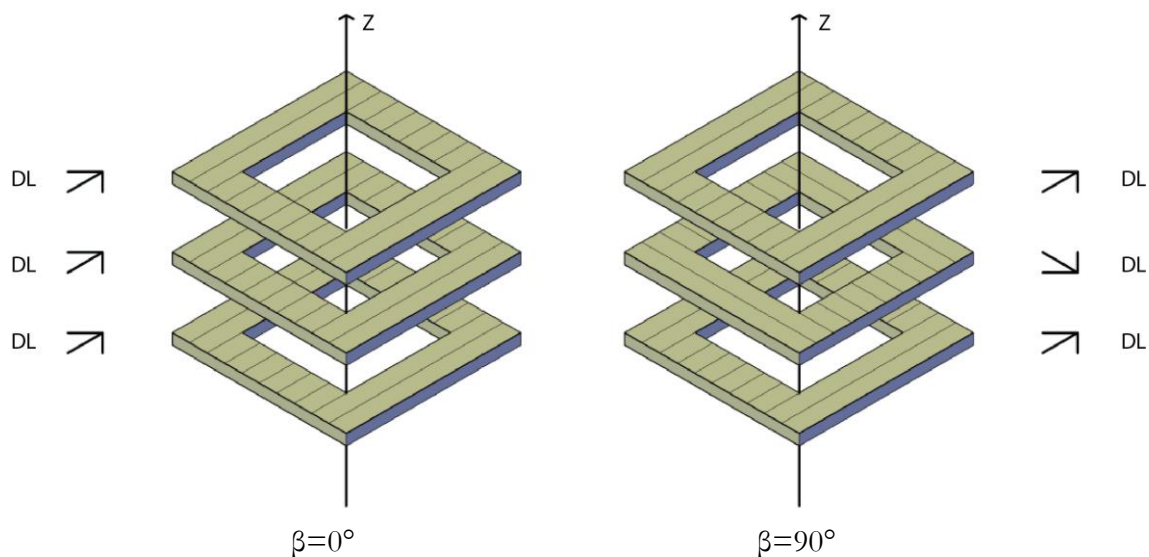


Figure 3-33 Configurations des cadres « une pièce »

Ainsi, comme avec les disques, nous pouvons dissocier les origines des vibrations radiales et axiales. Concernant les vibrations axiales, on peut stipuler que :

- pour le cadre non décalé, il n'y a aucune raison pour que le flux magnétique circule d'une couche à l'autre puisque toutes les tôles sont empilées avec leur DL parallèle. De cette façon, la force de Maxwell n'intervient pas et les déformations sont seulement liées à la magnétostriction.
- pour le cadre décalé, les déformations au niveau des coins résultent de la combinaison des forces de Maxwell et magnétostrictives.

Les vibrations radiales sont causées, quel que soit l'empilement, uniquement par l'effet magnétostrictif.

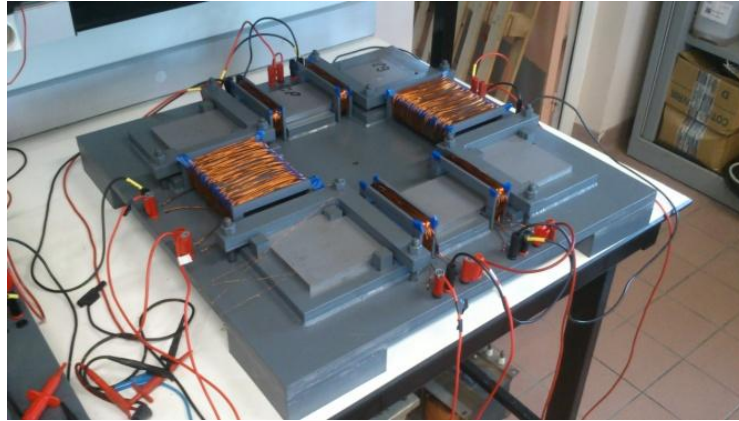


Figure 3-34 Cadre de mesures une pièce

3.2.2 Modélisation par Eléments Finis

3.2.2.1 Définition du modèle

Comme pour les disques, nous avons simulé les cadres une pièce de façon simplifiée : le modèle utilisé comprend une tôle entre deux demi-tôles. Ainsi, nous pouvons simuler le cadre non décalé en paramétrant toutes les tôles avec les mêmes caractéristiques, et le cadre décalé en inversant les perméabilités relatives de la tôle et des deux demi-tôles. Le modèle, présenté à la Figure 3-35, prend également en compte la saturation. L'excitation se fait à l'aide de deux conducteurs placés sur un bras, imposant l'induction dans le circuit magnétique.

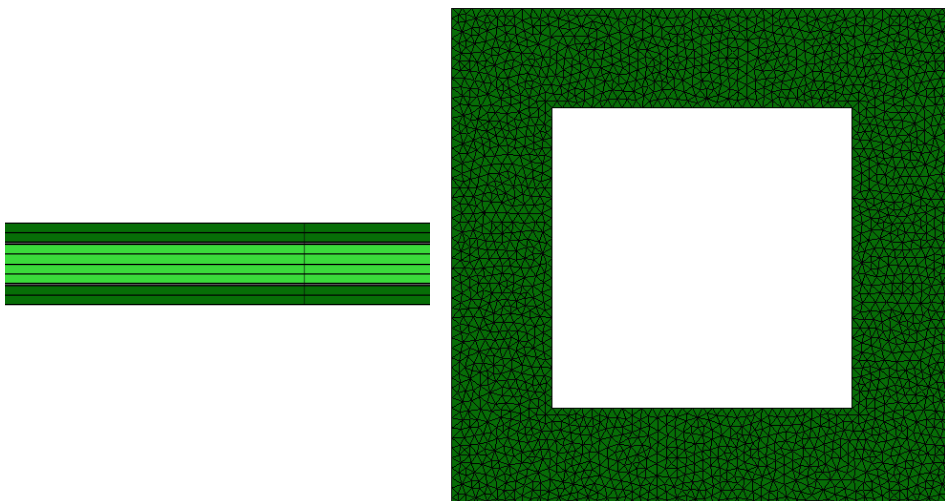


Figure 3-35 Maillage du modèle EF 3D des cadres une pièce

3.2.2.2 Simulation du cadre à tôles anisotropes non décalées ($\beta=0^\circ$)

La Figure 3-36 montre les résultats de cette simulation. Dans ce cas, lorsque le flux magnétique va s'établir dans la DL, il va se concentrer vers l'intérieur du cadre, créant ainsi une zone non homogène. Dans la direction transverse, la perméabilité est plus faible et le flux se répartit de façon plus homogène dans la tôle. Concernant l'entrefer, le flux est nul puisqu'il y a aucune raison qu'il s'établisse entre les deux tôles.

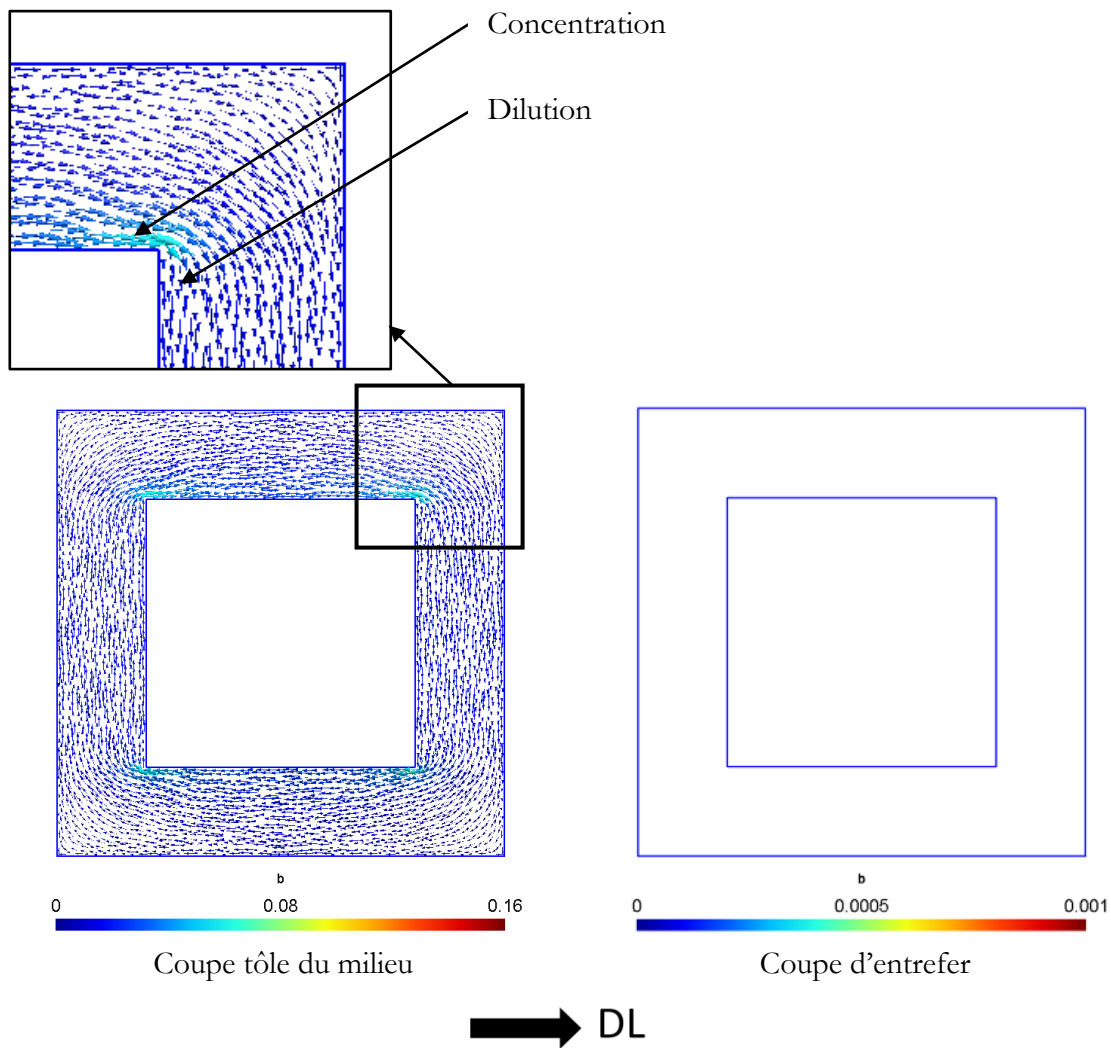


Figure 3-36 Distribution de l'induction obtenue par simulation EF dans le cadre à tôles non décalées

3.2.2.3 Simulation du cadre à tôles anisotropes décalées ($\beta=90^\circ$)

Cette simulation a été effectuée en décalant les tôles de 90° , comme pour les disques. La Figure 3-37 montre que le flux magnétique va s'établir dans la DL de la première tôle puis, au lieu de s'établir dans la DT, va « plonger » vers la DL de la tôle jointive. Cela explique que les niveaux d'induction sont plus élevés dans la DL que dans la DT. On visualise bien le phénomène de passage du flux magnétique d'une tôle à l'autre dans l'entrefer et au niveau des coins. On retrouve bien les phénomènes qu'on a qualifiés de « normal » et « inverse », respectivement sur la quasi-totalité des coins et sur l'intérieur des coins.

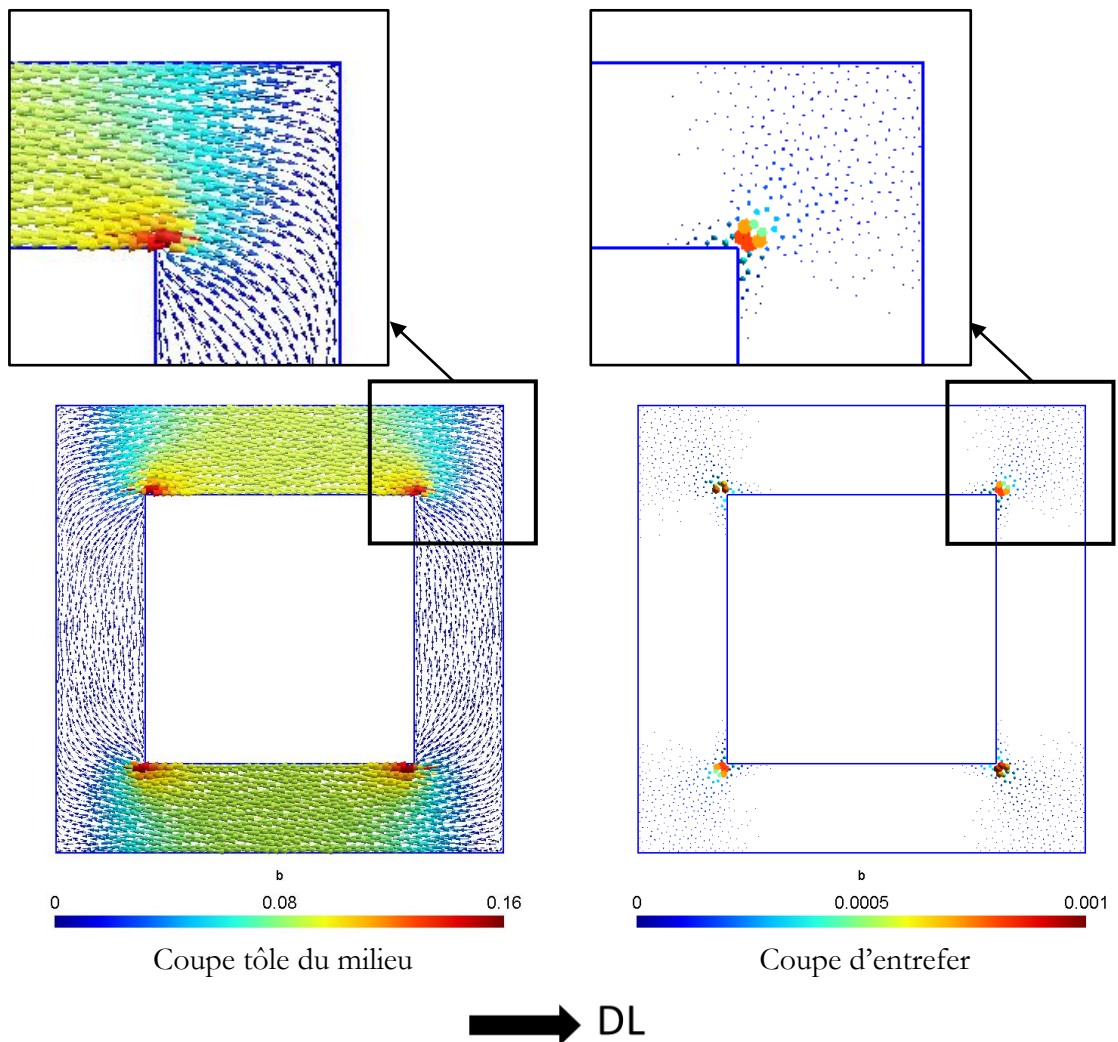


Figure 3-37 Distribution de l'induction obtenue par simulation EF dans le cadre à tôles décalée

3.2.3 Mesures sur les cadres de mesures « une pièce »

Comme pour les disques, des mesures des vibrations axiales et radiales ont été effectuées avec 12 points de mesures pour chacun des deux cadres une pièce. Ils sont montrés à la Figure 3-38. Compte tenu des symétries, un moyennage a été effectué entre les points :

- 1, 2, 3 et 4 pour les vibrations normales au plan des tôles,
- 5, 6, 7 et 8 pour les vibrations latérales dont la direction est celle de la DL de la première tôle,
- 9, 10, 11 et 12 pour les vibrations latérales dont la direction est celle de la DT de la première tôle.

Ces moyennes seront respectivement notées A , L_{DL} et L_{DT} et on parlera de vibrations « axiales » et « latérales » dans DL et dans la DT. Ces essais ont été effectués avec une tension d'excitation sinusoïdale de fréquence 50Hz.

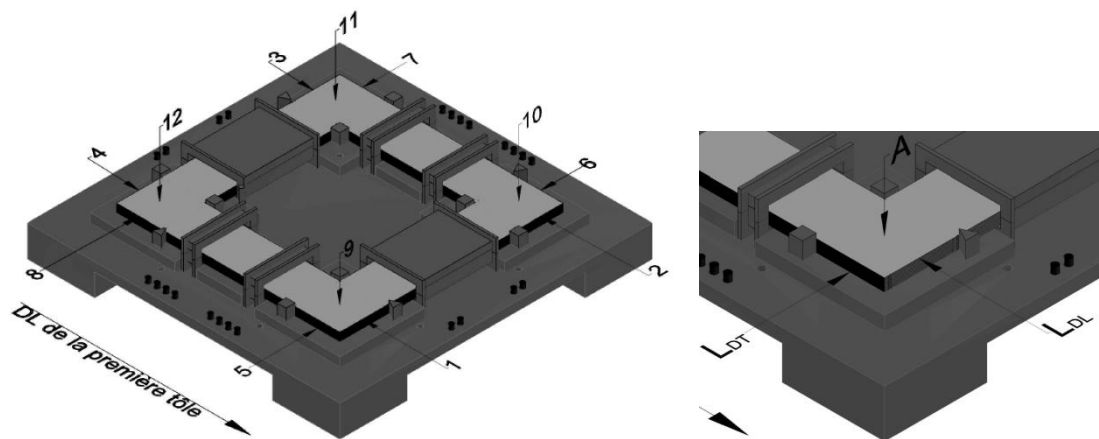


Figure 3-38 Points de mesures des vibrations axiales et radiales

3.2.3.1 Mesures des vibrations axiales

Les accélérations des déformations A ont été mesurées sur les cadres et à trois inductions : 0.7T, 1.1T et 1.5T. Les résultats sont présentés à la Figure 3-39.

Les mêmes conclusions que celles émises pour les disques peuvent être formulées :

- pour la structure non décalée, le flux magnétique s'établit dans l'ensemble du cadre, traversant ainsi la DT, zone fortement magnétostrictive.
- pour la structure décalée, le flux magnétique s'établit principalement dans les DL en zigzaguant au niveau des coins. Ce comportement spécifique des tôles décalées va entraîner l'apparition de forces de Maxwell qui vont réduire les entrefers

interlaminaires et une baisse des déformations magnétostrictives car la DT n'est plus sollicitée et la déformation axiale du coin est impactée. Ces deux phénomènes combinés vont réduire les vibrations mesurées.

- la différence entre les accélérations des déformations des deux structures est plus prononcée en basse induction. En effet pour $\hat{b} = 0.7T$, la différence entre les deux structures est de 99%, celle-ci devient 60% à 1.1T et même 8% à 1.5T. L'explication est que le flux magnétique s'établissant dans la DL va saturer dans les environs de 1T. Le flux magnétique va alors, en partie, s'établir dans les DT augmentant les vibrations dues à la magnétostriction. Ce changement de répartition va être développé dans la partie 3.2.4.

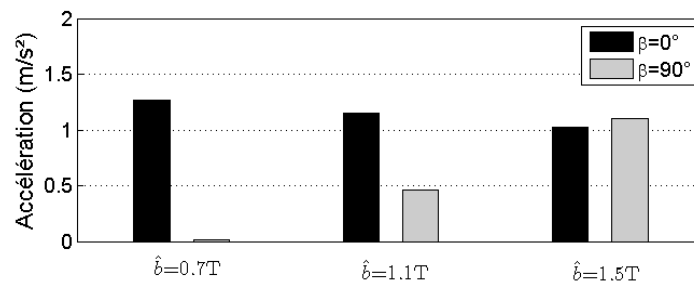


Figure 3-39 Mesures des accélérations des déformations axiales (point A)

3.2.3.2 Mesures des vibrations radiales

Les résultats des mesures des accélérations L_{DL} et L_{DT} des déformations selon l'induction moyenne \hat{b} sont présentés à la Figure 3-40.

Encore une fois, les mêmes conclusions que celles formulées pour la géométrie disque apparaissent : les efforts magnétostrictifs sont plus importants pour le cadre à tôles non décalées.

- concernant la structure non décalée, les accélérations L_{DT} sont d'amplitude plus importante que celle des accélérations L_{DL} . On peut l'expliquer par la distribution du flux dans le coin. En effet, le flux profite de la DL le plus loin possible dans le coin du cadre non-décalé pour ensuite nécessairement passer dans la DT de la même tôle. C'est ce que montrent bien les résultats de simulation des deux cadres (Figure 3-41). Mais surtout, la distribution de l'induction indique un rapport 2 des valeurs de \hat{b} au milieu des tôles verticales : avec la structure décalée, le flux magnétique plonge vers les tôles inférieures ou supérieures pour éviter la DT. A contrario, les tôles de la structure non décalée sont pleinement sollicitées dans leur DT, donnant lieu à des déformations magnétostrictives d'amplitude plus importante que dans la DL. Nous avons d'ailleurs tracé, comme pour les disques, la carte des déplacements relatifs en utilisant la même méthode (3.1.3.1.2) à la Figure 3-41.

- concernant la structure à tôles décalées, la Figure 3-40.b montre que L_{DL} et L_{DT} sont sensiblement similaires pour les trois valeurs d'induction. Cela s'explique par la taille des accéléromètres qui couvre plusieurs tôles. En conséquence, et puisque les vibrations dans la DL et la DT engendrent respectivement un allongement et une contraction, seuls les allongements de valeur plus élevée sont détectés par les appareils de mesure, déplacement identiques compte tenu du décalage et de la symétrie du cadre.

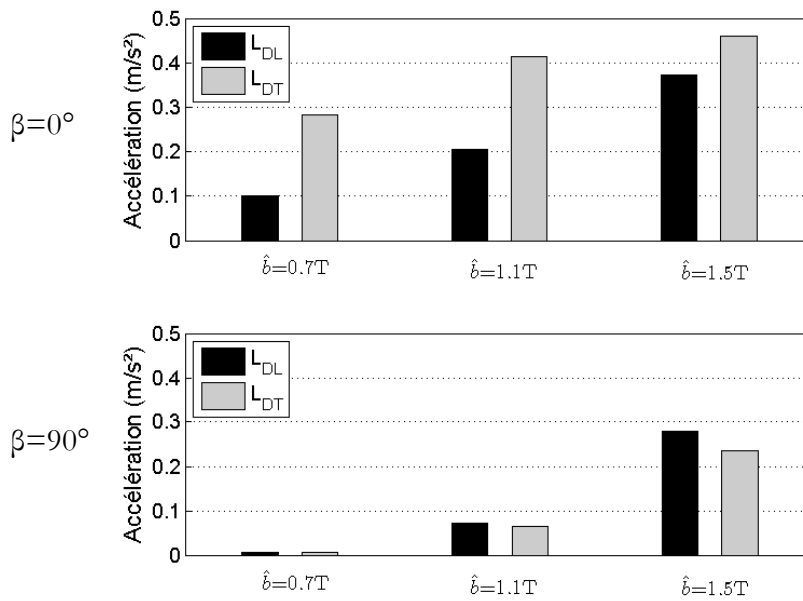


Figure 3-40 Mesures des accélérations des déformations radiales (point L_{DL} et L_{DT})

On constate une réduction de l'écart entre les accélérations des déformations des deux cadres, que ce soit les L_{DL} ou les L_{DT} , lorsque \hat{b} augmente. Pour expliquer cette tendance, une simulation EF considérant les non linéarités, saturation et anisotropie, du cadre à tôles HGO 0.30mm décalées a été réalisée pour différentes valeurs de \hat{b} . On a tracé, à la Figure 3-43, les variations de \widehat{b}_{DL} et \widehat{b}_{DT} , valeurs locales des inductions d'une tôle située au milieu des bras horizontaux et verticaux (Figure 3-42) en fonction de l'induction globale \hat{b} .

- La simulation montre que, pour les inductions globales inférieures à 0.8T, l'induction \widehat{b}_{DT} est quasi nulle dans la structure. Dans ce cas \widehat{b}_{DL} vaut le double de l'induction globale. Au dessus de 0.8T, l'induction \widehat{b}_{DT} devient non nulle et la valeur de \widehat{b}_{DL} stagne. La raison logique de ce phénomène est que la tôle, fortement sollicitée dans la DL, commence à saturer. Ainsi, la perméabilité selon la DL devient plus faible que celle dans la DT. De ce fait, le flux magnétique commence à s'établir selon dans la DT. Pour assoir ce résultat, une vérification expérimentale a été effectuée sur le cadre une pièce à tôles décalées. Des bobines exploratrices ont été placées pour relever \widehat{b}_{DL} et \widehat{b}_{DT} . Les résultats, montrés à la Figure 3-43,

confirment les mêmes tendances que celles fournies par la simulation. Les différences peuvent s'expliquer par :

- les différences entre les caractéristiques du matériau prises pour la simulation et le matériau réel.
- le modèle d'anisotropie implanté dans le logiciel.

Néanmoins, on peut souligner la correspondance très acceptable des résultats numériques compte tenu du modèle d'anisotropie assez rudimentaire implanté dans le logiciel.

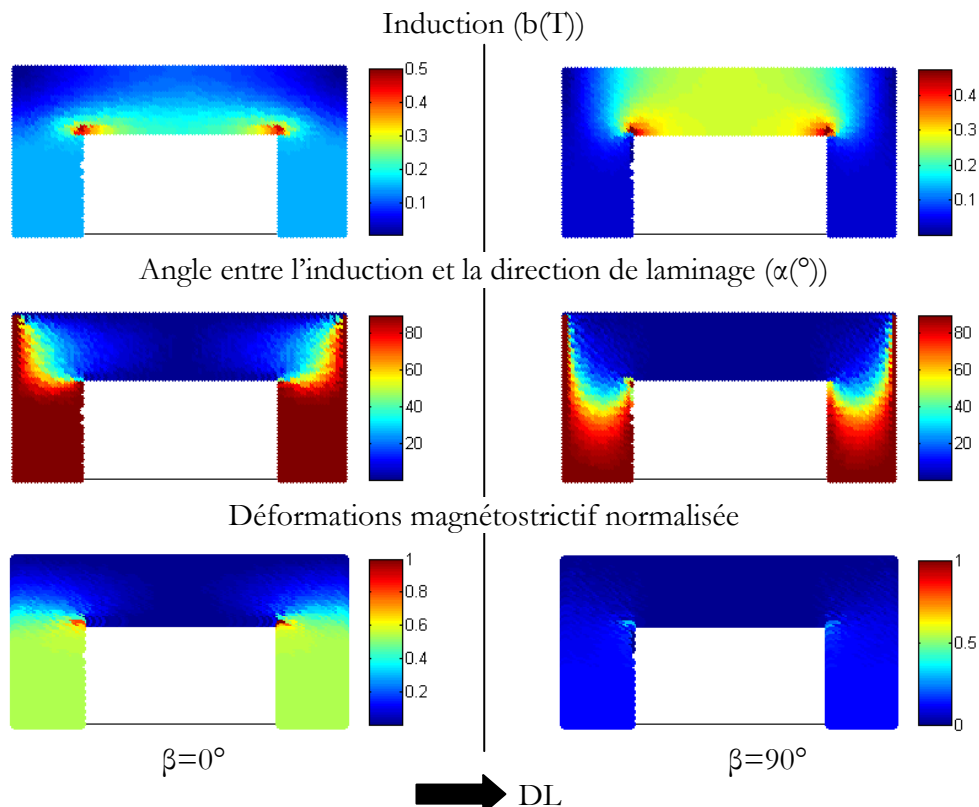


Figure 3-41 Répartition des effets magnétostrictifs

Approfondissons en conséquence notre analyse des accélérations des déformations. Au delà de 0.8T, le flux magnétique s'établissant dans la DT augmente, si bien que les déformations dues à la magnétostriction croissent. Cela explique donc la forte différence entre les accélérations des déformations L_{DL} et L_{DT} de la structure décalée mesurées à faible induction (0.7T) et à forte induction (1.5T) : les amplitudes sont presque multipliées par 30 (Figure 3-40). Enfin, un lien entre la géométrie cadre et la géométrie disque peut être établi. En effet, le cadre peut être vu comme une déformation du disque, un peu comme nous l'avons fait pour les simulations mettant en évidence les phénomènes normaux et inverses. On constate que :

- pour la structure cadre à tôles non décalées et pour les disques $\beta=0^\circ$, les ratios (Tableau 3-2) entre les accélérations des déformations présentent les mêmes

tendances, mêmes si les amplitudes des deux structures sont logiquement différentes.

- Pour les structures à $\beta=90^\circ$, on note trois points :
 - les accélérations des déformations à $\gamma=0^\circ$ et $\gamma=90^\circ$ d'une part et L_{DL} et L_{DT} des cadres d'autre part sont en terme d'amplitude quasiment égales. Ce qui entraîne des ratios proche 1 pour cette structure.
 - Les évolutions des ratios des amplitudes des accélérations avec \hat{b} sont proches pour les trois dispositifs comme le montre le Tableau 3-3. On retrouve bien l'impact de la saturation des tôles voyant le flux dans leur DL.

	$\beta=0^\circ$			$\beta=90^\circ$		
	0.7T	1.1T	1.5T	0.7T	1.1T	1.5T
Disques CG0 0.35mm	3.23	2.98	2.72	1	1	0.9
Disques HGO 0.30mm	3.2	3.84	3.58	1.08	1.5	1
Cadres une pièce HGO 0.30mm	2.82	2	1.22	0.93	0.9	0.84

Tableau 3-2 Evolution du ratio des vibrations L_{DT}/L_{DL} ou $\gamma_{90^\circ}/\gamma_{0^\circ}$

	$Acc(1.1T)/Acc(0.7T)$	$Acc(1.5T)/Acc(0.7T)$
Disques CG0 0.35mm	10.8	35.35
Disques HGO 0.30mm	7.7	26.15
Cadres une pièce HGO 0.30mm	9.9	35.77

Tableau 3-3 Evolution des ratios, des accélérations des déformations pour les structures $\beta=90^\circ$

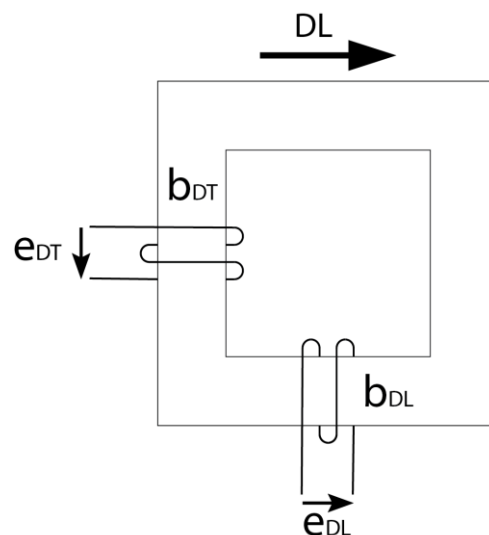


Figure 3-42 Placement des bobines exploratrices autour la tôle centrale du cadre $\beta=90^\circ$

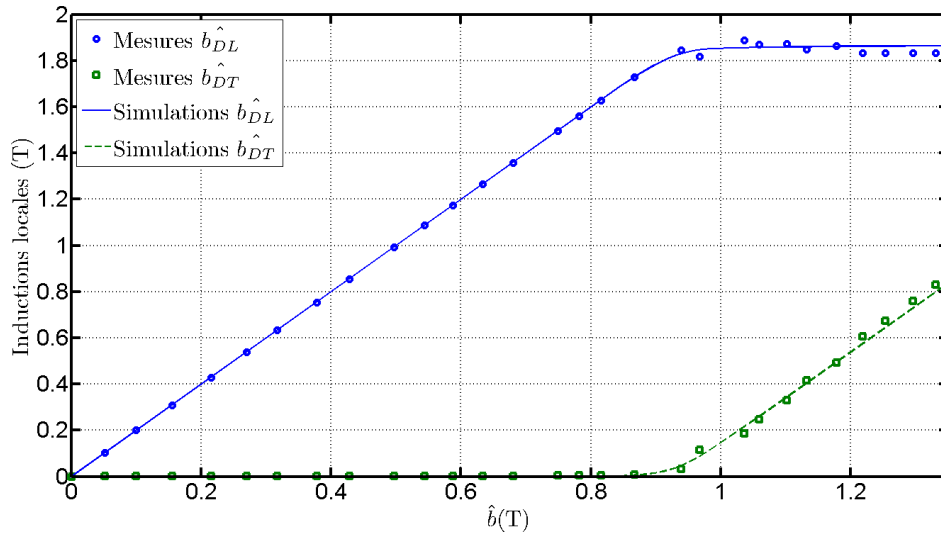


Figure 3-43 Evaluation expérimentales et numériques des inductions de \widehat{b}_{DL} et \widehat{b}_{DT} selon \widehat{b}

3.2.4 Autre utilisation du cadre $\beta=90^\circ$

Le cadre $\beta=90^\circ$ peut avoir une autre utilisation que nos essais précédents. En effet, la zone des cadres correspondant à la DT peut être vue comme une zone d'entrefer de reluctance équivalente comme le montre à la Figure 3-44. Cette figure montre une tôle centrale de la structure décalée, la zone hachurée montre la zone qui équivaut à un entrefer. De ce fait, l'induction \widehat{b}_{DT} peut être associée à l'induction s'établissant dans les entrefers plans et \widehat{b}_{DL} peut être associée au flux magnétique s'établissant dans les entrefers interlaminaires d'une géométrie de type Single Step Lap.

Avec ce raisonnement, la Figure 3-43 permet d'autres conclusions :

- \widehat{b}_{DL} ne sature pas à la valeur de saturation du matériau (2.03T), mais après le coude de la courbe d'aimantation (1.86T).

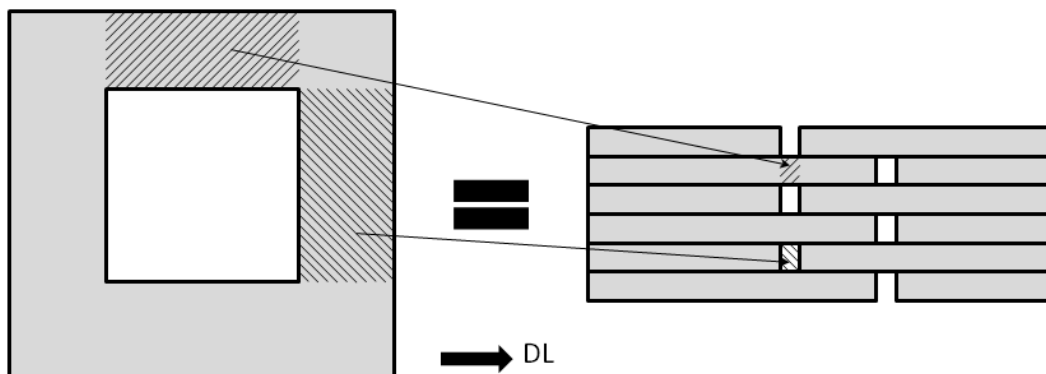


Figure 3-44 Equivalence de circuit magnétique entre le cadre $\beta=90^\circ$ et un coin de transformateur

- \widehat{b}_{DT} devient non nulle pour une valeur d'induction qui peut être assimilée à l'induction critique des coins de transformateurs. Cette valeur, qui dans la bibliographie est de 1T [42] pour notre géométrie, est de valeur plus faible dans notre cas.

Ces conclusions mettent en évidence l'impact de la courbe d'aimantation du matériau, et donc la qualité de la tôle magnétique, sur l'induction critique. Du fait de la bonne concordance entre les mesures de \widehat{b}_{DL} et \widehat{b}_{DT} et la méthode des éléments finis, des simulations ont été effectuées avec des caractéristiques magnétiques dans la DL et la DT de tôle CGO 0.30mm et HGO 0.23mm (Figure 4-1). La Figure 3-45 montre les résultats de ces simulations : la tôle CGO 0.30mm ayant un coude de saturation situé à des valeurs plus basses d'induction, \widehat{b}_{DL} sature aux environs de 1.7T rendant plus faible l'induction critique. Pour le HGO 0.23mm, les résultats sont entre les deux autres qualités de tôle, ce qui est cohérent avec les courbes d'aimantation [83].

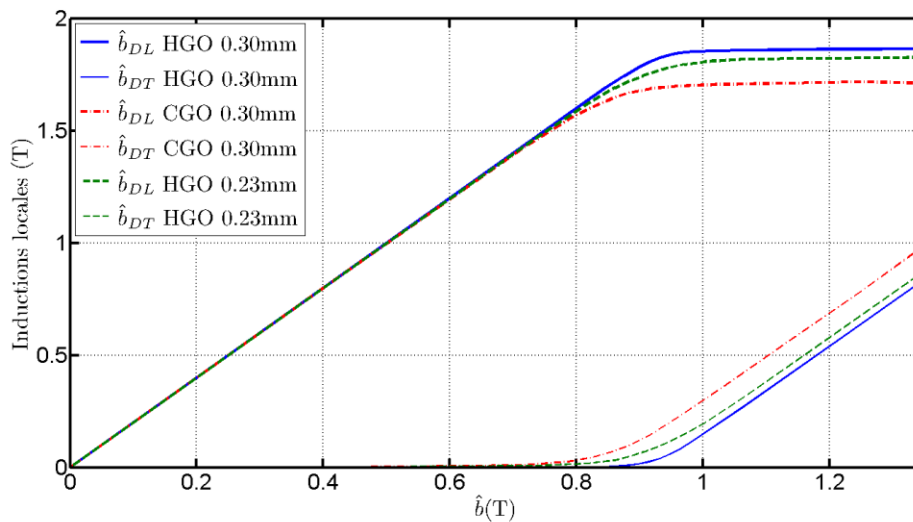


Figure 3-45 Résultats de simulation de l'évolution de l'induction locale par rapport à l'induction globale

Cette valeur d'induction critique peut être exploitée de façon intéressante pour formuler des liens avec les performances environnementales des transformateurs. En effet, une faible induction critique va :

- accentuer la non homogénéité de l'induction au niveau du coin (partie 2.2.3), ce qui augmente les pertes fer dans cette zone.
- conduire à un écrêtage plus rapide de l'induction passant « hors plan ». La Figure 3-46 montre d'ailleurs les évolutions temporelles de \widehat{b}_{DL} , \widehat{b}_{DT} et \widehat{b} . Les harmoniques deviennent plus élevés et impactent, par le biais des forces de Maxwell et la magnétostriction, les vibrations et le bruit acoustique produits par le transformateur.

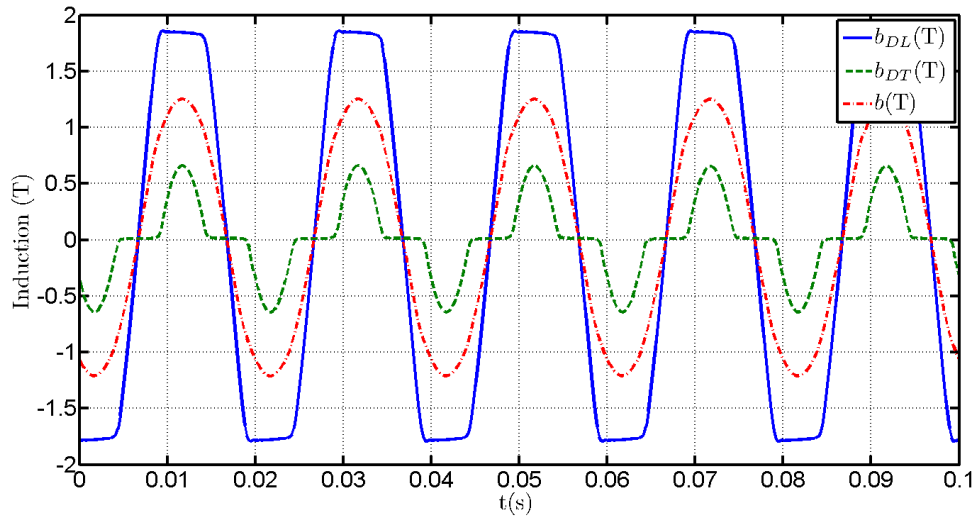


Figure 3-46 Evolution temporelle de \widehat{b}_{DL} et \widehat{b}_{DT}

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié des circuits magnétiques composés de tôles découpées d'une seule pièce tels que les structures annulaires ou les cadres « une pièce ». Bien que ces essais s'intéressent majoritairement aux vibrations, des conclusions intéressantes ont révélé l'influence de la qualité de tôle sur les pertes fer. En effet, l'anisotropie va tendre à rendre plus énergivore les coins des transformateurs, impactant les facteurs de construction. Concernant les essais vibratoires, nous pouvons associer leurs évolutions aux trois paramètres que nous avons évoqués dans la partie 2.3 :

- l'anisotropie : ce paramètre va modifier les vibrations produites par les tôles GO. En effet, au plus l'anisotropie est forte, au moins le matériau va être magnétostrictif dans la DL. De plus, dans les régions des coins, l'anisotropie va modifier la répartition du flux magnétique. Cela va conduire, d'une part, à des angles α plus faibles pour une forte anisotropie dégradant moins les déformations magnétostrictives et, d'autre part, à une modification de la répartition des forces de Maxwell
- le comportement à saturation : ce paramètre va impacter la valeur de l'induction critique. Une saturation rapide des tôles GO va entraîner une baisse de l'induction critique entraînant l'apparition d'harmoniques d'induction à l'origine de composantes harmoniques du bruit acoustique.
- l'épaisseur : à ce stade des travaux, nous pouvons entrevoir un lien avec l'induction critique. En effet, la partie 2.2.3.2, a montré qu'une diminution de l'épaisseur va tendre, à qualité donnée, à une baisse de l'induction critique dans les coins de transformateurs, entraînant les mêmes effets qu'évoqués précédemment.

En définitive, ces trois paramètres vont impacter la répartition du flux magnétique dans les transformateurs et, donc, les pertes fer et le bruit acoustique. Les essais du chapitre 4 pourront confirmer ou compléter les tendances que nous avons trouvées.

Chapitre 4 Essais sur transformateurs

Nos investigations vont porter sur deux types de transformateurs : le premier est une évolution des cadres une pièce utilisés dans le chapitre précédent ; le second est une série de circuits magnétiques triphasés réels qualifiés de « core models ».

4.1 Cadres de mesures monophasés

Nous allons maintenant mener des essais avec les cadres de mesures construits avec différentes qualités de tôles pour, d'une part, vérifier les conclusions précédemment énumérées et, d'autre part, mener des investigations sur une géométrie et des joints de transformateurs.

4.1.1 Présentation des cadres construits avec différentes qualités de tôles GO

Dans les essais qui vont suivre, nous allons utiliser des cadres « moyens », de mêmes dimensions que les cadres une pièce mais avec une configuration Step Lap. Ils sont construits avec différentes qualités de tôles, avec 1 tôle par marche, 1 marche et un chevauchement de 10 mm. Les cadres utilisés ont les suivants :

- un cadre moyen contenant 60 tôles par bras de qualité HGO et d'épaisseur 0.30mm,
- un cadre moyen contenant 60 tôles par bras de qualité CGO et d'épaisseur 0.30mm,
- un cadre moyen contenant 79 tôles par bras de qualité HGO et d'épaisseur 0.23mm.

Les cadres sont donc tous d'épaisseurs identiques. Les courbes d'aimantation et les caractéristiques de pertes fer normalisées des matériaux utilisés sont montrées respectivement à la Figure 4-1 et à la Figure 4-2. Ces données montrent l'anisotropie plus forte des tôles HGO par rapport aux tôles CGO. De plus, entre les deux qualités de HGO, celle d'épaisseur nominale 0.30mm est plus anisotrope que celle d'épaisseur nominale 0.23mm, si on se réfère aux caractéristiques entre 0 et 200 A/m. Concernant les pertes normalisées, sans surprise, le CGO 0.30mm est plus énergivore que le HGO 0.30mm. Le HGO 0.23mm a, quant à lui, les pertes fer les plus faibles du fait de la moindre épaisseur des tôles le constituant.

L'alimentation du circuit primaire des cadres se fait à l'aide d'une tension sinusoïdale 50Hz provenant d'un autotransformateur. Sur ces dispositifs, des essais de pertes fer, vibratoires et acoustiques ont été réalisés sans pression appliqué sur les cadres.

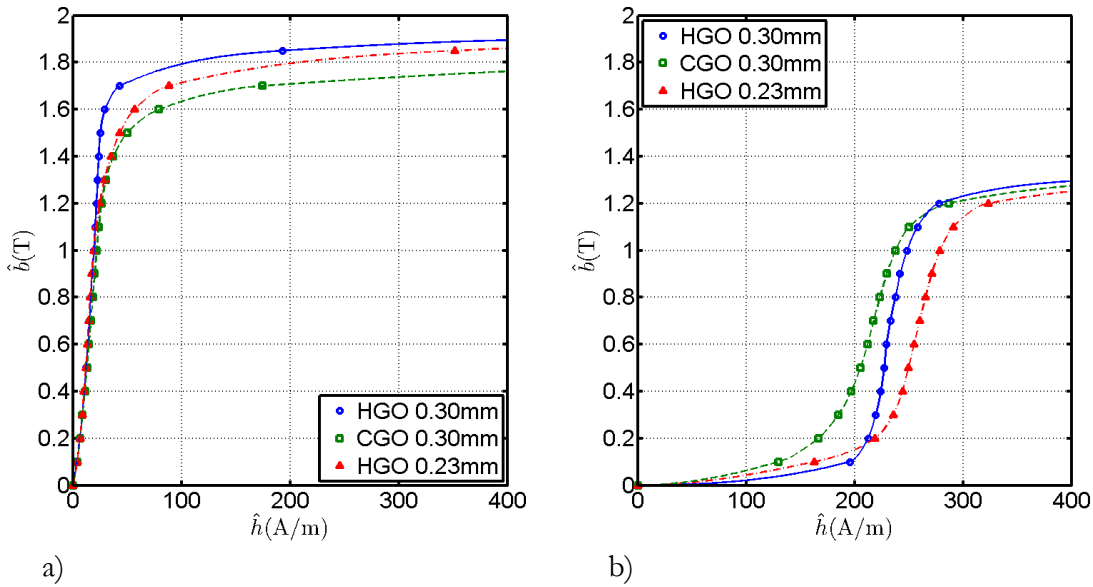


Figure 4-1 Caractéristiques magnétiques selon a) la DL et b) la DT des qualités de tôles utilisées

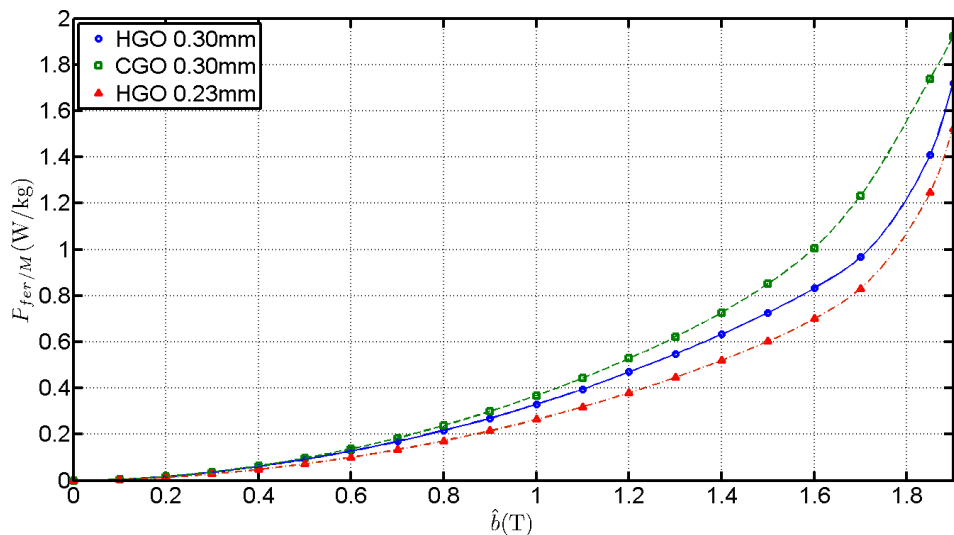


Figure 4-2 Variation pertes fer normalisées des qualités de tôles utilisées selon \hat{b}

4.1.2 Mesures des pertes fer

La Figure 4-3 présente les résultats des mesures des pertes fer.

- sans surprise, les qualités les plus performantes sont les tôles magnétiques à haute perméabilité HGO, la qualité conventionnelle CGO étant de nature plus énergivore. Néanmoins, à même épaisseur, cette différence diminue à haute induction. La différence entre le cadre HGO 0.30mm et CGO 0.30mm est de 20% à 1.7T ; cet écart passe à 3.5% à 1.9T. Ce phénomène peut s'expliquer par une

évolution différente des pertes fer en fonction de l'induction, conformément aux caractéristiques énergétiques des matériaux (Figure 4-2).

- les pertes des deux qualités HGO ont des évolutions similaires en fonction de l'induction, évolutions différentes de celle du CGO. Le HGO 0.23mm est le moins énergivore, ce qui semble logique compte tenu de leurs caractéristiques normalisées.

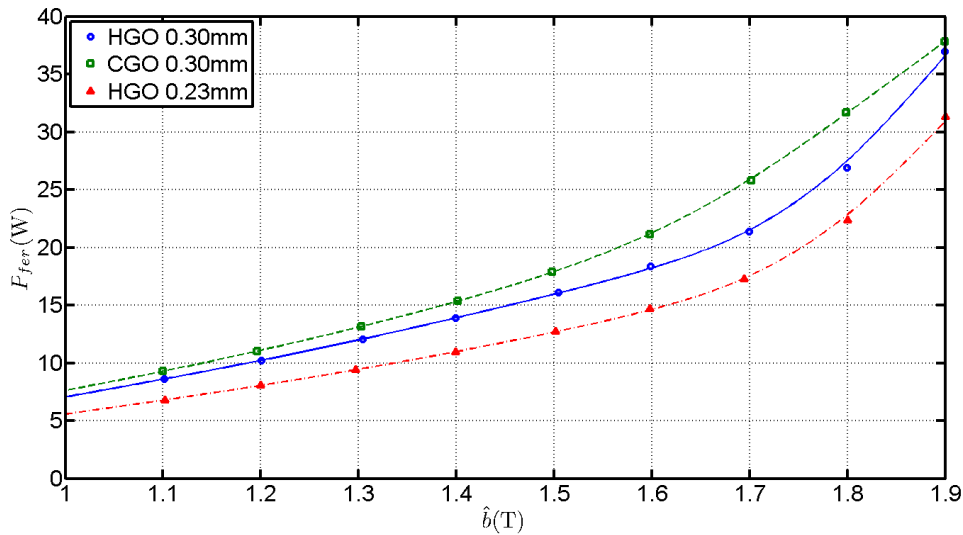


Figure 4-3 Variation selon \hat{b} des pertes fer des cadres de mesures

Nous pouvons associer à ces mesures le facteur de construction de nos cadres de mesures pour quantifier l'optimisation énergétique des tôles magnétiques qui les composent. Du fait de la simplicité de la structure, identique pour tous les cadres, et que le montage est effectué par la même personne au laboratoire, le facteur humain pouvant influencer ces résultats peut être considéré comme identique pour tous les dispositifs. Ces facteurs de construction sont tracés à la Figure 4-4. Ceux-ci montrent une meilleure optimisation énergétique pour le CGO 0.30mm, moins anisotrope. Le HGO 0.30mm, fortement anisotrope (plus que le HGO 0.23mm), conduit à un facteur de construction élevé. Ces conclusions de l'impact de l'anisotropie sur l'optimisation des pertes fer sont similaires à celles formulées précédemment. De plus, au dessus de $\hat{b} = 1.6T$, l'évolution des facteurs de construction est fonction du comportement à saturation des tôles magnétiques : le HGO 0.30mm, ayant une induction à saturation plus élevée, montre une augmentation du facteur de construction. A contrario, le HGO 0.23mm, et surtout le CGO 0.30mm, montrent une baisse de ce facteur. Ce phénomène se retrouve à la fois dans la méthode des trois cadres (partie 2.1.3.2) et sur les disques décalés (partie 3.1.3.1.2). Il peut être expliqué par le fait que le comportement à saturation des tôles magnétiques va influencer sur la répartition de l'induction au niveau des coins du transformateurs et donc sur les pertes fer.

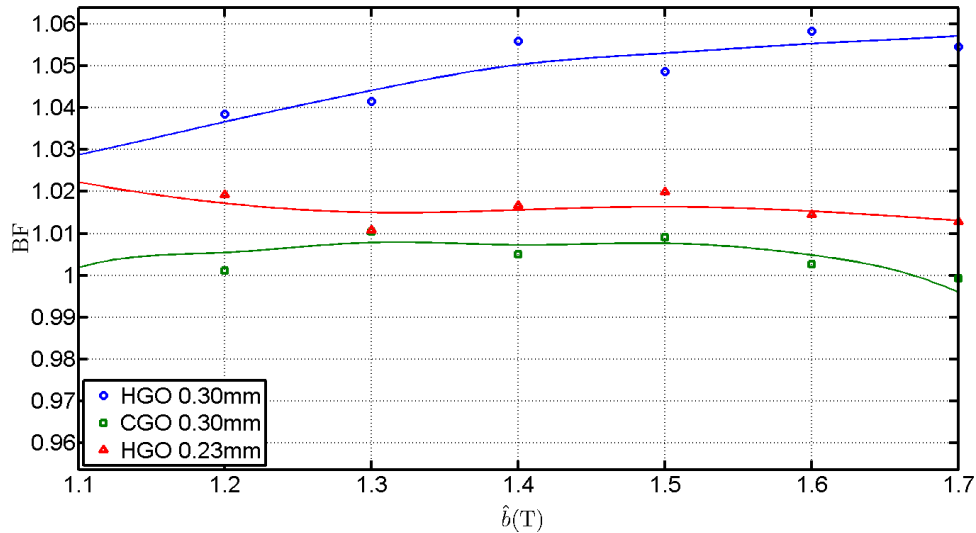


Figure 4-4 Evolution du facteur de construction des cadres de mesures selon \hat{b}

Ainsi, le facteur de construction nous permet d'établir un lien intéressant sur le comportement des tôles magnétiques constituant le transformateur. Ces informations nous seront utiles dans la suite des travaux.

4.1.3 Mesures vibratoires

En parallèle des mesures énergétiques, des essais vibratoires ont été réalisés sur les trois cadres de mesures. Ceux-ci ont été effectués sur 4 points de mesures (Figure 4-5) :

- le point P1 placé au milieu d'un coin,
- le point P2 placé à la limite intérieure d'un coin, zone à forte induction locale,
- le point P3 placé sur le coté du cadre au niveau d'un coin,
- le point P4 placé au milieu d'un bras.

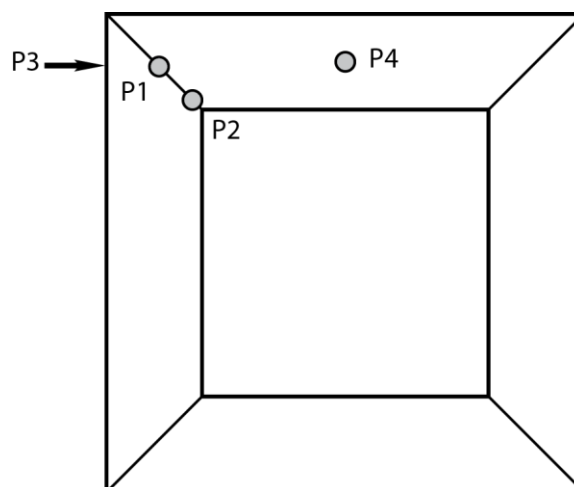


Figure 4-5 Points de mesures vibratoires

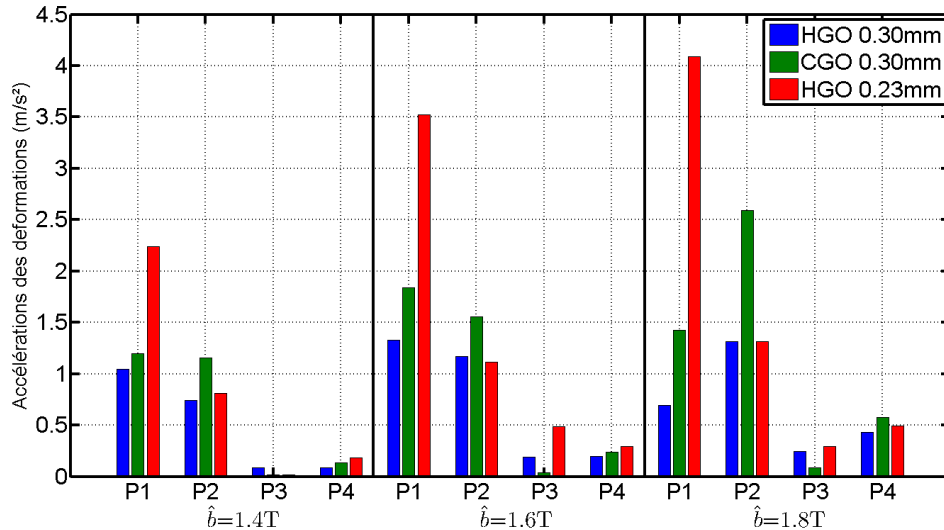


Figure 4-6 Accélération des déformations des cadres de mesures

Ces mesures ont été effectuées à trois inductions différentes, 1,4T, 1,6T et 1,8T, valeurs couramment utilisées dans les transformateurs. La Figure 4-6 montre les résultats de ces essais. Plusieurs remarques peuvent être énoncées.

- le cadre CGO produit des accélérations des déformations plus importantes que le HGO dont les tôles sont de même épaisseur (0,30mm) pour les points P1, P2 et P4 pour toutes les inductions. Cette conclusion est la même que celles formulées pour les dispositifs type disques (3.1.3). Pour P3, le HGO 0,30mm provoque des vibrations d'amplitudes plus importantes que le CGO 0,30mm, traduisant une répartition différente des forces de Maxwell et de celles dues à la magnétostriction. Néanmoins, les vibrations en ce point de mesure sont d'amplitude faible par rapport aux autres.
- le cadre HGO 0,23mm produit des vibrations plus importantes que les autres qualités pour P1, P3 et P4. L'une des explications de ce phénomène est la différence d'épaisseur des tôles les constituant pouvant conduire à une de plus grande amplitude des déformations mécaniques. Le point P2, étant sur une zone à l'origine de fortes vibrations mais moins sujette à de fort débattement mécanique que P1, montre des vibrations d'amplitude moins élevée que les autres qualités. En effet, théoriquement une réduction de l'épaisseur va entraîner une réduction des forces de Maxwell. Ce phénomène peut être montré avec une méthodologie simplifiée.

Considérons le cas extrême d'un empilement de tôles formant un joint à double recouvrement, tel que l'on trouve dans le cadre Epstein. Supposons que le flux magnétique s'établit dans la DL d'une tôle pour s'établir de l'autre côté du joint selon la DL (Figure 4-7). La zone grisée correspond à la partie des tôles dans lesquelles le flux magnétique est normal au plan des tôles. En effet, dans un joint un double recouvrement, l'absence d'entrefer plan dans le joint oblige le flux magnétique à s'établir dans les entrefers

interlaminaires. Nous considérons Φ , le flux magnétique dans l'ensemble du circuit magnétique, constant.

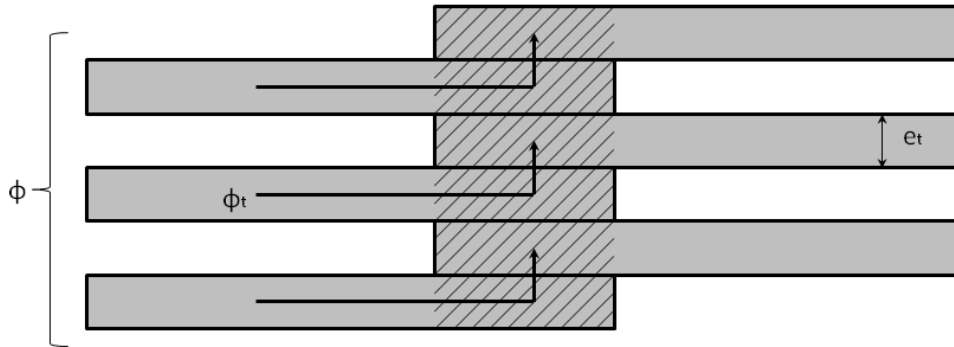


Figure 4-7 Schéma plan d'un joint à double recouvrement

Dans ces conditions, on peut écrire l'expression du flux magnétique dans une tôle Φ_t avec n_t le nombre de tôles par bras, la_t la largeur, e_t l'épaisseur de la tôle et b_{DL} l'induction selon la DL.

$$\Phi_t = \frac{\Phi}{n_t}, \quad \Phi_t = b_{DL} * S_t = b_{DL} * la_t * e_t \quad (4-1)$$

Si nous considérons une épaisseur de l'empilement au niveau du bras e_e tel que

$$e_e = n_t * e_t \quad (4-2)$$

Si S_z est la section des tôles à travers laquelle le flux magnétique s'établit perpendiculairement aux tôles, alors nous pouvons exprimer l'induction présente dans l'entrefer.

$$b_z = \frac{\Phi_t}{S_z} \quad (4-3)$$

Avec cette induction nous pouvons exprimer la somme des forces F présentes dans n_t joint.

$$F = n_t * \frac{b_z^2}{2\mu_0} * S_z \quad (4-4)$$

Alors nous pouvons exprimer F en fonction de l'épaisseur d'une tôle et l'épaisseur de l'empilement au niveau du joint.

$$F = n_t * \frac{\Phi_t^2}{S_z^2 * 2\mu_0} * S_z = n_t * \frac{\Phi_t^2}{S_z * 2\mu_0} \quad (4-5)$$

$$F = \frac{n_t}{S_z} * \frac{\Phi^2}{n_t^2} * \frac{1}{2\mu_0} \quad (4-6)$$

$$F = \frac{\Phi^2}{n_t * S_z * 2\mu_0} = \frac{\Phi^2 * e_t}{e_e * S_z * 2\mu_0} \quad (4-7)$$

Cette démonstration montre un lien entre les forces de Maxwell et l'épaisseur de la tôle utilisée. En effet une tôle plus fine, à épaisseur d'empilement du circuit magnétique identique, va engendrer des forces de Maxwell plus faibles, ce qui va impacter le bruit acoustique produit par le circuit magnétique.

4.1.4 Mesures acoustique

4.1.4.1 Mesures à 1m au dessus des cadres de mesures

Des essais acoustiques ont été menés avec les mêmes cadres de mesures placés dans une chambre semi-anéchoïque. Cette salle permet d'effectuer des essais acoustiques dans des conditions de semi champ libre, conférant au son une propagation avec un minimum de réflexions. Le cadre testé est placé au sol et un microphone est positionné à 1 mètre au dessus du centre du cadre. Ce microphone est relié à une station d'acquisition Lan-XI de Bruel et Kjaer, station associée à un ordinateur contenant le logiciel PULSE. La Figure 4-8 montre l'évolution du niveau de pression acoustique mesuré en fonction de l'induction. Nous pouvons constater que le cadre assemblé avec des tôles de qualité conventionnelle CGO émet plus de bruit que les tôles à haute perméabilité HGO. Par exemple, une différence de 2.3dBA est constatée pour $\hat{b} = 1.7T$ entre le CGO et HGO de tôles de même épaisseur. Cela peut s'expliquer de deux manières :

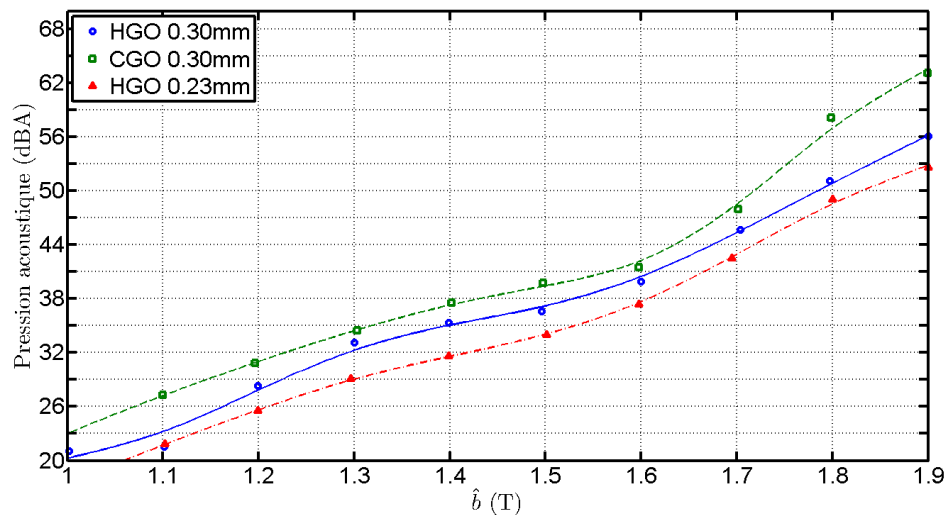


Figure 4-8 Niveau de pression acoustique mesuré à 1m au dessus des cadres de mesures (dBA)

- le test simplifié sur les bruits et vibrations de la partie 3.1.3.1.3 a montré que les tôles HGO engendrent des vibrations d'origine magnétostrictive plus faible que les

tôles CGO, même dans un environnement fortement non homogène comme les zones des coins.

- l'anisotropie, différente entre les deux qualités, provoque logiquement une répartition différente du flux magnétique. Ce changement va modifier la distribution des forces de Maxwell qui peut faire varier le bruit émis par le transformateur.

La modification de l'épaisseur des tôles utilisées dans la construction du noyau magnétique va aussi modifier le bruit émis. En effet, les résultats montrent une réduction significative du bruit émis en utilisant des tôles HGO 0.23mm pour une section de bras du transformateur équivalente ($\hat{b} = 1.7T$ par rapport au HGO 0.30mm), ce qui est cohérent avec la réduction des forces de Maxwell avec l'épaisseur de la tôle précédemment évoquée.

4.1.4.2 Mesures à 0.30m au dessus des coins des cadres de mesures

Nous allons vérifier si nos conclusions s'appliquent aux zones des coins. Pour ce faire, la position du microphone est déplacée pour être à 0.30m au dessus d'un coin des cadres de mesures. Les résultats peuvent être visualisés à la Figure 4-9. Ceux-ci montrent les mêmes tendances que précédemment avec un bruit acoustique plus important pour la qualité de tôle CGO et une baisse avec la diminution de l'épaisseur. Les différences constatées pour $\hat{b} = 1.7T$ sont de 1.5dBA entre les cadres HGO 0.30mm et CGO 0.30mm, et de 5dBA entre les deux HGO d'épaisseurs différentes. Ces remarques permettent de consolider nos conclusions.

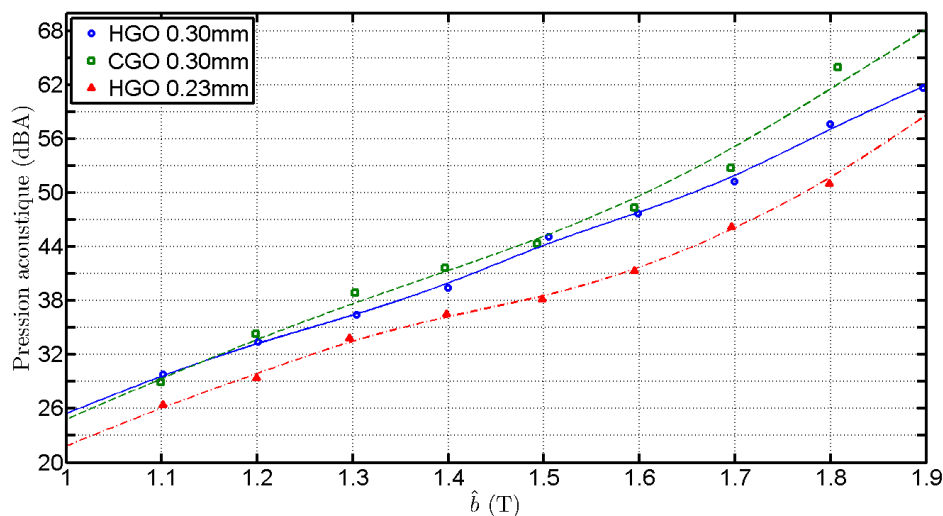


Figure 4-9 Niveau de pression acoustique mesuré à 0.30m au dessus des cadres de mesures selon \hat{b}

Si nous comparons ces conclusions aux essais vibratoires précédents, nous pouvons remarquer que les deux cadres HGO présentent des accélérations des déformations similaires mais aussi de grandes différences de pressions acoustiques. Ce phénomène peut être expliqué par le fait que l'on mesure ponctuellement les déformations et, à contrario, des pressions acoustiques globales provenant d'une grande surface d'émission. Cette différence de surface entre les deux types de mesures peut expliquer les différences relevées.

4.2 Core models

4.2.1 Présentation des « core models »

Les « core models » sont des modèles de noyaux magnétiques de transformateurs triphasés de 630kVA (Figure 4-10). Ils vont nous permettre d'analyser la portée de nos conclusions établies sur des dispositifs simplifiés à des géométries complexes proches de celles utilisées dans les transformateurs. Ils ont été construits par un spécialiste de la fabrication de circuits magnétiques. Leurs dimensions peuvent être visualisées à la Figure 4-11 représentant un « core model » de façon simplifiée : sans dispositif d'assemblage ni trous servant au serrage. Les coins sont de type Step Lap avec 6 marches et 1 tôle par marche. Le chevauchement des tôles dans les coins est de 5mm et le nombre de niveaux de gradin est de 3. Le joint en T est constitué de tôles coupées à 45°. Bien que les tôles utilisées soient d'épaisseurs différentes entre les différents « core models », les sections des transformateurs sont quasiment toutes identiques. Différents accessoires de serrage sont placés entre les noyaux magnétiques : des fers en U, des tiges filetées et des tubes isolants permettant une isolation électrique entre les tiges filetées et le circuit magnétique. Le serrage des fixations est réglé à 20Nm à l'aide d'une clé dynamométrique.

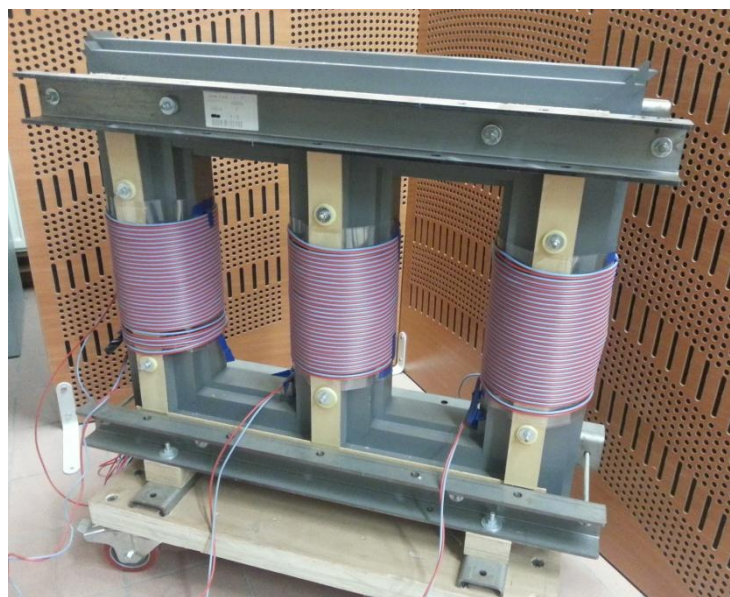


Figure 4-10 Core models

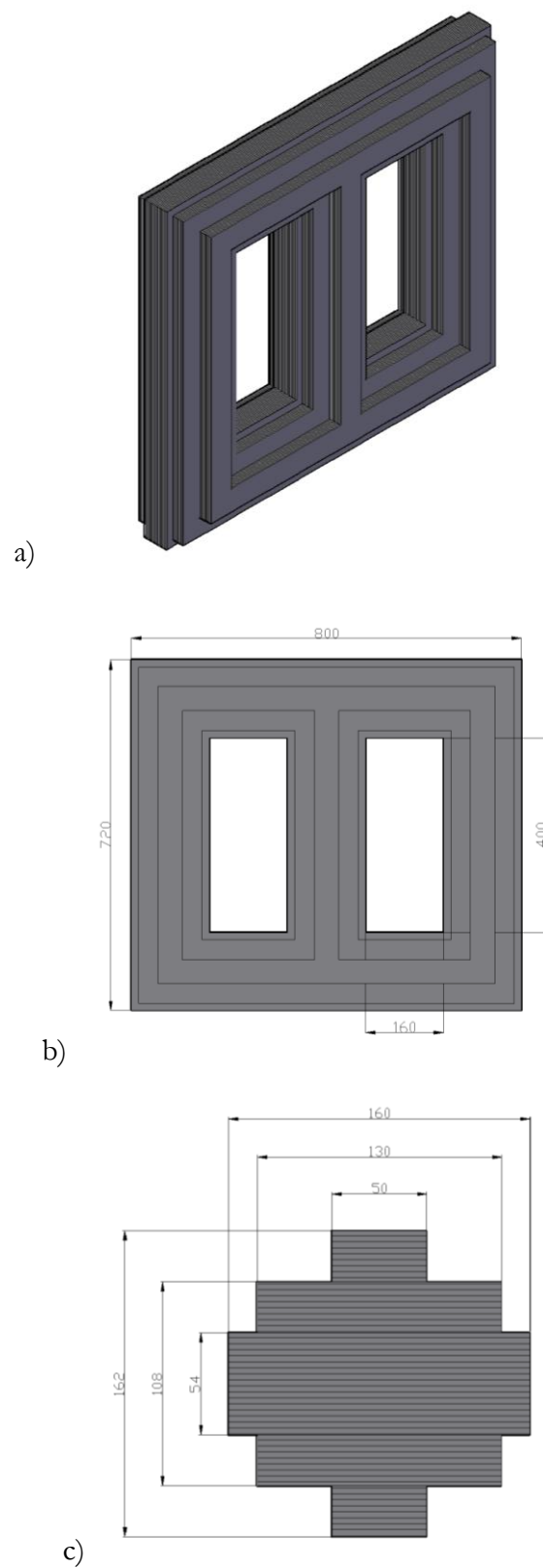


Figure 4-11 Dimensions des core models a) vue de profil, b) vue de face, c) coupe d'une colonne

Les transformateurs se composent de 3 colonnes pouvant accueillir les bobinages primaires et secondaires. Ces derniers sont constitués de 30 spires par phase pour chaque circuit. Le couplage utilisé est de type étoile/étoile [84] et nos tests sont effectués à vide. L'alimentation du circuit primaire s'effectue avec une tension triphasée sinusoïdale 50Hz provenant d'un autotransformateur ; le calcul de l'induction se fait à l'aide de la moyenne des valeurs efficaces des trois tensions secondaires.

Les différences entre les core models se situent au niveau de l'épaisseur de la qualité des tôles magnétiques utilisées. Le Tableau 4-1 recense les 5 core models selon les nuances des tôles. Comme nous pouvons le remarquer, plusieurs core models sont construits avec des tôles HGO de même épaisseur. En effet, les tôles du noyau #3 sont normales, ceux du noyau #4 sont scratchée et ceux du noyau #5 ont un revêtement modifiée.

Numéro du core models	Qualité de la tôle magnétique	Epaisseur
#1	HGO	0.18mm
#2	HGO	0.23mm
#3	HGO	0.30mm
#4	HGO	0.30mm
#5	HGO	0.30mm

Tableau 4-1 Qualités des tôles magnétiques des core models

Les matériaux constituant ces core models ont été caractérisés à l'aide de la mesure normalisée SST sur des bandes juxtaposées de 0.6m (DL) x 0.1m (DT). Ces mesures ont été effectuées pour quelques valeurs d'inductions. Les caractéristiques des pertes fers normalisées et les courbes d'aimantation peuvent être visualisées à la Figure 4-12.a et à la Figure 4-12.b :

- les pertes fer normalisées deviennent plus faibles quand l'épaisseur de la tôle diminue. En effet, les tôles du core models #1 sont moins énergivores que le #2, et ceux constitués de tôles d'épaisseur 0.30mm sont, au contraire, plus énergivores.
- les courbes d'aimantation montrent des perméabilités différentes, traduisant une différence d'anisotropie. Les différences de comportement sont clairement visibles entre les différentes qualités de tôles avec des saturations rapides pour les tôles des noyaux #1, #2 et #5 que pour les autres qualités.

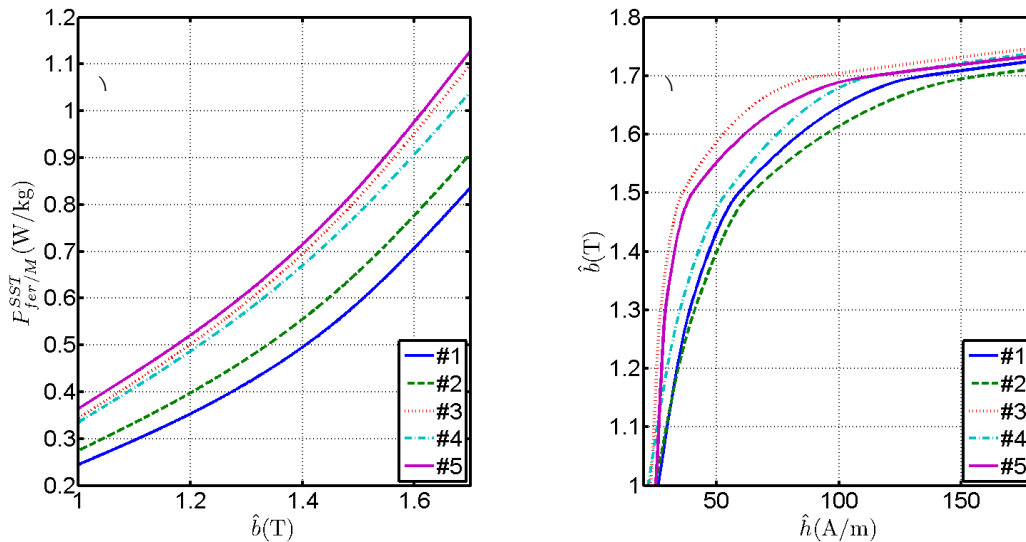


Figure 4-12 Mesures normalisées SST des qualités de tôles utilisées

4.2.2 Mesures des pertes fer

Dans un premier temps, nous avons mesuré les pertes fer produites par les core models avec le wattmètre de précision WT 230. Les résultats de ces essais, présentés à la Figure 4-13, montrent que les performances des noyaux magnétiques sont directement liées à celles des tôles magnétiques les constituant. En effet, les tôles magnétiques qui produisent moins de pertes fer entraînent logiquement des noyaux magnétiques moins énergivores. Néanmoins, nous pouvons constater une inversion des tendances entre les pertes fer normalisées et celles des noyaux #3 et #5. Ce phénomène provient probablement de la différence d'anisotropie des deux matériaux qui peut dégrader les performances énergétiques du transformateur comme nous avons pu le voir dans la partie 3.1.3.1.2.

Connaissant les pertes fer normalisées et celles des noyaux magnétiques, nous pouvons étudier les facteurs de construction. La Figure 4-14 montre les résultats de ces calculs et plusieurs conclusions peuvent être formulées :

- si nous appliquons le fait qu'une forte anisotropie augmente le facteur de construction, nous pouvons déduire que le noyau #3 est le plus anisotrope. Pour les autres qualités, les différences ne sont pas assez importantes compte-tenu de la complexité d'assemblage qui rend le facteur humain important.
- si nous nous intéressons à l'évolution du facteur de construction entre 1.5T et 1.7T, nous avons des informations sur le comportement à saturation des matériaux. La forte augmentation du facteur de construction des noyaux #3 et #4 traduit un bon comportement à saturation. A contrario, les noyaux #2 et #5 montrent que leurs matériaux saturent plus rapidement, le noyau #1 étant le pire des cas à cause de la faible épaisseur des tôles (partie 2.2.3.2).

Nous exploiterons ces informations pour comprendre les comportements acoustiques des noyaux magnétiques.

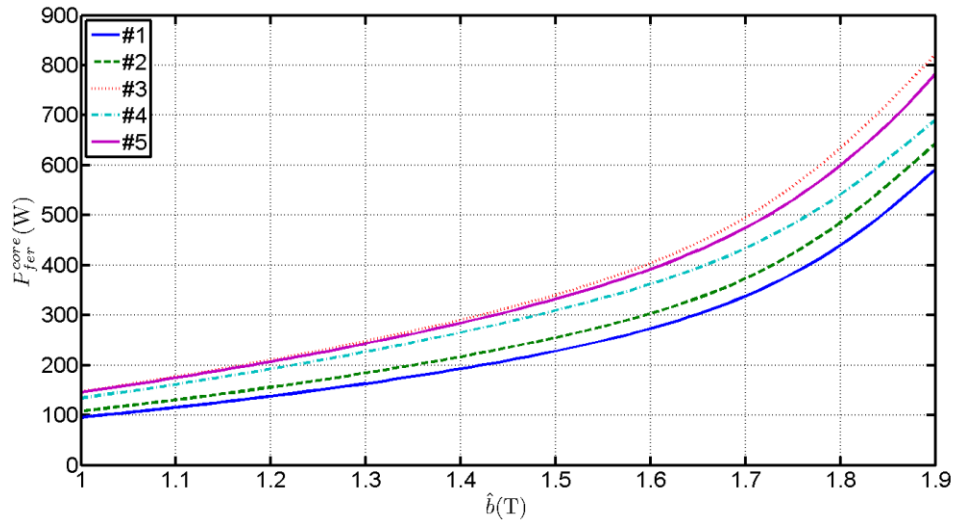


Figure 4-13 Evolution des pertes fer des core models selon \hat{b}

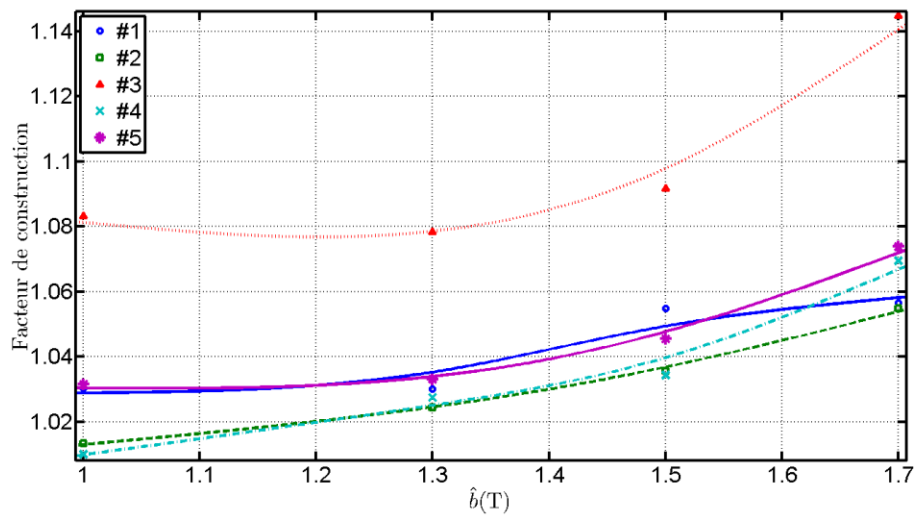


Figure 4-14 Evolution du facteur de construction des core models selon \hat{b}

4.2.3 Analyse modale

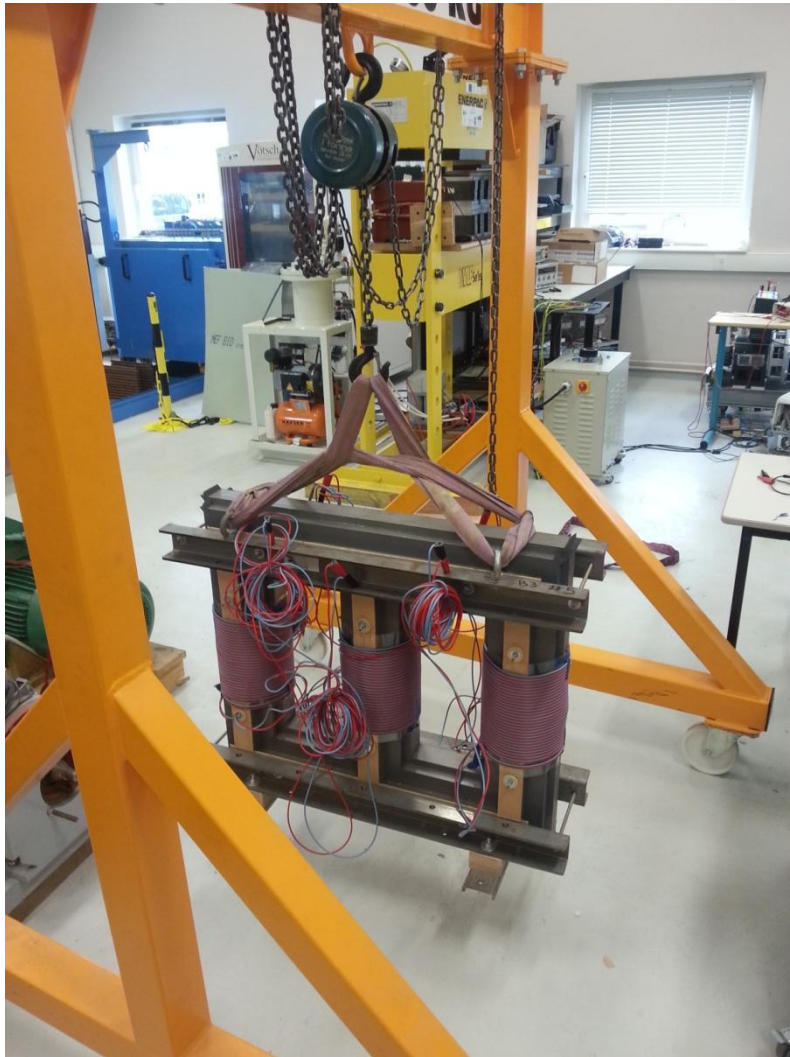


Figure 4-15 Analyse modale d'un core model

Avant de mesurer le bruit émis par ces noyaux magnétiques, nous nous sommes intéressés aux réponses fréquentielles des structures. Pour ce faire, nous avons effectué une analyse modale expérimentale avec un marteau d'impact qui offre une visualisation rapide de la réponse fréquentielle [78]. Ce test est effectué à l'aide de la station d'acquisition LAN-XI et du logiciel PULSE intégrant un module d'analyse modale. Le marteau d'impact est équipé d'un capteur de force pour mesurer l'excitation mécanique de la structure. La réponse fréquentielle est, quant à elle, mesurée à l'aide d'un accéléromètre placé sur le noyau. Une série de trois essais consécutifs permet d'estimer la cohérence qui sert à quantifier la bonne répétabilité de l'essai. Pour optimiser cet essai, le transformateur est mis en suspension (Figure 4-15) pour l'isoler mécaniquement du sol. Trois noyaux réalisés avec des tôles magnétiques d'épaisseurs différentes ont été analysés : le #1 (tôles de 0.18mm), le #2 (tôles de 0.23mm) et le #3 (tôles de 0.30mm). Les tests ont été effectués avec la même méthodologie pour chaque noyau : le placement de l'accéléromètre et le point d'impact ont une localisation similaire. Ces deux points sont placés sur la tranche des tôles du noyau

magnétique. Cette zone s'est révélée être bien adaptée pour effectuer la mesure, contrairement au plan des tôles, beaucoup plus délicat à analyser.

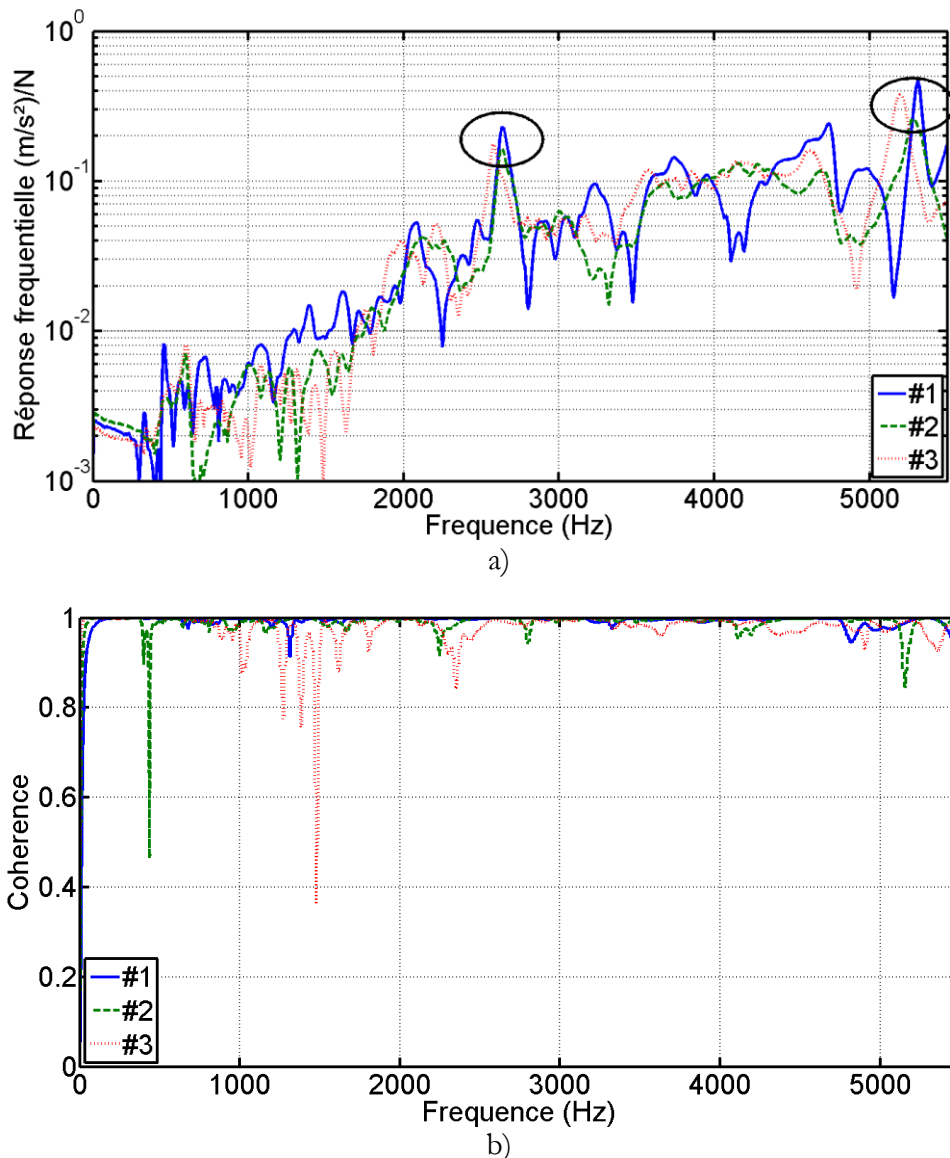


Figure 4-16 Résultats de l'analyse modale expérimentale sur trois core models a) Réponse fréquentielle b) Cohérence

Les résultats de ces essais, présentés à la Figure 4-16, montrent des réponses fréquentielles différentes, en fonction des core models testés. En effet, la structure d'un noyau magnétique est particulièrement complexe et il est difficile de retrouver les mêmes résultats pour toutes les structures, même si elles ont été assemblées dans des conditions similaires. Dans notre cas, certains core models contiennent des tôles magnétiques d'épaisseurs différentes ce qui, logiquement, accentue les différences puisque l'épaisseur des tôles modifie la rigidité mécanique de la structure. Ces différences sont visibles dans les zones entourées : plus l'épaisseur de la tôle magnétique utilisée dans la construction du circuit magnétique est fine, plus les fréquences de résonances sont élevées. Néanmoins, ces

différences se situent à des fréquences supérieures à celles sur lesquelles nous nous focalisons. En effet, il n'y a pas de résonance mécanique dans les fréquences étudiées.

4.2.4 Mesures vibratoires

Dans la partie 3.1.3, nous avons montré que de fortes vibrations magnétostrictives apparaissent quand le flux magnétique s'établit dans la DT. Dans un transformateur, ce phénomène se produit surtout dans la zone du joint en T. En effet, dans cette zone, un champ tournant apparaît avec comme origine l'excitation triphasée. De ce fait, des investigations ont été menées pour savoir si cette zone est celle qui vibre le plus ou si elle produit moins de déformations que les coins extérieurs. Des mesures vibratoires ont été réalisées sur un core model au centre d'essais CRITT M2A qui dispose d'un vibromètre laser à balayage. Cet appareil permet de prendre rapidement plusieurs points de mesures sur une surface pré-configurée. Deux ensembles de surfaces de mesures ont été définis :

- le premier se situe sur une face comprenant un total de 2814 points de mesures.
- le deuxième se situe sur le côté avec un total de 1204 points de mesures.

La Figure 4-17 montre ces zones ainsi que les maillages servant à définir les points de mesures à effectuer. Le noyau magnétique est soumis à la même induction pour les deux séries de mesures.

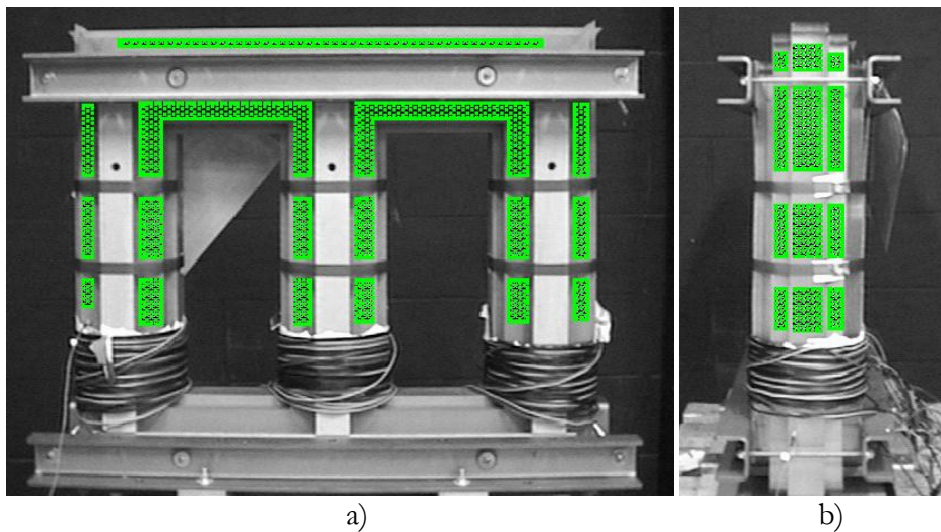


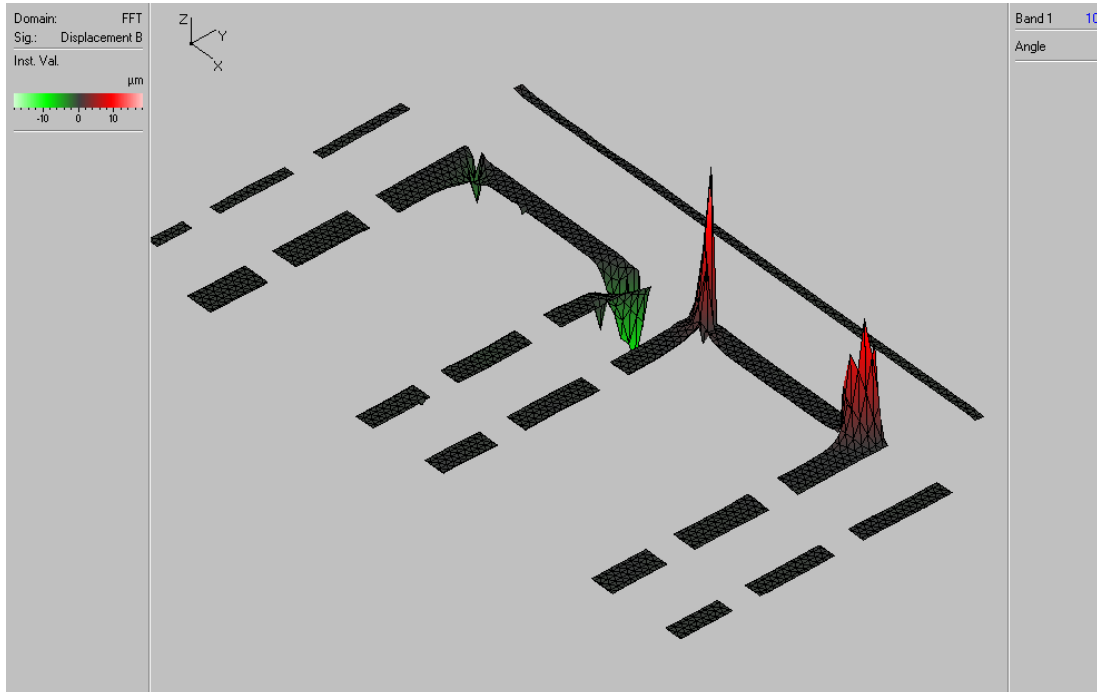
Figure 4-17 Zones de mesures du vibromètre laser à balayage sur un core model

Les déplacements dont la fréquence est de 100Hz sont présentés à la Figure 4-18 :

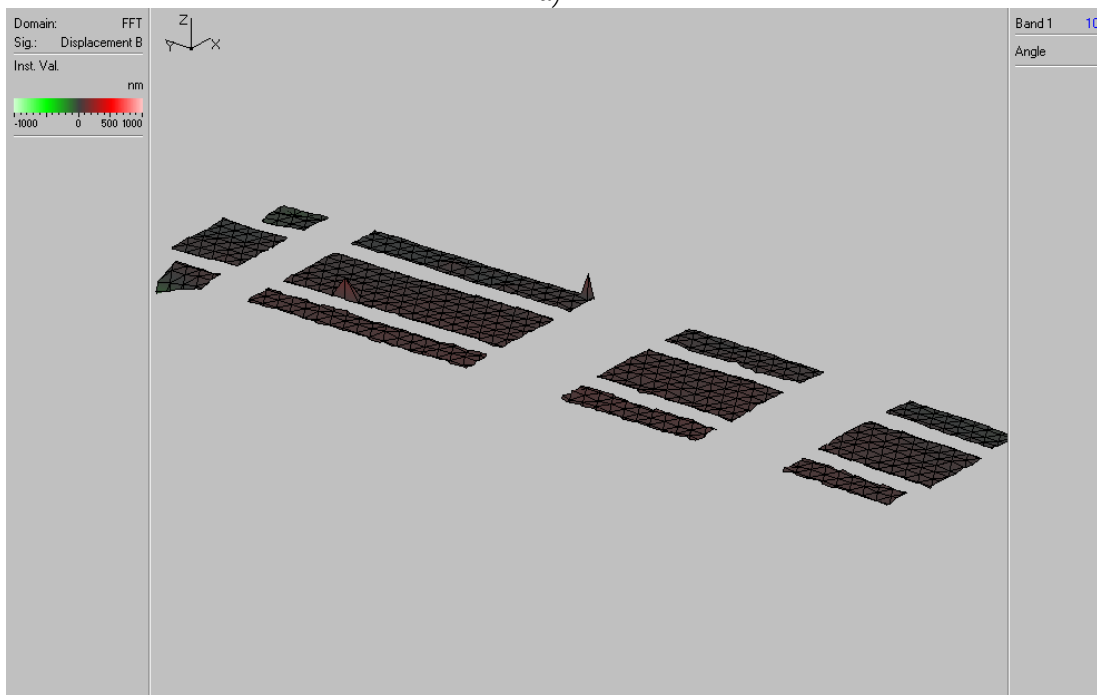
- de fortes vibrations sont produites au niveau des faces des coins, surtout dans les zones non serrées, plus libres mécaniquement.
- les déplacements dans la zone du joint en T sont de même ordre de grandeur que ceux produits par les coins latéraux (environ 10 μm). De ce fait, les déplacements

au niveau du T ne vont pas fortement perturber notre approche qui fera le parallèle avec les résultats observés sur les dispositifs simplifiés.

- les déplacements des tranches du core model sont d'amplitudes plus faibles que celles mesurées sur la face, avec des pics au environ de $0.2 \mu\text{m}$.



a)



b)

Figure 4-18 Déplacements des zones de mesures a) en face et b) sur le côté d'un core models

Ces mesures ont permis de comparer les vibrations entre les coins intérieurs du joint en T et celles des coins latéraux mais elles ne sont pas suffisantes pour visualiser l'extrémité des coins latéraux, parties pourtant susceptibles de vibrer car mécaniquement moins contraintes. Ainsi, des mesures effectuées avec un vibromètre laser mono-point ont été réalisées sur 35 points de mesures, montrés à la Figure 4-19, et qui ciblent les parties extérieures et intérieures d'un coin latéral.

Les résultats de ces mesures, illustrés à la Figure 4-20, montrent que les points 1, 8, 16, 19 et surtout 9 présentent les amplitudes de vibrations les plus fortes. Ces points correspondent aux parties extérieures des coins, proches des cornes, zones les moins contraintes mécaniquement. Ces mesures confortent l'idée que les coins extérieurs sont les zones qui vibrent le plus.

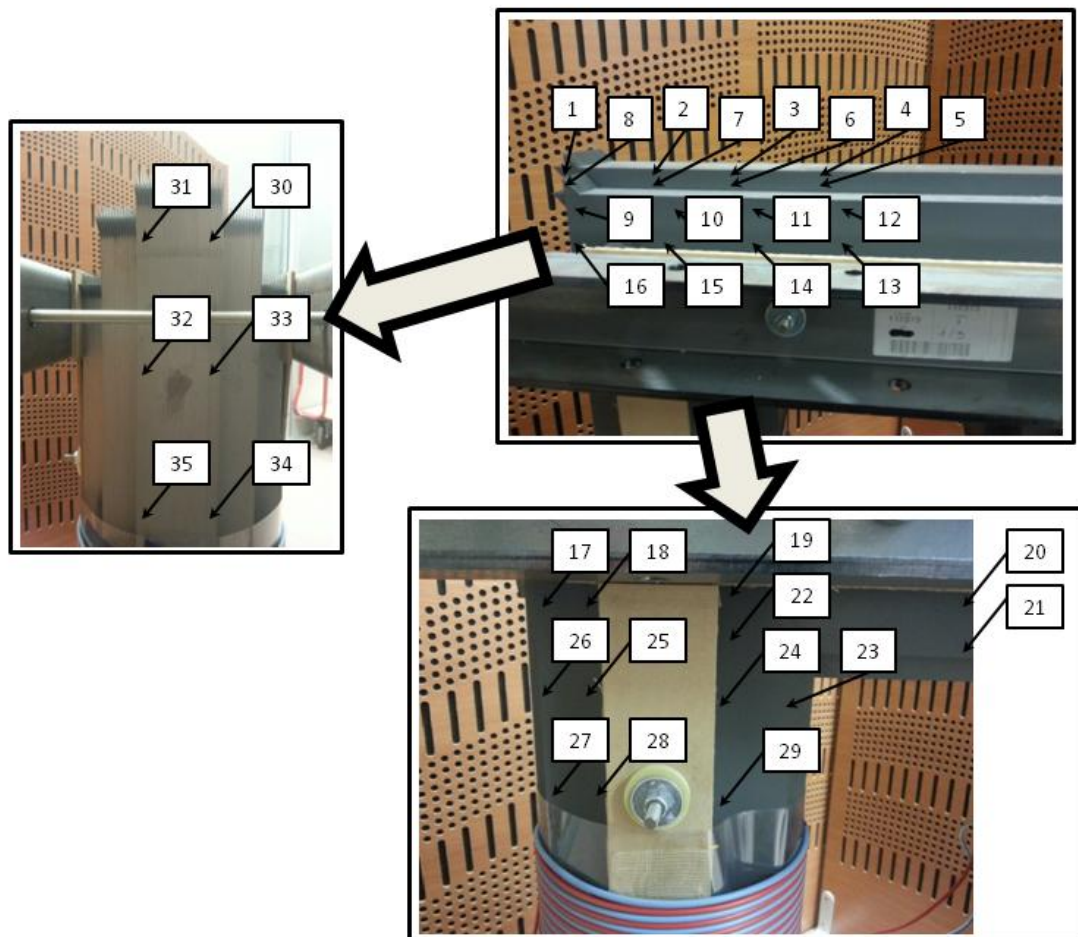


Figure 4-19 Points de mesures vibratoires sur une zone de coin d'un core model

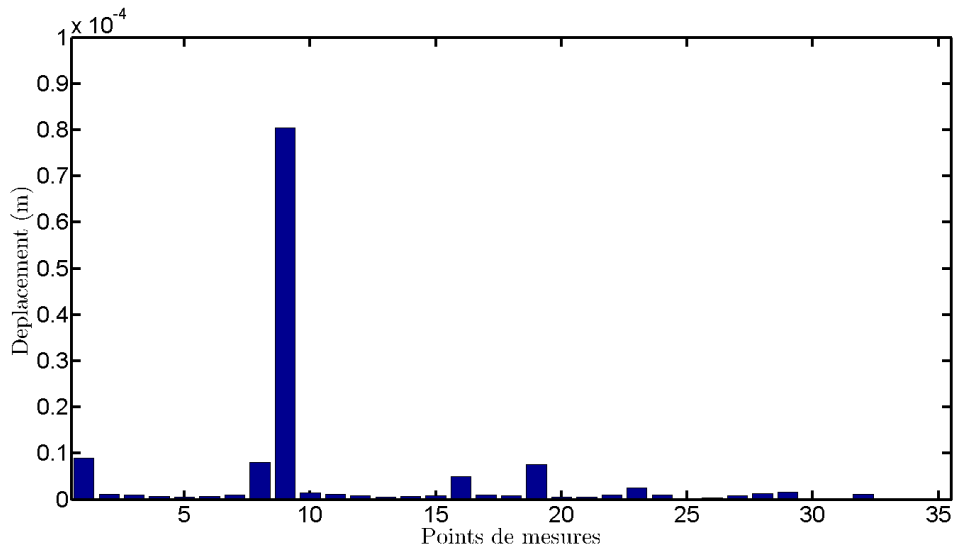


Figure 4-20 Déplacements maximum aux points de mesures d'une zone de coin d'un core models

4.2.5 Mesures acoustiques

Les niveaux de pression acoustique ont été relevés pour l'ensemble des core models dans la chambre semi-anéchoïque. 12 points de mesures ont été pris autour des noyaux magnétiques tels que le montre la Figure 4-21. Le microphone est placé à la moitié de la hauteur du noyau à chaque point. Les mesures ont été effectuées pour des inductions allant de 1T à 1.9T avec le système Bruel & Kjaer type 2035.

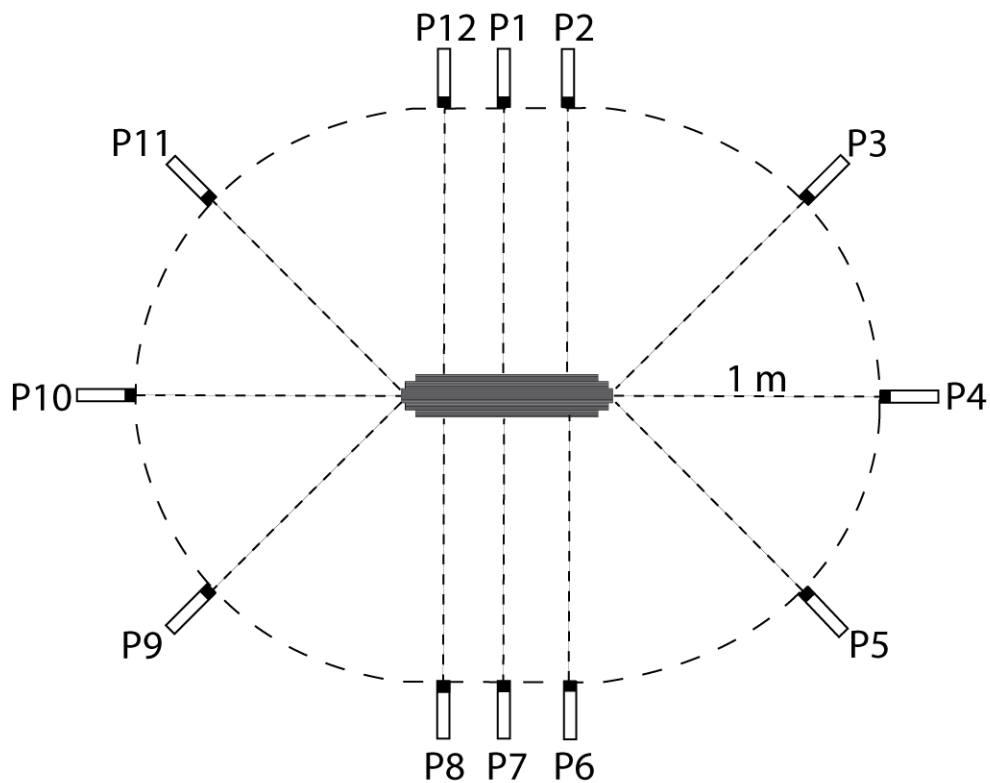


Figure 4-21 Positions des points de mesures acoustiques autour des core models

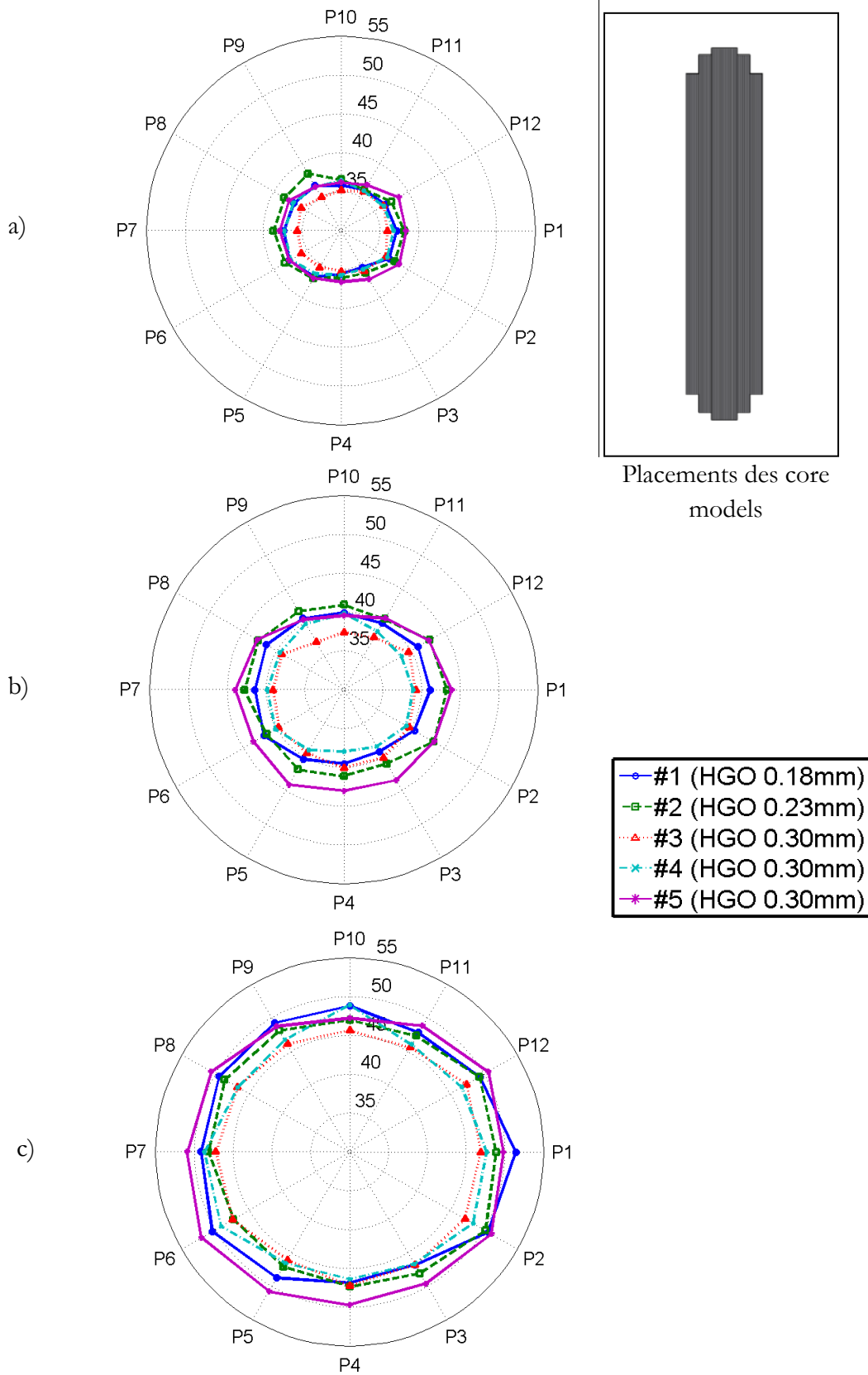


Figure 4-22 Niveaux de pressions acoustiques des core models pour chaque point de mesures pour a) $\widehat{b}_r = 1.4T$, b) $\widehat{b}_r = 1.6T$ et c) $\widehat{b}_r = 1.8T$

Les résultats sont représentés à la Figure 4-22. Nous pouvons constater que les niveaux de pression acoustique les plus élevés sont localisés, pour la grande majorité des cas, aux points P12, P1, P2, P6, P7 et P8 qui correspondent aux faces du noyau magnétique. Ceux-ci sont naturellement plus propices à des pressions acoustiques élevées du fait de leur grande surface de rayonnement. Néanmoins, la structure complexe qu'est un circuit magnétique de transformateur entraîne une répartition non symétrique des pressions acoustiques. Des différences d'évolution de la pression peuvent aussi être constatées entre les différents « core models ». Pour mieux les visualiser, nous avons appliqué la méthodologie normalisée [61] évoquée dans la partie 1.3.3.5.4 permettant de calculer des courbes de pression acoustique moyenne (Figure 4-23). Les disparités d'évolution de cette pression pour chaque core model peuvent s'expliquer avec les conclusions tirées des précédents tests simplifiés :

- une forte épaisseur des tôles magnétiques va entraîner un bruit important
- une forte anisotropie des tôles magnétiques va conduire à un bruit plus faible
- plus l'induction à saturation est élevée, plus le transformateur est silencieux.

Bien entendu, si nous comparons deux qualités de tôle magnétique, nous pouvons avoir des différences sur ces trois paramètres. C'est pourquoi, nous allons étudier les résultats en deux groupes ayant l'un des trois paramètres en commun :

- le premier regroupe les noyaux #3, #4 et #5 de même épaisseur.
- le second regroupe les noyaux #1, #2 et #5 dont les tôles commencent à saturer à des valeurs plus faibles que celles des autres noyaux.

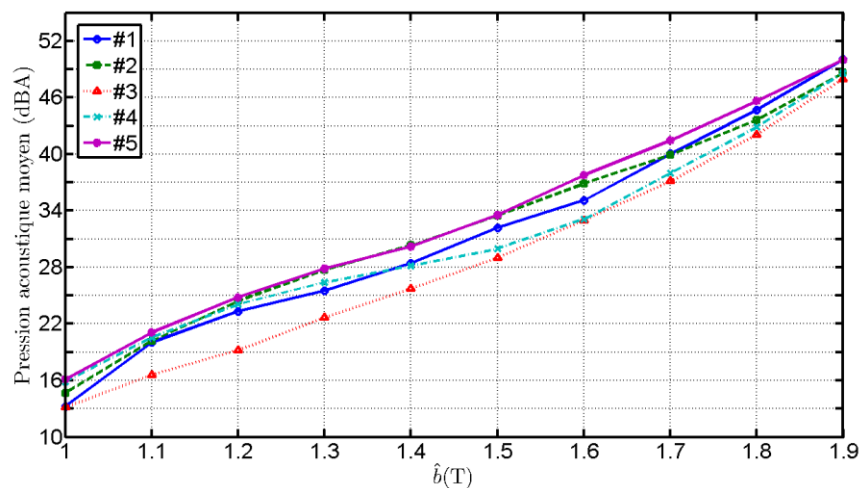


Figure 4-23 Evolution des niveaux moyens de pression acoustique des core models selon \hat{b}

4.2.5.1 Core models de même épaisseur

Dans cette partie, nous allons expliquer les différences de bruit acoustique produits par les core models construits avec des tôles magnétiques de même épaisseur. Pour ce faire, nous avons schématisé, à la Figure 4-24, les bilans des caractéristiques des

tôles magnétiques en intégrant l'anisotropie, l'épaisseur et le comportement de saturation. Avec ces trois paramètres, nous pouvons justifier les comportements acoustiques de ces core models :

- les tôles magnétiques du core model #3 ont une forte anisotropie etaturent à des valeurs plus élevées, conduisant à un bruit acoustique faible par rapport aux autres noyaux.
- les tôles magnétiques du core model #5 ont une faible anisotropie etaturent à des valeurs plus faibles, conduisant à un bruit acoustique élevé par rapport aux autres noyaux.

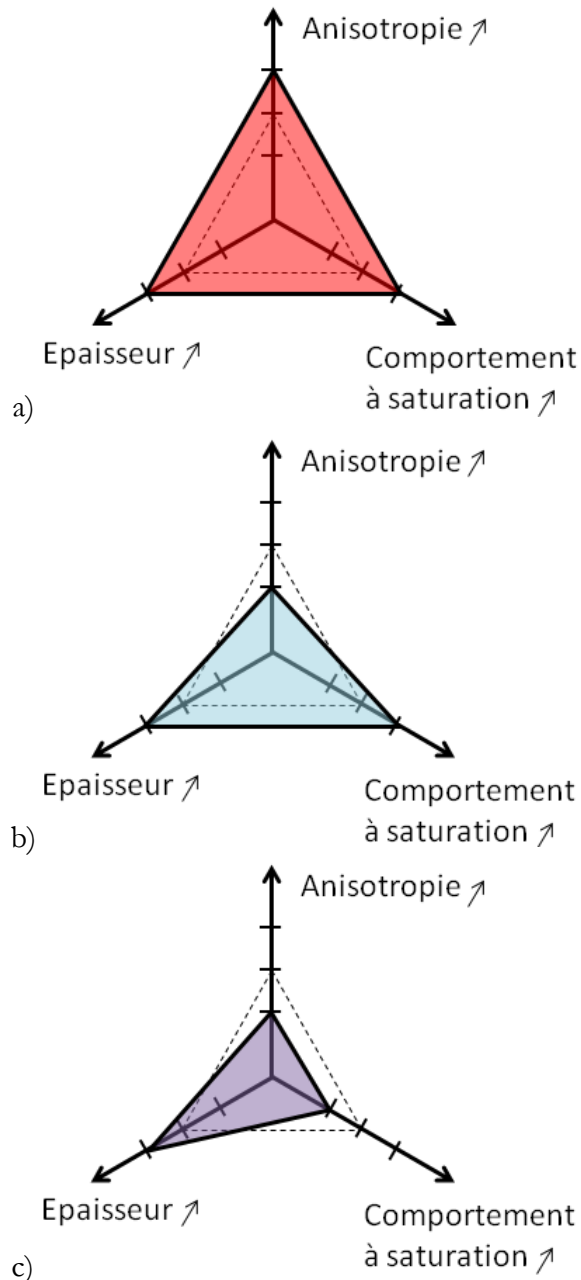


Figure 4-24 Impact qualitatif des paramètres des tôles magnétiques sur les core models de tôles 0.30mm : a) #3 b) #4 c) #5

- les tôles magnétiques du core model #4 ont une faible anisotropie mais saturent à des valeurs plus élevées, caractéristiques qui donnent un bruit acoustique intermédiaire par rapport aux noyaux #3 et #5.

L'application de nos connaissances acquises lors des essais sur les dispositifs simplifiés offre une meilleure compréhension de l'évolution du niveau de pression acoustique des noyaux construits avec des tôles magnétiques de même épaisseur. Voyons maintenant si ces conclusions sont aussi valables pour les autres noyaux.

4.2.5.2 Core models dont les tôles commence à saturer à des valeurs faibles

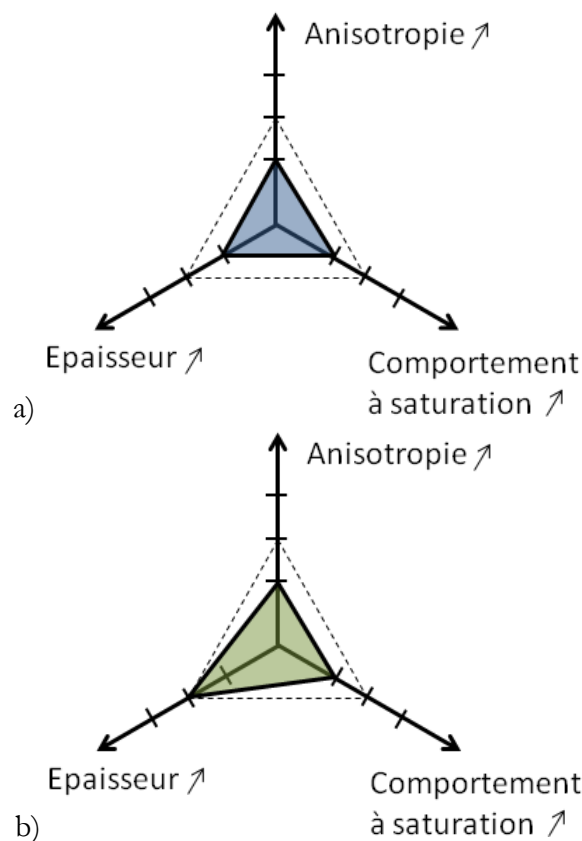


Figure 4-25 Impact qualitatif des paramètres des tôles magnétiques sur les core models ayant des tôles ayant une saturation faible : a) #1 et b) #2.

La même méthodologie de schématisation de l'impact des caractéristiques des tôles magnétiques a été appliquée aux noyaux #1 et #2 construits avec, respectivement, des tôles d'épaisseur 0.18mm et 0.23mm (Figure 4-25). Comme nous l'avons évoqué précédemment, le noyau #5, construits avec des tôles magnétiques épaisses présentant une faible anisotropie et un niveau à saturation peu élevé produit le niveau de pression acoustique le plus important parmi l'ensemble des noyaux testés. Les noyaux #1 et #2 produisent des niveaux de pression acoustique plus faibles que l'on peut expliquer par les caractéristiques des tôles magnétiques :

- les tôles magnétiques du core model #1 ont une épaisseur très faible et une anisotropie faible, provoquant un niveau de pression acoustique faible par rapport aux noyaux #2 et #5.
- les tôles magnétiques du core model #2 ont une épaisseur faible et une anisotropie faible, provoquant un niveau de pression acoustique intermédiaire entre les noyaux #1 et #4.

Encore une fois, l'application de nos connaissances sur l'impact des caractéristiques des tôles magnétiques sur le niveau de pression acoustique nous permet d'expliquer les différences mesurées entre les noyaux magnétiques.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons testé des circuits magnétiques de type transformateur avec des cadres monophasés et des core models triphasés construits avec différentes qualités de tôles. Des essais énergétiques, vibratoires et acoustiques ont été menés, permettant d'utiliser les conclusions des précédents chapitres pour analyser leurs résultats en termes de niveau de pression acoustique. L'analyse des trois paramètres définissant une qualité de tôles qui sont l'anisotropie, le comportement à saturation et l'épaisseur permettent de mieux comprendre les différences constatées entre les différents transformateurs :

- l'anisotropie va modifier la répartition du flux magnétique dans les coins, ce qui va impacter les pertes fer et le bruit acoustique.
 - le flux magnétique va se répartir de façon plus homogène dans le coin (dans le plan), se qui va rendre ce dernier plus énergivore. Ce phénomène va tendre à des facteurs de construction plus élevés.
 - le flux magnétique va se répartir de façon à avoir des angles α plus faibles, réduisant la magnétostriction globale. Ce changement de répartition du flux magnétique va aussi changer celle des forces de Maxwell. En définitive, une forte anisotropie va tendre à une réduction du bruit acoustique.
- le comportement à saturation va changer l'induction critique localisée dans le coin des circuits magnétiques.
 - une saturation élevée des tôles magnétiques va, à haute induction, accentuer la non-homogénéité du flux magnétique hors plan, rendant le transformateur plus énergivore. Ce phénomène va impacter le facteur de construction à haute induction en le faisant fortement croître.
 - une saturation faible des tôles magnétiques va réduire l'induction critique, augmentant les harmoniques et donc, le niveau de pression acoustique.
- l'épaisseur de la tôle utilisée dans la construction du transformateur va elle aussi impacter ses performances.
 - le facteur de remplissage, ratio entre l'épaisseur fer et l'épaisseur normalisée, de tôles plus fines est plus faible, ce qui va rendre l'induction critique plus

faible, impactant comme précédemment les pertes fer et le facteur de construction.

- l'épaisseur va avoir un double effet sur le bruit acoustique. Premièrement, en baissant l'induction critique, l'utilisation d'une tôle plus fine va augmenter les harmoniques d'induction. Deuxièmement, à section totale égale, les tôles plus fines vont réduire les forces de Maxwell s'exerçant entre tôles. En définitive, ce paramètre va tendre à réduire le bruit acoustique.

Ces conclusions nous ont permis d'analyser les performances des cadres de mesures et, surtout, celles des core models faits de nuances de tôles à haute perméabilité.

Conclusion générale

Nos travaux ont permis de mettre en évidence des paramètres relatifs à la qualité des tôles GO sur les pertes fer et le bruit acoustique.

La première partie est une étude bibliographique relative aux pertes fer et aux bruits acoustiques des transformateurs. Elle recense les origines des phénomènes et l'explication des tests normalisés. De plus, l'effet de l'assemblage sur les deux phénomènes est étudié.

La deuxième partie a été consacrée à l'étude des pertes fer avec la méthode des trois cadres.

- dans un premier temps, nous avons appliqué cette méthode à des cadres Epstein construits avec différentes qualités de tôles. Nous avons constaté des différences de résultats en fonction de la qualité de tôles. En effet, des simulations par éléments finis nous ont montré que le flux magnétique se répartit différemment en fonction de l'anisotropie, avec l'impact de la longueur moyenne de flux réel du cadre Epstein. Cette longueur est, dans le cas de nos essais sur des tôles GO, supérieure à la longueur normalisée. Cela traduit une surestimation des pertes mesurées au cadre Epstein normalisé sur les véritables performances des tôles GO. Une étude plus détaillée de la longueur de flux calculée a montré une augmentation de la longueur avec la saturation des caractéristiques magnétiques des tôles. Ces essais ont montré que le cadre Epstein donne un ordre de grandeur des performances des tôles GO et que la méthode des trois cadres permet d'affiner la définition de ces performances. Une autre conclusion importante est que deux paramètres conditionnent les performances énergétiques des tôles : l'anisotropie et le comportement à saturation.
- dans un second temps, nous avons appliqué cette méthodologie à des cadres monophasés plus proches de transformateurs. Le cadre le plus court vibre le plus et il s'est révélé être très énergivore, rendant inapplicable la méthodologie. Pour expliquer ce phénomène, nous avons effectué une simulation par la méthode des éléments finis qui a permis de mettre en évidence un lien entre les déformations du circuit magnétique et les pertes fer. En effet, de fortes déformations changent l'épaisseur des entrefers interlaminaires, impactant les pertes fer. De plus, ces simulations ont permis de révéler un troisième paramètre : l'impact du facteur de remplissage et, donc, de l'épaisseur de tôle, sur la répartition du flux. Nous avons aussi quantifié les pertes fer des coins et des parties droites et visualiser l'impact de l'assemblage.

La troisième partie a été consacrée à l'étude des circuits à tôles découpées d'une seule pièce.

- dans un premier temps, l'étude s'est portée sur deux structures annulaires, la première étant construite avec des tôles non décalées et la seconde des tôles décalées. Nous avons d'abord étudié la répartition du flux magnétique dans ces structures avec des simulations éléments finis. Nous avons mis en évidence une particularité des structures décalées : le flux magnétique restant le long de la DL, celui peut s'établir plusieurs fois dans les entrefers interlaminaires en faisant des « zig-zag » d'une tôle à l'autre. Cette particularité fait que nous avons une répartition similaire à celle des coins de transformateur. Ensuite, des mesures de pertes ont été menées, montrant qu'un matériau fortement anisotrope va dégrader les pertes fer dans les coins et augmenter le facteur de construction. Les essais vibratoires ont permis de mettre en évidence la forte variation des déformations d'origine magnétostrictive en fonction du décalage : une structure décalée, où le flux magnétique va chercher à s'établir le long de la DL de chaque tôle, va produire des déformations d'amplitude plus faible que la structure non décalée où le flux magnétique va s'établir localement dans la DT. Une conclusion importante est la réduction des vibrations produites avec l'augmentation de l'anisotropie du matériau.
- dans un second temps, les seconds types de géométrie testés sont des cadres de mesure « une pièce » à tôles non décalées et décalées. Les mesures vibratoires sur ces dispositifs ont montré les mêmes tendances que les structures annulaires. Néanmoins, le dispositif à tôles décalées a révélé d'importantes informations sur l'impact du comportement à saturation des tôles GO sur l'induction critique. En effet, une induction à saturation peu élevée va s'accompagner d'une induction critique peu élevée, ce qui conduit à une augmentation des harmoniques d'induction et, donc, du bruit.

La quatrième partie concerne l'étude de modèles monophasés et triphasés de transformateurs. Elle a confirmé les tendances révélées dans les précédentes parties sur des structures proches des transformateurs. En effet, trois paramètres permettent d'expliquer les différences énergétiques et acoustiques auxquelles conduisent les différentes qualités de tôle GO.

- une forte anisotropie va augmenter le facteur de construction mais va réduire le bruit acoustique.
- une induction à saturation peu élevée va réduire le facteur de construction, surtout à haute induction, et celle-ci va provoquer des bruits acoustiques plus importants.
- l'épaisseur des tôles magnétiques va, dans le cas de tôles fines, réduire les pertes fer produites par le transformateur, mais aussi accentuer le comportement à saturation avec une baisse du facteur de construction. Concernant le bruit acoustique, une épaisseur fine le réduit mais la baisse de l'induction critique conduit à une augmentation importante du bruit à forte induction.

La connaissance des impacts de ces trois paramètres donne des informations pertinentes sur les caractéristiques à donner aux tôles magnétiques pour optimiser les performances énergétiques et environnementales des transformateurs. On peut ainsi penser

à la création de tôles magnétiques spécialement conçues pour des transformateurs silencieux et peu énergivores.

Ces travaux ont montré à partir de différents tests simplifiés, des informations intéressantes sur les performances des tôles GO qui pourraient être utilisées par l'industrie. Nous pouvons citer par exemple la structure annulaire construite avec des tôles décalées. En effet, cette structure ayant une répartition du flux magnétique proche de joints de transformateurs, permet de quantifier, d'une part les pertes fer de ces zones et, d'autre part, les vibrations qu'elles vont produire. Néanmoins, il faudra tester plusieurs qualités de tôles magnétiques pour affiner nos conclusions et ensuite penser à un système de découpe de disques et de tests rapides.

Les principales perceptives concernant les pertes fer portent sur la méthode des trois cadres de mesures. En effet, nous avons pu isoler les pertes fer dans les coins et les pertes fer dans les parties droites, quelque soit la méthode d'assemblage mais pour une qualité de tôles. Si nous poussons nos investigations sur de nombreux assemblages et différentes qualités de tôles, des lois empiriques pourraient être définies pour identifier les pertes produites par ces différents assemblages et matériaux les pertes fer des coins fonction de la qualité et la méthode d'assemblage. L'autre axe de perspective concerne la magnétostriction. Un modèle empirique a été associé à des résultats éléments finis, ce qui a permis d'expliquer certains phénomènes. Il conviendrait d'aller plus loin en intégrant directement un modèle de magnétostriction plus évolué (avec plusieurs matériaux) dans le logiciel.

Bibliographie

- [1] C. Bengtsson, "Industrial significance of losses and noise" à *1&2DM*, Vienne, 2012.
- [2] F. Topalis, W. Irrek, and R. Targosz, "Intelligent Energy Europe (IEE) Report : Strategies for development and diffusion of Energy Efficient Distribution Transformers (SEEDT)." 2008.
- [3] Eurostat, "Europe in figures Eurostat yearbook 2012" 2012.
- [4] ADEME, "Transformateur de Distribution et Économies d'Énergie", 2012.
- [5] Richard M. Bozorth, *Ferromagnetism.*: IEEE Press, 1951.
- [6] Pierre Brissonneau, *Magnétisme et matériaux magnétiques*, Hermès ed., 1997.
- [7] Samuel Lopez, "Définition de nouvelles structures de circuits magnétiques de machines AC utilisant des tôles à grains orientés" Université d'Artois, Béthune, Thèse de doctorat 2010.
- [8] Pauwels : Distribution transformers, 2002.
- [9] ThyssenKrupp Electrical Steel : Grain oriented electrical steel PowerCore our products, 2013.
- [10] S. Taguchi, T. Yamamoto, and A. Sakakura, "New grain-oriented silicon steel with high permeability "ORIENTCORE HI-B"" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 10, pp. 123-127, 1974.
- [11] NF EN 10107 "Bandes et tôles magnétiques à grains orientés livrées à l'état fini."
- [12] IEC 60404-8-7 "Magnetic materials - Part 8-7: Specifications for individual materials - Cold-rolled grain-oriented electrical steel strip and sheet delivered in the fully-processed state".
- [13] ASTM A876 "Standard Specification for Flat-Rolled, Grain-Oriented, Silicon-Iron, Electrical Steel, Fully Processed Types".
- [14] JIS C 2553 "Cold-rolled grain-oriented electrical steel strip and sheet delivered in the fully-processed state".
- [15] Jean Verdun Jean-Claude Bavay, "Alliages fer silicium" *Techniques de l'ingénieur*, 1991.
- [16] Georges Couderchon, "Alliages magnétiques doux" *Techniques de l'ingénieur*, 1998.

- [17] L. Lahn, Chaoyong Wang, A. Allwardt, T. Belgrand, and J. Blaszkowski, "Improved Transformer Noise Behavior by Optimized Laser Domain Refinement at ThyssenKrupp Electrical Steel" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, pp. 1453-1456, 2012.
- [18] NF EN 50541-1 "Transformateurs triphasés de distribution de type sec, 50 Hz, de 100 kVA à 3 150 kVA, avec une tension la plus élevée pour le matériel ne dépassant pas 36 kV - Partie 1 : prescriptions générales".
- [19] NF EN 50464-1 "Transformateurs triphasés de distribution immergés dans l'huile, 50 Hz, de 50 kVA à 2 500 kVA, de tension la plus élevée pour le matériel ne dépassant pas 36 kV - Partie 1 : prescriptions générales".
- [20] Giorgio Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, pp. 621-630, 1988.
- [21] Olivier De La et al., "Loss separation in soft magnetic composites" *Journal of Applied Physics*, vol. 109, no. 7, p. 07A317, 2011.
- [22] Andreas Krings and Juliette Soulard, "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines" *Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, pp. 162-169, 2010.
- [23] "IEC 60404-2 Part 2 "Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steels sheet and strip by means of an Epstein frame."" 2008.
- [24] NF EN 10280:2001+A1:2007 "Methodes de mesure des caractéristiques magnétiques des tôles et bandes magnétiques à l'aide de l'essai sur tôle unique".
- [25] M. Jones and A.J. Moses, "Comparison of the localized power loss and flux distribution in the butt and lap and mitred overlap corner configurations" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 10, pp. 321-326, 1974.
- [26] F. Loffler, T. Booth, H. Pfitzner, C. Bengtsson, and K. Gramm, "Relevance of step-lap joints for magnetic characteristics of transformer cores" *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 142, pp. 371-378, 1995.
- [27] Juan Carlos Olivares et al., "Reducing Losses in Distribution Transformers" *IEEE Power Engineering Review*, vol. 22, pp. 61-61, 2002.
- [28] Z. Valkovic, "Influence of transformer core design on power losses" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 18, no. 2, pp. 801-804, Mars 1982.
- [29] G.W. Swift, "Excitation current and power loss characteristics for mitred joint power transformer cores" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 11, pp. 61-64, 1975.

-
- [30] N. Soda and M. Enokizono, "Improvement of T-joint part constructions in three-phase transformer cores by using direct loss analysis with E and S model" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, pp. 1285-1288, 2000.
- [31] A.M.A. Haidar and M. Al-Dabbagh, "The Influences of T-Joint Core Design on No-Load Losses in Transformers" *IEEE Potentials*, vol. 32, pp. 40-48, 2013.
- [32] E.G. teNyenhuis, R.S. Girgis, and G.F. Mechler, "Other factors contributing to the core loss performance of power and distribution transformers" *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, pp. 648-653, 2001.
- [33] A. Haidar, S. Taib, I. Daut, and S. Uthman, "Evaluation of Transformer Magnetizing Core Loss" *Journal of Applied Science*, vol. 6, pp. 2579-2585, 2006.
- [34] I. Daut, D. Maizana, S. Uthman, and S. Taib, "Different clamp stress impact on losses and flux distribution between two of 3 phase distribution transformer 1000 kVA assembled with stagger yoke of transformer core lamination" à *International Conference on Intelligent and Advanced Systems, 2007*, Kuala Lumpur, 2007, pp. 851-853.
- [35] A.J. Moses, "Effects of stresses on magnetic properties of silicon-iron laminations" *Journal of Materials Science*, vol. 9, pp. 217-222, 1974. [Online]. <http://dx.doi.org/10.1007/BF00550944>
- [36] B. Cougo, A. Tüysüz, J. Muhlethaler, and J.W. Kolar, "Increase of tape wound core losses due to interlamination short circuits and orthogonal flux components" à *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, 2011, pp. 1372-1377.
- [37] Sahas Bikram Shah, Paavo Rasilo, Anouar Belahcen, and Antero Arkkio, "Modeling of Losses Due to Inter-Laminar Short-Circuit Currents in Lamination Stacks" *Electrical, Control and Communication Engineering*, vol. 3, no. 1, pp. 31-36, 2013.
- [38] de Rochebrune and Anthoine Roulhac, "Contribution à l'analyse des bruits et vibrations des inductances et des transformateurs" Institut national polytechnique de Grenoble, INPG, Grenoble, Thèse de doctorat 1990.
- [39] Young-Dal Kim et al., "Structure-vibration Analysis of a Power Transformer (154kV/60MVA/Single Phase)" *International Journal of Electrical and Power Engineering*, vol. 2:4, pp. 249-253, 2009.
- [40] B. Weiser, H. Pfutzner, and J. Anger, "Relevance of magnetostriction and forces for the generation of audible noise of transformer cores" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, pp. 3759-3777, 2000.
- [41] Mohamed Hamadach, "Contribution à l'étude théorique et expérimentale du bruit et

- des vibrations des inductances et des transformateurs" Institut national polytechnique de Grenoble, INPG, Grenoble, Thèse de doctorat 1992.
- [42] A Ilo, H Pfutzner, and T Nakata, "Critical induction--a key quantity for the optimisation of transformer core operation" *Journal of magnetism and magnetic materials*, vol. 215, pp. 637-640, 2000.
- [43] Jean LE BESNERAIS, Vincent LANFRANCHI, Michel HECQUET, and Pascal BROCHET, "Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones" *Techniques de l'ingénieur*, 2008.
- [44] N. Hihat, "Mesure et modélisation de la répartition du flux magnétique dans une structure anisotrope à joints de type «STEP-LAP»" à *JCGE'08*, LYON, 2008.
- [45] S. Arai, M. Mizokami, and M. Yabumoto, "Magnetostriction of grain oriented Si-Fe and its domain model" *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 87, pp. 20-23, 2011.
- [46] J. Shilling and G.L. Houze, "Magnetic properties and domain structure in grain-oriented 3% Si-Fe" *IEEE Transactions on Magnetics* , vol. 10, pp. 195-223, 1974.
- [47] H. Mogi, Y. Matsuo, and T. Kumano, "AC magnetostriction hysteresis and magnetization direction in grain oriented silicon steel" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, pp. 3364-3366, 1999.
- [48] H. Haiji, K. Okada, T. Hiratani, M. Abe, and M. Ninomiya, "Magnetic properties and workability of 6.5% Si steel sheet" *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 160, pp. 109-114, 1996. [Online]. <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TJJ-4066CD8-2T/2/9275267b236f3b10999afb6d3c9e1e0c>
- [49] M. Yabumoto, S. Ara, R. Kawamata, M. Mizokami, and T. Kubota, "Recent development in grain-oriented electrical steel with low magnetostriction" *Journal of Materials Engineering and Performance*, vol. 6, pp. 713-721, 1997. [Online]. <http://www.springerlink.com/content/38w77w83p21r1550/>
- [50] Takashi D. Wakabayashi, and M. Enokizono, "Measurement of Three-Dimensional Magnetostriction on Grain-Oriented Electrical Steel Sheet" *Journal of Electrical Engineering*, vol. 62, p. 153, 2011.
- [51] A. Hasenzagl, B. Weiser, and H. Pfutzner, "Magnetostriction of 3% SiFe for 2-D magnetization patterns" *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 160, pp. 55-56, 1996. [Online]. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0304885396001096>
- [52] W. Kitagawa, K. Fujiwara, and Y. Ishihara, "Structure deformation analysis caused by magnetostriction of magnetic steel sheet using combination of Electromagnetic and Structure analysis" à *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome,

- 2010, pp. 1-6.
- [53] Krzysztof Majer, "The analysis of the vibrations of the cores of model transformers" à *ISEF*, Arras, 2009.
- [54] "Cogent MULTI-STEP LAP CORE TECHNICAL DATA" 2010.
- [55] David Snell, "Noise generated by model step lap core configurations of grain oriented electrical steel" *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, pp. 887 -890, 2008. [Online]. <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TJJ-4SHVT0P-3/2/779ebf15e4fbf81bc38d636645c9e644>
- [56] David Snell, "Measurement of noise associated with model transformer cores" *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, pp. 535 -538, 2008. [Online]. <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TJJ-4SD29WF-4/2/b51dd18592b764cbf2190d80c01d808d>
- [57] P.C. Joslin, A.J. Moses, and J.E. Thompson, "Some aspects of effects of longitudinal and normal stress on power loss and flux distribution within a transformer core" *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 119, pp. 709-716, 1972.
- [58] Jacques Delcambre, Paul Francois, and Bernard Jost, *Bruit des matériels électriques*.: Techniques de l'ingénieur, 1985.
- [59] Areva, "Des transformateurs moins bruyants" *Think T&D*, vol. Hiver, no. Hiver 2008-2009, pp. 21-22, 2008-2009.
- [60] Emmanuel Friot, "Une introduction au contrôle acoustique actif". [Online]. <http://cel.archives-ouvertes.fr/cel-00092972/en/>
- [61] "IEC 60076-10 "Transformateurs de puissance partie 10: détermination des niveaux de bruit"".
- [62] S. Lopez, B. Cassoret, J.F. Brudny, and J.N. Vincent, "Magnetic characterization of grain oriented steel for variable anisotropic direction assemblies" à *EPNC*, Lille, 2008.
- [63] YOKOGAWA, *WT210/WT230 Digital Power Meter USER'S MANUAL*.
- [64] S. L. Meyer, *Data analysis for scientist and engineers*.: Library of congress cataloging, 1975.
- [65] R. Penin, J.P. Lecoite, G. Parent, J.F. Brudny, and T. Belgrand, "Caractérisation des tôles magnétiques à grains orientés : méthode des trois cadres" à *SGE*, Cachan, 2014, soumis.
- [66] P. Marketos, S. Zurek, and A.J. Moses, "A Method for Defining the Mean Path Length

- of the Epstein Frame" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, pp. 2755-2757, 2007.
- [67] Z. Cheng et al., "Modeling of Magnetic Properties of GO Electrical Steel Based on Epstein Combination and Loss Data Weighted Processing" *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 1, pp. 1-9, 2014.
- [68] H Pftzner, K Futschik, and P Hamberger, "Concept for more correct iron loss measurements considering path length dynamics" à *12th Int. Workshop on 1&2 Dimensional Magnetic Measurement and Testing*, Vienne, 2012.
- [69] P. Dular, C. Geuzaine, F. Henrotte, and W. Legros, "A general environment for the treatment of discrete problems and its application to the finite element method" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, pp. 3395-3398, 1998.
- [70] F. Ossart, M. Mekhiche, and T. Waeckerlé, "Numerical simulation of an Epstein frame used for anisotropy measurements" *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 160, pp. 71-72, 1996.
- [71] R. Penin, G. Parent, J.-P. Lecointe, J-F Brudny, and T. Belgrand, "Impact of structural deformations on transformer core losses" à *SMM*, Budapest, 2013, p. 325.
- [72] T. Nakata, N. Takahashi, and Y. Kawase, "Magnetic performance of step-lap joints in distribution transformer cores" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 18, pp. 1055-1057, 1982.
- [73] G.E. Mechler and R.S. Girgis, "Magnetic flux distributions in transformer core joints" *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, pp. 198-203, 2000.
- [74] N. Hihat, Krzysztof Komez, E. Napieralska Juszcak, and J.-P. Lecointe, "Experimental and Numerical Characterization of Magnetically Anisotropic Laminations in the Direction Normal to Their Surface" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, pp. 4517-4522, 2011.
- [75] N. Hihat, J. P. Lecointe, S. Duchesne, E. Napieralska, and T. Belgrand, "Experimental method for characterizing electrical steel sheets in the normal direction" *Sensors*, vol. 10, pp. 9053-9064, 2010.
- [76] R. Penin, J.P. Lecointe, G. Parent, J.F. Brudny, and T. Belgrand, "Grain Oriented Steel Rings for an Experimental Comparison of Relative Magnetostriction and Maxwell's Forces Effects." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4374 - 4382, Aout 2014.
- [77] R. Penin, J.-P. Lecointe, G. Parent, J-F Brudny, and T. Belgrand, "Estimation of relative magnetostriction and Maxwell's forces in stacked Grain Oriented steel structures" à *ICEM*, Marseille, 2012, pp. 1971-1976.

- [78] J. P. Lecointe, R. Romary, J. F. Brudny, and T. Czaplá, "Five methods of stator natural frequency determination: case of induction and switched reluctance machines" *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 18, pp. 1133-1159, 2004.
- [79] A. Bossavit, "Whitney forms: A class of finite elements for three-dimensional" *IEE Proc. A*, vol. 135, pp. 493-500, 1988.
- [80] G. Parent, R. Penin, J.P. Lecointe, J.F. Brudny, and T. Belgrand, "Analysis of the Magnetic Flux Distribution in a New Shifted Non-Segmented Grain Oriented AC Motor Magnetic Circuit" à *CEFC*, Oita, 2012, p. 471.
- [81] G. Parent, R. Penin, J.P. Lecointe, J.F. Brudny, and T. Belgrand, "Analysis of the Magnetic Flux Distribution in a New Shifted Non-Segmented Grain Oriented AC Motor Magnetic Circuit" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, pp. 1977-1980, 2013.
- [82] D. Wakabayashi, T. Todaka, and M. Enokizono, "Modelling Of Two-Dimensional Magnetostriction Of Electrical Steel Sheet" à *SMM*, Budapest, 2013.
- [83] R. Penin, G. Parent, J.P. Lecointe, J.F. Brudny, and T. Belgrand, "Influence of the electrical steel grade on the magnetic flux distribution in transformers cores corners" à *CEFC*, Annecy, 2014.
- [84] IEC 60076-1 "Transformateur de puissance".

Evaluation a priori des performances environnementales d'un noyau magnétique de transformateur triphasé sur la base de tests simplifiés

Résumé :

Le transformateur est aujourd'hui l'un des convertisseurs statiques les plus utilisés notamment dans la distribution électrique. Les tôles magnétiques servant à la construction de leurs circuits magnétiques sont devenues de plus en plus performantes permettant une réduction des pertes produites. Néanmoins, les tests normalisés permettant de caractériser les tôles magnétiques ne reflètent pas totalement le comportement énergétique du transformateur. De plus, une autre problématique a gagné en importance durant ces dernières années : le bruit acoustique émis. Malheureusement, il n'y a pas encore de lien entre la qualité de la tôle à grains orientés choisie pour construire le circuit magnétique et le bruit acoustique que va produire celui-ci. L'objectif de cette thèse est de répondre à cette double problématique à partir de tests simplifiés. En effet, de nombreux dispositifs expérimentaux et méthodologies ont été développés tels que la méthode des trois cadres, permettant d'étudier la répartition des pertes fer dans le transformateur, les circuits magnétiques décalés, permettant d'étudier les phénomènes à l'origine du bruit acoustique, et des modèles de transformateurs monophasés et triphasés. De plus, des simulations numériques ont été effectuées afin d'approfondir nos analyses des résultats expérimentaux. L'étude des dispositifs ont permis de mettre en évidence trois paramètres relatifs à la qualité des tôles magnétiques, entraînant des différences de répartition d'induction et donc des différences de répartition de pertes fer, d'une part, et de bruit acoustique dans les transformateurs, d'autre part.

Mots-clés : tôles à grains orientés, transformateur, pertes fer, vibrations, bruits acoustiques.

Effect of grain oriented electrical steel characteristics on transformer noise and losses : Methodology implementation

Abstract :

The transformer is now a static converter most notably used in electrical distribution. The electrical steel sheet used in the construction of their magnetic circuits have become more efficient to reduce losses occurred. However, standardized tests to characterize the electromagnetic steel do not fully reflect the energy behavior of the transformer. In addition, another issue has gained importance in recent years: the acoustic noise. Unfortunately, there is no link between the quality of grain oriented steel selected to construct the magnetic circuit and acoustic noise that will produce it. The objective of this thesis is to answer this dual problem from simplified test. Indeed, many experimental devices and methodologies have been developed such as the method of three frames, to study the distribution of core losses in the transformer, the magnetic circuits shifted, to study phenomena at the origin of acoustic noise, and models of single and three phase transformers. In addition, numerical simulations were performed to deepen our analysis of the experimental results. The study of the devices have allowed to identify three parameters relating to the quality of grain oriented electrical steel, resulting from differences in the distribution of the flux density and therefore, first, the differences in distribution of core loss and, second, acoustic noise in transformers.

Keyword : grain oriented electrical steel, transformer, core loss, vibration, acoustic noise