



Apport de la simulation numérique à l'amélioration de l'efficacité énergétique et du système d'isolation électrique des dispositifs électrotechniques

Guillaume Parent

► To cite this version:

Guillaume Parent. Apport de la simulation numérique à l'amélioration de l'efficacité énergétique et du système d'isolation électrique des dispositifs électrotechniques. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université d'Artois, 2018. tel-04318401

HAL Id: tel-04318401

<https://hal.science/tel-04318401>

Submitted on 31 Jan 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ D'ARTOIS
Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement

Mémoire de synthèse présenté en vue d'obtenir
l'habilitation à diriger des recherches

APPORT DE LA SIMULATION NUMÉRIQUE À
L'AMÉLIORATION DE L'EFFICACITÉ
ÉNERGÉTIQUE ET DU SYSTÈME D'ISOLATION
ÉLECTRIQUE DES DISPOSITIFS
ÉLECTROTECHNIQUES

Guillaume Parent

Soutenu le 12 décembre 2018 devant le jury composé de :

Christophe Geuzaine	Président
Olivier Chadebec	Rapporteur
Farid Meibody-Tabar	Rapporteur
Ruth Vazquez Sabariego	Rapporteur
Stéphane Clénet	Examineur
Olivier Moreau	Examineur
Jean-Philippe Lecointe	Examineur

UNIVERSITÉ D'ARTOIS
Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement

Mémoire de synthèse présenté en vue d'obtenir
l'habilitation à diriger des recherches

APPORT DE LA SIMULATION NUMÉRIQUE À
L'AMÉLIORATION DE L'EFFICACITÉ
ÉNERGÉTIQUE ET DU SYSTÈME D'ISOLATION
ÉLECTRIQUE DES DISPOSITIFS
ÉLECTROTECHNIQUES

Guillaume Parent

Sommaire

Avant-propos	v
1 Notice Individuelle	1
1 Curriculum vitæ	1
1.1 État civil	1
1.2 Cursus universitaire	1
1.3 Parcours professionnel	2
2 Activités d’enseignement	2
2.1 En tant que doctorant et ATER	2
2.2 En tant que maître de conférences	3
3 Activités de recherche	5
3.1 Contextes et environnements	5
3.2 Résumé des activités de recherche	5
3.3 Encadrement scientifique	8
3.4 Collaborations	13
3.5 Activités contractuelles	14
4 Activités d’intérêt collectif	16
4.1 Responsabilités au sein de l’université d’Artois	16
4.2 Organisation d’évènements scientifiques	16
4.3 Expertises	16
5 Bilan de publications	17
2 Synthèse des activités de recherche	23
1 Introduction - place de la simulation numérique au LSEE	23
2 Modèles électromagnétiques	24
2.1 Modèles statiques	25
2.2 Modèles dynamiques	27
2.3 Choix d’un modèle et phénomène(s) physique(s) associé(s)	28
3 Approche globale : simulation de systèmes complets	30
3.1 Comparaison entre deux topologies de machine à reluctance variable : flux radial vs flux axial	30
3.2 Conception d’un régulateur de tension série à électronique de puissance protégée par un entrefer virtuel	36
4 Simulation de dispositifs simplifiés	51
4.1 Impact de la répartition du flux magnétique dans les coins de transfor- mateurs sur les pertes fer	52
4.2 Influence de la qualité d’acier magnétique sur l’induction critique des transformateurs	57
4.3 Utilisation d’aciers GO dans la conception de stators de machines asyn- chrones	66
4.4 Influence de l’utilisation d’aciers GO sur l’inductance et le couple d’une MRV	69

5	Simulations en interaction avec d'autres modèles	77
5.1	Contexte	78
5.2	Élaboration d'un outil numérique de prédiction des contraintes électriques interspires	78
5.3	Prédétermination du PDIV	89
3	Bilan et perspectives	95
1	Bilan	95
1.1	Efficacité énergétique des dispositifs électrotechniques	95
1.2	Analyse de la fiabilité des systèmes d'isolation électrique	96
2	Perspectives	96
2.1	À court terme	96
2.2	À moyen terme	98
2.3	À plus long terme	99
A	Prototype de régulateur série à électronique de puissance protégée	101
B	Références des encadrements et des contrats	103
	Bibliographie	105
	Références bibliographiques	105
	Références personnelles	112

Avant-propos

D'un certain point de vue, l'étape de l'obtention de l'habilitation à diriger des recherches est à l'enseignant-chercheur ce que celle du baccalauréat est à l'étudiant : elle permet à la fois d'accéder à l'étape supérieure tout en validant tout le travail qui l'a précédée. Pour le maître de conférences aspirant à sortir de son rôle d'encadrant pour embrasser à part entière celui de directeur de thèse, la rédaction du mémoire est alors l'occasion de se poser et de faire le bilan des années passées depuis l'obtention de sa thèse de doctorat. À mon sens, cette étape préparatoire à la rédaction proprement dite du mémoire est la plus intéressante du processus puisqu'elle offre l'opportunité de mener une réflexion sur l'ensemble des travaux menés et encadrés avec un recul différent, conduisant même parfois, sinon à des conclusions différentes, en tous cas à des perspectives nouvelles.

C'est pourquoi j'ai voulu laisser cette réflexion guider le processus de rédaction afin d'aboutir à un document qui met en avant mon cheminement et surtout mon apport personnel dans les différentes opérations auxquelles j'ai été amené à participer. Le lecteur constatera donc que l'accent est mis sur la conception et la mise en place de méthodologies, systématiquement guidées par une approche physique, ainsi que sur les résultats obtenus.

Le document se compose de trois chapitres. Le premier concerne le dossier individuel dans lequel je retrace, parfois de façon exhaustive, l'ensemble de mon parcours, tant d'enseignant que de chercheur. Le deuxième chapitre est consacré à la synthèse de mes travaux de recherche dans le domaine de la simulation numérique appliquée au génie électrique depuis ma nomination en tant que maître de conférences. Enfin, le dernier chapitre sera l'occasion d'évoquer la poursuite de mes travaux, en présentant les différentes pistes, à court, moyen ou long termes, pistes qui s'appuient sur les travaux présentés dans le chapitre précédent.

Chapitre 1

Notice Individuelle

1 Curriculum vitæ

1.1 État civil

Prénom :	Guillaume
Nom :	Parent
Date et lieu de naissance :	5 juin 1979 à Strasbourg
Nationalité :	Française
Fonction actuelle :	Maître de conférences 63^{ème} section à l'université d'Artois
UFR :	FSA ¹ de Béthune
Laboratoire :	LSEE ² - EA4025
Téléphone :	+33 (0)3 21 63 72 44
e-mail :	guillaume.parent@univ-artois.fr

1.2 Cours universitaire

2008	Thèse de doctorat en génie électrique réalisée en cotutelle au Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL) et au laboratoire Applied and Computational Electromagnetics (ACE) de l'Université de Liège (Ulg), intitulée <i>"Mise en œuvre d'une technique de projection de grandeurs discrètes : applications aux couplages magnétothermique et magnétomécanique"</i> et soutenue publiquement le 23 octobre 2008 avec la mention Très Honorable.
2004	DEA de génie électrique réalisé au L2EP (USTL), intitulé <i>"Utilisation de la notion de maillage dual pour le calcul de champ : la cell-method"</i> et obtenu avec la mention Bien.
2003	Maîtrise EEA ³ option Électrotechnique et Électronique de Puissance de l'USTL.
2002	Licence EEA de l'USTL.

1. Faculté des Sciences Appliquées

2. Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement

3. Électrotechnique, Électronique et Automatique

1.3 Parcours professionnel

2016	Obtention de la PEDR ¹ .
Depuis 2010	Maître de conférences 63^{ème} section à l'université d'Artois.
2009–2010	ATER ² (poste complet) au L2EP (École centrale de Lille).
2009	Post-doctorant au L2EP (École centrale de Lille).
2008	Ingénieur de recherche contractuel au L2EP (USTL).
2007–2008	ATER (demi poste) au L2EP (USTL).

2 Activités d'enseignement

2.1 En tant que doctorant et ATER

Mon activité d'enseignement antérieure à ma nomination en tant que maître de conférences s'est traduite par 414 h au total et a porté sur deux disciplines du génie électrique : l'électrotechnique et l'électronique de puissance. Si cette activité a essentiellement pris la forme de TP au niveau Bac+3 durant mon doctorat, j'ai souhaité diversifier mes enseignements dès mes années d'ATER, aussi bien en TD qu'en encadrement de projet et même en cours magistral à l'occasion d'un remplacement. Cette diversité des enseignements s'est également caractérisée par le public extrêmement large auquel ils se sont adressés. En effet, ils se sont déroulés dans cinq établissements différents (USTL, Polytech Lille, École centrale de Lille, ITEEM ³ et IG2I ⁴), me permettant ainsi d'appréhender tous les niveaux des 1^{er} et 2^{ème} cycles de l'enseignement supérieur. Enfin, mentionnons que, durant cette période, j'ai rédigé et mis en place un sujet de TP de 4 heures d'électrotechnique pour le module CEV ⁵ de 1^{ère} année du cycle d'ingénieur de l'École centrale de Lille.

À ces formes de transmission des connaissances que nous pouvons qualifier d'usuelles s'est ajoutée une expérience qui s'est révélée par la suite essentielle dans mon approche du rapport enseignant/étudiant. Suite à la réforme de l'École centrale de Lille réalisée pour la rentrée universitaire de septembre 2009, une nouvelle méthode d'enseignement a été introduite en 1^{ère} année du cycle d'ingénieur : l'Apprentissage Par Problème (APP). Le principe de cette méthode consiste, pour les étudiants, à appréhender par eux-mêmes un certain nombre de notions en allant chercher toutes les informations nécessaires à la résolution d'un problème posé par l'enseignant sans avoir suivi de cours au préalable. Bien entendu, le problème à résoudre est rédigé par l'équipe pédagogique de manière à ce que, pour être résolu, les étudiants soient obligés de s'approprier un certain nombre de notions élémentaires en électrotechnique habituellement vues dans le cadre d'un cours magistral classique. Dans notre cas, il s'agissait de comprendre l'intérêt du régime triphasé par rapport au régime monophasé, d'assimiler la notion de schéma monophasé équivalent, de savoir construire et exploiter un diagramme vectoriel ou encore de savoir réaliser un bilan de puissance (théorème de Boucherot), l'objectif étant de dimensionner une capacité pour une compensation de puissance réactive.

Ainsi, contrairement aux classiques cours magistraux, TD et TP, l'APP permet de placer l'étudiant au cœur même de son propre apprentissage, de le mettre dans une position d'acteur plutôt que de spectateur, de le rendre actif plutôt que passif, mais également de le responsabiliser. Le rôle de l'enseignant consiste alors plus à orienter qu'à prodiguer. C'est en ce sens que cette expérience a été marquante en ce qui me concerne puisque c'est avec cette philosophie que j'aborde aujourd'hui mon rôle d'enseignant.

1. Prime d'Encadrement Doctoral et de Recherche
 2. Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche
 3. Institut Technologique Européen d'Entreprenariat et de Management
 4. Institut de Génie Informatique et Industriel
 5. Conversion Électromécanique et Variation de Vitesse

2.2 En tant que maître de conférences

Arriver dans une nouvelle structure n'est jamais un exercice évident. Aussi, je dois bien reconnaître qu'à ma nomination à la FSA de Béthune, l'équipe pédagogique alors en place a tout fait pour me mettre dans les meilleures conditions en me proposant des enseignements dont les thématiques correspondaient parfaitement à mon parcours, à savoir l'électronique de puissance, l'électrotechnique et les outils numériques. Encore aujourd'hui, ces trois thématiques constituent la plus grande partie de ma charge d'enseignement.

Concernant l'électronique de puissance, j'interviens en 3^{ème} année de licence SPI¹ en TD et TP. Dans ce module sont vus les principes de base des convertisseurs statiques, les composants fonctionnant en interrupteurs et les types de conversion de l'énergie électrique notamment. Les TD sont l'occasion d'étudier les montages classiques que sont les redresseurs, les hacheurs et les onduleurs, et d'en aborder les bases de dimensionnement. Ces montages sont ensuite revus en TP, ce qui permet aux étudiants de valider les résultats obtenus en cours et en TD.

Pour ce qui est de l'électrotechnique, j'interviens en 3^{ème} année de licence SPI en TP, en 1^{ère} année du master EEEA² à la fois en TD et TP ainsi qu'en 2^{ème} année de ce même master en TP. Notons qu'afin de répondre aux évolutions des enseignements vus en cours magistral je me suis chargé de réécrire intégralement les sujets de TP de 1^{ère} année du master EEEA. Le fait d'intervenir du niveau Bac+3 au niveau Bac+5 me permet de balayer une très grande partie des thématiques de l'électrotechnique comme les principes fondamentaux, les dispositifs (réseau, transformateurs, machines tournantes...) ou les modes de fonctionnement (régime équilibré ou non). Du point de vue pédagogique, il me permet également de suivre les étudiants entrés dans la filière dès la licence sur une période de trois ans.

La thématique outils numériques est celle dans laquelle j'interviens sous la forme de cours magistraux. En effet, j'ai pris en charge ce cours ainsi que les TD d'analyse numérique en 1^{ère} année du master EEEA dès ma nomination en septembre 2010, cours que j'ai assuré jusqu'à sa suppression du programme à la rentrée 2017. Sur la même thématique, j'assure le cours sur la méthode des éléments finis dans le parcours recherche en 2^{ème} année de ce même master depuis la rentrée 2015.

Les figures 1.1 et 1.2 proposent une synthèse de l'évolution de ma charge d'enseignement par année universitaire depuis ma nomination. À titre d'information, la charge normale de 192 h est représentée sur la figure 1.1. À noter que le pic observé au cours de l'année universitaire 2014-2015 s'explique par l'absorption, cette année là, d'une partie de la charge d'un collègue en raison d'un arrêt maladie prolongé.

1. Sciences Pour l'Ingénieur

2. Électronique, Énergie Électrique et Automatique

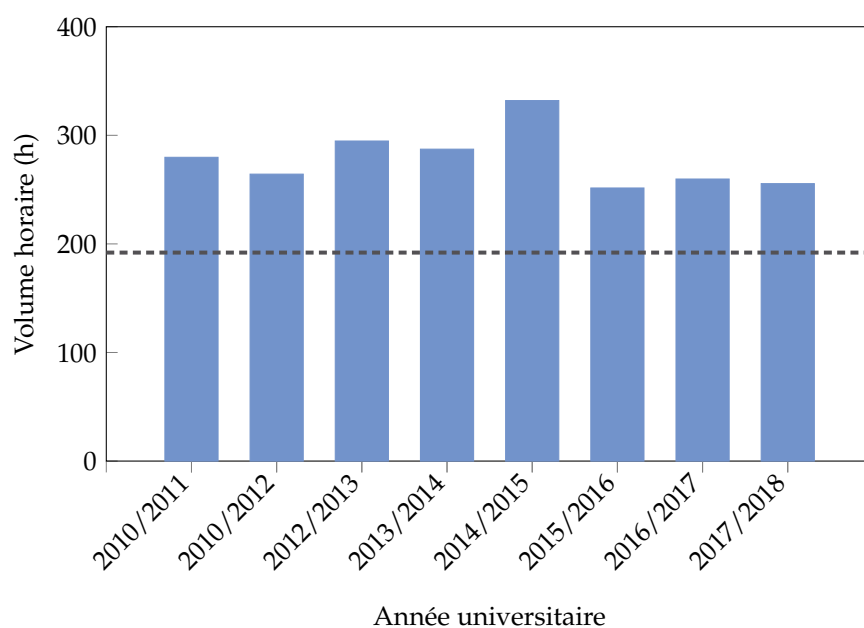


Figure 1.1 – Évolution de ma charge globale d'enseignement

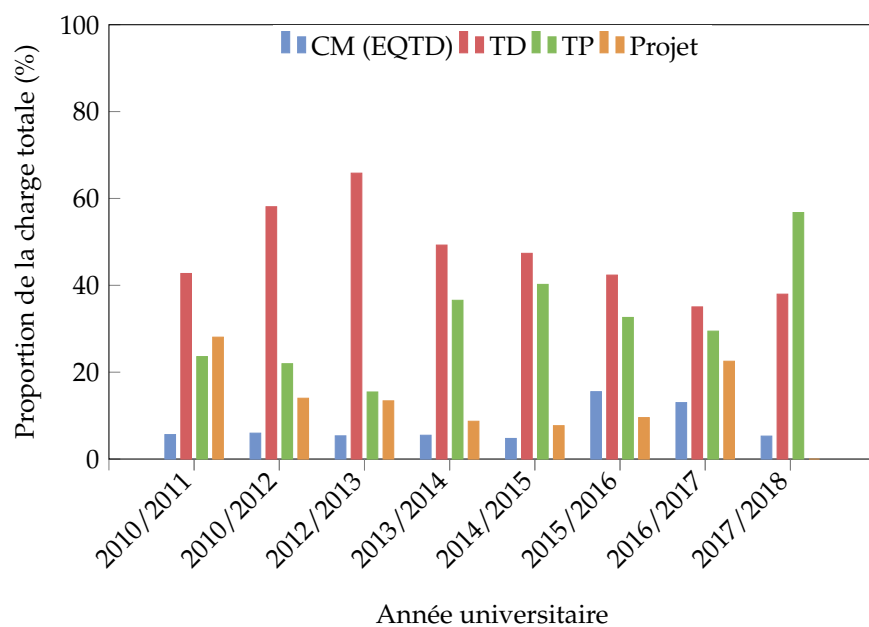


Figure 1.2 – Évolution du type d'enseignement

3 Activités de recherche

3.1 Contextes et environnements

Le lecteur aura certainement noté l'emploi du pluriel dans le titre de cette partie, à la fois pour "contexte" et pour "environnement". En effet, comme pour mes activités d'enseignement, j'ai mené des activités de recherche, depuis mon DEA, dans différents lieux et structures : deux pays (France et Belgique), trois laboratoires (L2EP, ACE et LSEE) et même quatre établissements (USTL, Ulg, École centrale de Lille et université d'Artois) différents.

Situé à Lille, le L2EP regroupe au cœur d'un même laboratoire toutes les activités de recherche en génie électrique réalisées au sein de l'USTL, de l'École nationale des arts et métiers ParisTech, de l'École centrale de Lille et de l'École des hautes études d'ingénieur de Lille. Il est composé de quatre équipes¹ et les travaux qui y sont menés couvrent l'ensemble des thématiques inhérentes au génie électrique : commande, réseaux, électronique de puissance, machines électriques et outils numériques.

Le groupe de recherche ACE de l'université de Liège est, quant à lui, une composante du département d'Électricité, Électronique et Informatique de l'Institut Montefiore. Les travaux qui y sont menés concernent la physique appliquée (diffusion électromagnétique et acoustique, compatibilité électromagnétique, bio-électromagnétisme, essais non destructifs, modélisation de matériaux), les mathématiques appliquées (équations aux dérivées partielles, solveurs rapides) et l'informatique (maillage, calculs par la méthode des éléments finis, calcul scientifique haute performance).

Situé à la FSA de Béthune, le LSEE avait, à sa création, pour thème phare les bruits et vibrations des machines électriques. Il est aujourd'hui constitué d'une seule équipe travaillant sur l'efficacité environnementale des machines électriques tournantes et des transformateurs. Cet axe de recherche se décompose en deux thèmes : la conception de machines électriques efficaces et silencieuses d'une part et, d'autre part, la fiabilité structurelle. Le premier thème porte sur les aspects électrotechniques avec la recherche d'efficacité par l'utilisation d'aciers électriques performants, le dimensionnement de machines particulières, le développement et la mise en œuvre de méthodes originales pour définir les machines les mieux adaptées à une application donnée ou encore la conception de machines silencieuses. Le deuxième thème est principalement centré sur l'isolation des machines avec, par exemple, la détection de défauts inhérents au vieillissement ou l'amélioration des systèmes d'isolation électrique. Il est à noter par ailleurs qu'une identité forte du LSEE porte sur la validation expérimentale des travaux.

Comme nous allons le voir dans la suite de ce document, cette diversité dans les environnements qui m'ont accueillis se traduit dans mon activité de recherche à la fois par une diversité des thématiques abordées mais également par une volonté de rendre toute expérience passée utile aux projets actuels et futurs. C'est ainsi que, par exemple, les connaissances que j'ai pu acquérir dans le domaine de la modélisation numérique au cours de mes travaux de DEA et de doctorat sont aujourd'hui mises au service de l'étude des systèmes d'isolation électrique ou des bruits et vibrations dans les dispositifs électrotechniques. De même, ma contribution à l'étude de la thématique des bruits et vibrations, emblématique des travaux menés au LSEE, se nourrit de l'expérience que j'ai acquise dans le domaine lors de mes travaux post-doctoraux.

3.2 Résumé des activités de recherche

Activités antérieures au poste de maître de conférences

Mes activités de recherche ont débuté au cours de l'année universitaire 2003-2004 avec la préparation d'un DEA dans le domaine de la modélisation numérique intitulé "*Utilisation de la notion de maillage dual pour le calcul de champ : la Cell-Method*" et encadré par Yvonnick Le Menach et Francis Piriou. Ce travail a été mené au sein de l'équipe MECOSYEL² du L2EP

1. cinq durant la période à laquelle j'en faisais partie

2. Modélisation, Étude et Conception des SYstèmes Électrotechniques

dans le cadre du CNRT¹ et en partenariat avec la société EDF². En effet, cette dernière, bien qu'ayant historiquement l'habitude d'employer la méthode des éléments finis pour modéliser ses systèmes électrotechniques, avait demandé au L2EP d'étudier une autre méthode de modélisation connue depuis la fin des années 70 mais peu développée : la FIT³ [7]. C'est ainsi qu'un premier code FIT a été réalisé au L2EP dans le cadre d'un stage de DEA [50]. Cependant, ce code nécessitait l'emploi de maillages constitués d'hexaèdres réguliers, ce qui réduisait son emploi à des géométries simples. Le but de mon travail de DEA a donc consisté à modifier le code FIT du L2EP en y intégrant la possibilité d'utiliser des maillages constitués d'autres types d'éléments, tels que les prismes, afin de pouvoir modéliser des systèmes possédant des structures plus complexes. Pour y parvenir, la bibliographie m'a rapidement amené à implémenter une méthode, novatrice à l'époque, de discrétisation de la loi de comportement des matériaux initialement développée à l'université de Trieste (Italie) : la *Cell-Method* [45, 48]. Première - et décisive pour la suite - expérience de recherche, ce travail de DEA aura également été pour moi l'occasion de rédiger ma première communication scientifique [ACTI-1] présentée lors de la conférence internationale *XIX Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)* en 2006.

Suite à l'obtention du DEA, j'ai préparé une thèse de doctorat intitulée "*Mise en œuvre d'une technique de projection de grandeurs discrètes : applications aux couplages magnétothermique et magnéto-mécanique*" en cotutelle internationale et codirigée par Francis Piriou (L2EP) et Patrick Dular (ACE). Le sujet avait été proposé par EDF qui souhaitait disposer d'un outil de modélisation multiphysique permettant en particulier de réaliser des études magnétothermiques et magnéto-mécaniques à l'aide de la méthode des éléments finis. Chaque domaine de la physique met en œuvre des grandeurs possédant des propriétés qui leurs sont propres. Lors d'un calcul dédié, électromagnétique, thermique ou mécanique par exemple, la prise en compte de ces propriétés nécessite la réalisation de maillages différents. À titre d'exemple, un calcul mécanique ne nécessite pas d'inclure dans le domaine d'étude l'air entourant le système modélisé alors que toute personne ayant déjà modélisé un système électromagnétique sait que c'est bien souvent cette boîte d'air qui est la plus gourmande quant à la taille des maillages. Aussi, lors d'un calcul couplé, la modélisation doit prendre en compte toutes les particularités des domaines de la physique considérés, notamment au travers d'un maillage commun adapté. Une manière simple de répondre à cette contrainte consiste à concevoir un maillage extrêmement fin, sorte de plus petit commun multiple des maillages dédiés. Simple sur le papier, il apparaît évident qu'une telle solution aboutirait la plupart du temps à un maillage d'une taille telle que la réalisation du calcul serait tout simplement impossible dans un temps raisonnable. Une autre solution consiste à réaliser chaque calcul sur son maillage propre et à transférer les grandeurs calculées d'un maillage à l'autre en fonction des besoins. Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse se proposaient de répondre à cette problématique en développant une telle méthode de projection de grandeurs discrètes dédiée aux couplages magnétothermique et magnéto-mécanique. Ils se sont basés sur des travaux menés au début des années 2000 au laboratoire ACE dans le cadre du développement de la méthode dite "des perturbations" [38, 66]. L'étude ne concernait que le domaine de l'électromagnétisme et les grandeurs projetées se limitaient au champ magnétique et à une seule formulation. Le principal verrou scientifique rencontré au cours de ces travaux a concerné la nature mathématique des grandeurs physiques intervenant dans les différentes modélisations. En effet, le champ magnétique, la température ou encore la force locale ne voient pas leurs formes discrètes respectives trouver leur place dans les mêmes espaces vectoriels. Les résultats de ces travaux ont donné lieu à deux communications en conférences internationales [ACTI-2, ACTI-3] et deux articles de revue [ACLI-1, ACLI-2].

À la suite de ma thèse de doctorat, j'ai eu l'occasion de m'ouvrir à une autre thématique de recherche, les bruits et vibrations, en intégrant l'équipe COME⁴ du L2EP sur le site de l'École centrale de Lille en tant que post-doctorant puis ATER. Les travaux réalisés durant cette période

1. Centre National de Recherche Technologique

2. Électricité de France

3. Finite Integration Technique

4. Conception et Optimisation des Machines Électriques

s'inscrivaient dans le cadre de la thèse de Mathieu Rossi [98] menée en partenariat avec l'entreprise ALSTOM Transport de Charleroi (Belgique). Ils portaient sur l'étude du bruit audible d'origine électromagnétique émis par les transformateurs et les selfs communément utilisés en traction ferroviaire. En particulier, ils visaient à cerner les phénomènes à l'origine du bruit émis par ces dispositifs avec, notamment, la détermination de l'influence des forces d'entrefer et des forces de magnétostriction afin d'en déduire un modèle analytique prédictif. Outre la réalisation de calculs de déformations à l'aide du logiciel ANSYS, ma contribution à ces travaux a essentiellement consisté à réaliser de nombreuses mesures d'analyse modale à l'aide du logiciel PULSE. Les résultats obtenus ont fait l'objet de deux communications en conférences internationales [ACTI-4, ACTI-5].

Activités en tant que maître de conférences

Mes activités de recherche au sein du LSEE concernent la mise en place et l'exploitation de simulations numériques dédiées et adaptées permettant de compléter une approche théorique et/ou expérimentale. Ce travail de fond, qui sera plus amplement développé dans le chapitre suivant, repose sur un équilibre entre la simulation de dispositifs complets et de dispositifs plus ou moins simplifiés, mais également sur une volonté de mettre toute simulation réalisée au service d'une démarche scientifique, et non de s'y suppléer. Dans ce cadre, ces activités s'inscrivent dans les thématiques du laboratoire sur les machines électriques et leurs constituants. Ma contribution s'articule sur des simulations mettant en œuvre des aciers GO¹ pour la conception de machines originales, efficaces et silencieuses, et sur la conception d'outils pour l'analyse de la fiabilité des systèmes d'isolation électrique.

Notons qu'au cours des différents travaux impliquant l'utilisation de tôles GO, il est apparu clairement que le fort caractère anisotrope de ce matériau constitue un réel verrou, tant pour sa caractérisation expérimentale que pour sa modélisation. C'est pourquoi, plus récemment, mes activités autour de l'utilisation de tôles GO prennent une double orientation plus axée sur la conception de dispositifs de caractérisation dédiés, d'une part, et, d'autre part, sur la génération de modèles de représentation de leur comportement magnétique.

Aciers GO et machines originales

Depuis le milieu des années 2000, la société tkES² et le LSEE travaillent en partenariat sur la compréhension du comportement des aciers électriques GO dans des dispositifs électromagnétiques, qu'ils soient classiques, comme des circuits magnétiques de grands transformateurs, plus atypiques avec des machines tournantes, ou encore des SST³. Qu'il s'agisse de moteurs ou de transformateurs, l'efficacité énergétique est au cœur des investigations. S'y adjoint, pour les transformateurs, la problématique acoustique. C'est ainsi que, dès mon arrivée au LSEE, j'ai pu mettre à profit l'expérience acquise lors de mon travail post-doctoral à l'École centrale de Lille avec l'encadrement d'un travail portant sur les bruits et vibrations des transformateurs [Th-1]. Par la suite, j'ai eu l'occasion de me pencher sur l'utilisation de tôles GO pour la conception de deux machines efficaces originales. La première, une machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil en cuivre [Th-4] et dont la conception du noyau magnétique a vu ses origines dans des travaux réalisés antérieurement au laboratoire [68, 74, 86], a permis de mettre en évidence l'intérêt de l'isolant interlaminaire inhérent aux aciers GO dans la réduction des courants interbarres présents au rotor. La seconde, une machine à reluctance variable à flux axial [Th-5], voit l'intérêt de l'utilisation des tôles GO dans l'augmentation du couple statique à encombrement identique avec une machine constituée de tôles classiques.

Enfin, j'ai participé à un autre travail relevant de la thématique machines efficaces avec la conception d'un régulateur de tension série à électronique de puissance protégée [Th-2].

1. à Grains Orientés

2. thyssenkrupp Electrical Steel

3. *Single Sheet Tester*

Conception d'outils pour l'analyse de la fiabilité des systèmes d'isolation électrique

Le remplacement d'une partie des systèmes hydrauliques et pneumatiques par leurs équivalents électriques dans les avions est une tendance actuelle. Les raisons principales de cette évolution sont liées à une réduction des coûts de maintenance mais également aux possibilités que pourront offrir ces actionneurs au niveau de l'augmentation de la puissance massique. De ce fait, cette augmentation de puissance électrique requise à bord passe par une augmentation de la tension du réseau [97, 111], ce qui a un impact sur les systèmes d'isolation électrique des bobinages des machines qui sont constitués de matériaux polymères prévus pour une utilisation sur les réseaux industriels à 400 V. Ainsi, les bobinages se retrouvent soumis à des contraintes à l'origine de l'apparition de décharges partielles, décharges qui sont responsables du vieillissement prématuré de l'isolant. La fiabilité étant cruciale pour les applications de type avionique, il apparaît nécessaire de disposer d'outils de surveillance de l'état de santé des bobinages. Les travaux de thèse de Vasile Mihaila [87], réalisés au LSEE, ont permis d'établir un modèle à constantes localisées de bobinage permettant de prédire les niveaux de surtension apparaissant entre les spires. Néanmoins, ce modèle pouvait être amélioré, notamment quant à la précision. Le coencadrement d'un travail de thèse [Th-3] m'a permis de participer à la conception d'un outil, basé sur la détermination des paramètres du modèle à constantes localisées précédemment cité à l'aide de simulations par la méthode des éléments finis. Le principal apport de cette méthode a été de pouvoir établir le modèle d'une bobine donnée *a priori*, et donc de pouvoir l'utiliser dès la phase de conception de la bobine.

En parallèle de ce travail, un autre défi est apparu : celui de la détermination, également *a priori*, du seuil d'apparition des décharges partielles dans un bobinage donné ainsi que leur localisation. Pour ces travaux, j'ai pu mettre à profit l'expérience acquise durant mes travaux de DEA et de thèse dans le domaine des formulations de l'électromagnétisme, en utilisant leur caractère dual pour déterminer les formulations les plus appropriées pour le calcul de longueurs de lignes de champs, d'une part, et de différence des potentiels électriques, d'autre part. Une fois ces grandeurs déterminées, l'outil mis en place se base sur une comparaison avec la théorie de Paschen [1].

Caractérisation et modélisation d'aciers GO

Le dernier volet de mes activités de recherche a émergé récemment suite à un constat réalisé lors des différents travaux relatifs aux tôles GO : la modélisation du caractère fortement anisotrope du comportement magnétique de ces aciers est, à l'heure actuelle, un verrou et constitue un frein à des modélisations de dispositifs mettant en œuvre ce type d'acier. Plusieurs modèles ont été proposés dans la littérature mais aucun ne s'est réellement imposé comme référence. C'est dans ce cadre que j'ai souhaité lancer un travail de fond sur les méthodes de modélisation du comportement magnétique des tôles GO, travail qui a démarré avec un stage de fin d'études de cycle ingénieur [AE-4], réalisé au LSEE, avec un double objectif :

- réaliser une bibliographie exhaustive sur les méthodes existantes ;
- en extraire celle qui paraissait être la plus prometteuse et la tester.

Une méthode, basée sur les fonctions de distribution des orientations [8, 59, 113], a été identifiée. Son application directe aux tôles GO utilisées au laboratoire s'est révélée décevante, mais un travail complémentaire a finalement permis de montrer sa viabilité [ACLI-15].

3.3 Encadrement scientifique

Mon activité d'encadrement scientifique se compose de six thèses de doctorat, donc quatre soutenues [Th-1-Th-4] et deux actuellement en cours [Th-5, Th-6], un travail post-doctoral [PDoc-1] et quatre stages de fin d'études [AE-1-AE-4].

Encadrement doctoral

[Th-1] - Rémi PENIN Les performances énergétiques et le bruit d'origine magnétique émis par un transformateur sont deux critères essentiels à prendre en compte pour son fabricant. À l'heure actuelle, les tests normalisés permettant de caractériser les aciers électriques composant le noyau d'un transformateur ne reflètent pas totalement son comportement énergétique. De même, il est extrêmement difficile de faire un lien entre la qualité d'une tôle et le bruit émis par un assemblage de ces tôles. L'objectif des travaux de cette thèse était d'apporter des réponses à ces deux problématiques. Pour cela, Rémi a mis en place différents dispositifs expérimentaux et méthodologies. Par exemple, la méthode des trois cadres, qui a permis d'étudier la répartition des pertes fer dans un noyau de transformateur, ou les circuits magnétiques « une pièce » à tôles décalées, qui ont permis d'étudier les phénomènes à l'origine du bruit magnétique. Une approche numérique complémentaire a été systématiquement menée sur la base de dispositifs simplifiés afin d'approfondir les analyses des résultats expérimentaux.

Titre de la thèse :	<i>Évaluation a priori des performances environnementales d'un noyau magnétique de transformateur triphasé sur la base de tests simplifiés</i>
Soutenue le :	8 avril 2014
Directeur de thèse :	Jean-François Brudny
Encadrement :	Jean-Philippe Lecointe - Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	33,3 %
Financement	Bourse CIFRE ¹ auprès de l'ANRT ²
Partenaire industriel :	tkES
Publications :	[ACLI-4, ACLI-6, ACLI-7, ACLI-9] [ACTI-7, ACTI-9, ACTI-11, ACTI-14, ACTI-16]

[Th-2] - Virginie MAJCHRZAK

Le régulateur de tension série est un dispositif qui permet de compenser les fluctuations de la tension du réseau électrique. À ce titre, il prend place dans la catégorie des dispositifs permettant d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Il est habituellement composé d'un transformateur de couplage, d'une réserve d'énergie et d'un convertisseur électronique de puissance. C'est au niveau de ce dernier que réside la faiblesse du dispositif puisqu'il peut être endommagé par les surintensités apparaissant sur le réseau et qui lui sont transmises via le transformateur de couplage. Le convertisseur électronique de puissance des dispositifs industrialisés est généralement protégé par un surdimensionnement et par un by-pass électromécanique mais cette conception augmente l'encombrement, le coût et surtout le temps de réponse du dispositif. L'objectif de ces travaux de thèse était de proposer une alternative à ce by-pass électromécanique dans le but d'améliorer la fiabilité du dispositif en cas d'avarie sur le réseau. Pour cela, Virginie a étudié une solution originale basée sur le principe de l'entrefer virtuel et qui se fonde sur des travaux menés antérieurement au LSEE [37, 94]. La protection du convertisseur est alors assurée par un by-pass magnétique directement intégré dans le noyau du transformateur de couplage. Il est à noter qu'on retrouve la complémentarité entre les approches expérimentale et numérique. En effet, l'approche expérimentale a tout d'abord permis de valider le principe de fonctionnement du dispositif avec la réalisation d'une première maquette³ mais également de montrer la faisabilité d'un dispositif industriel avec la réalisation de quatre démonstrateurs de 1 kVA chacun. L'approche numérique à l'aide de simulations par la méthode des éléments finis ou de réseaux de réductances, a, quant à elle, permis d'affiner l'analyse du fonctionnement du dispositif. En effet, le principe de l'entrefer virtuel est basé la saturation locale d'un noyau magnétique à l'aide de bobinages auxiliaires alimentés par des courants continus. Ainsi le noyau magnétique du régulateur met en interaction à la fois des flux magnétiques alternatifs et continus, ces derniers étant impossibles à mesurer.

1. Conventions Industrielles de Formation par la REcherche

2. Association Nationale Recherche Technologie

3. Ce travail a été réalisé par Virginie préalablement à la thèse dans le cadre de son stage de fin d'études [AE-1].

Titre de la thèse :	<i>Régulateur magnétique à haute fiabilité pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique</i>
Soutenue le :	28 novembre 2016
Directeur de thèse :	Jean-François Brudny
Encadrement :	Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	50 %
Financement	Bourse CIFRE
Partenaire industriel :	EDF
Subvention	61 918 € (pôle MEDEE ¹)
Publications :	[ACLI-8, ACLI-12] [ACTI-13, ACTI-18-ACTI-20] [ACTN-1] [COM-1]

[Th-3] - Mustapha TOUDJI

La tendance actuelle est à l'électrification massive des moyens de transport, en particulier dans le milieu de l'avionique et de l'automobile, deux secteurs pour lesquels réduire l'encombrement des dispositifs composant la chaîne électrique (sources d'énergie, convertisseurs et actionneurs) est primordial. C'est ainsi que, pour répondre à cette problématique, les solutions consistent à augmenter à la fois la tension du réseau embarqué, la fréquence et la vitesse de commutation des convertisseurs alimentant les actionneurs. Il résulte de l'augmentation combinée de ces trois facteurs une augmentation drastique de la dérivée de la tension par rapport au temps qui se traduit, à l'intérieur des bobinages des machines auxquelles le convertisseur est connecté, par la génération de champs électriques importants, pouvant conduire à leur tour au dépassement du PDIV². Des travaux menés au LSEE [87] ont abouti à l'établissement d'un modèle à constantes localisées (RLC) permettant l'étude de l'apparition des décharges partielles inter-spores dans les bobinages. Ce travail initiateur a montré que la détermination des valeurs des composants de ce modèle constituait encore un verrou à lever. C'est dans ce contexte que les travaux de Mustapha ont pris place puisqu'il a développé une méthodologie basée sur la simulation par la méthode des éléments finis de modèles simples (en 2D uniquement) permettant de calculer la valeur de chacun des composants du circuit RLC précédemment cité. Cette approche a d'abord permis de montrer qu'il est possible, pour une bobine donnée, de générer son modèle à constantes localisées sans avoir à réaliser de mesures. De ce fait, la méthode développée peut être utilisée dès la phase de dimensionnement d'une machine. Ensuite, cette approche a également permis d'augmenter la précision du modèle puisqu'elle a permis de discriminer les éléments du modèle spire par spire.

Titre de la thèse :	<i>Développement de méthodes d'analyse des contraintes sur les isolants inter-spores des bobinages des machines électriques</i>
Soutenue le :	14 décembre 2017
Directeur de thèse :	Stéphane Duchesne
Encadrement :	Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	50 %
Financement	Région – université d'Artois (contrat doctoral)
Publications :	[ACLI-14] [ACTI-22, ACTI-23, ACTI-27] [ACTN-3]

[Th-4] - Vincent MALLARD

Le travail de Vincent avait pour but l'amélioration énergétique des machines asynchrones à cage d'écureuil. Les deux axes qui ont été identifiés étaient la réduction des pertes fer dans le noyau magnétique et des pertes Joules dans la cage d'écureuil. La réduction des pertes fer a été

1. Maîtrise Énergétique des Entraînements Électriques

2. *Partial Discharge Inception Voltage*

rendue possible par l'utilisation de tôles GO, ces dernières présentant des caractéristiques bien plus avantageuses que les aciers habituellement utilisés dans les machines tournantes. Pour ce qui est des pertes Joule au rotor, l'aluminium habituellement utilisé pour la conception des cages d'écureuil a, de manière très classique, été remplacé par du cuivre injecté sous pression, technologie maîtrisée par la société FAVI¹. L'emploi de ces deux solutions technologiques était original et la réalisation d'un prototype a permis de constater un gain du rendement pouvant aller jusqu'à 2 %.

Titre de la thèse :	<i>Définition de machines asynchrones à très hautes efficacité énergétique par actions conjuguées du cuivre rotorique et de l'acier à grains orientés</i>
Soutenue le :	10 juillet 2018
Directeur de thèse :	Jean-François Brudny
Encadrement :	Cristian Demian - Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	30 %
Financement	Bourse CIFRE
Partenaire industriel	FAVI
Publications :	[ACLI-16] [ACTI-25, ACTI-26]

[Th-5] - Racha AYDOUN

Le travail de Racha porte sur la conception d'une MRV² à double saillance à flux axial. Même si on peut reprocher à ce type de machine des performances un peu en deçà d'une machine à aimants ainsi qu'un bruit acoustique élevé, elle présente d'indéniables avantages tant du point de vue technologique (capacité à atteindre des vitesses élevées et à développer un fort couple à basse vitesse) que du point de vue économique (robustesse et faible coût de réalisation dû à l'absence de bobinage et d'aimant au rotor). L'objectif du travail est de concevoir un actionneur aux performances environnementales accrues, notamment en réduisant ses pertes fer, tout en augmentant son couple massique. La solution technologique retenue pour remplir ces objectifs est l'utilisation de tôles GO. Il s'agira ensuite d'analyser s'il est possible de mettre à profit le caractère fortement anisotrope de ce type de tôles pour jouer sur le rapport de saillance entre rotor et stator afin d'augmenter le couple produit.

Titre de la thèse :	<i>Conception d'une machine à reluctance variable à flux axial et tôles à grains orientés</i>
Soutenance prévue :	2019
Directeurs de thèse :	Jean-Philippe Lecoïnte - Abdelmounaïm Tounzi (L2EP)
Encadrement :	Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	33,3 %
Financement	Région – université d'Artois (contrat doctoral)
Publications :	[ACTI-28] [ACTN-4]

[Th-6] - Raphaël PILE

L'étude du bruit et des vibrations d'origine électrique dans les dispositifs électrotechniques reste un sujet actuel, et la société EOMYS³ a fait de cette thématique sa spécialité. Le travail de Raphaël vise à faciliter l'intégration de cette problématique en phase de prototypage virtuel. Pour cela deux axes ont été identifiés : d'abord le développement de schémas de projection des efforts magnétiques sur des maillages dédiés au calcul de réponse mécanique et, ensuite, l'optimisation numérique du couplage faible magnéto-mécanique par le développement de méthodes de réduction de modèles.

1. Fonderie et Ateliers du Vimeu

2. Machine à Reluctance Variable

3. EOMYS est le nom scientifique d'un animal d'origine européenne aujourd'hui disparu, un genre d'écureuil volant – un animal hybride entre terre et air, à l'image de la structure de l'entreprise, entre société de conseil en ingénierie et laboratoire de recherche appliquée.

Titre de la thèse :	<i>Méthodes numériques appliquées au calcul des vibrations d'origine électromagnétique : schémas de projection des efforts magnétiques et développement de modèles réduits</i>
Soutenance prévue :	2021
Directeur de thèse :	Yvonnick Le Menach (L2EP) - Jean-Philippe Lecointe
Encadrement :	Thomas Henneron (L2EP) - Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	30 %
Financement	Bourse CIFRE
Partenaire industriel	EOMYS
Publications :	[ACTI-30]

Encadrement post-doctoral

[PDoc-1] - Rémi PENIN

Les travaux menés par Rémi dans le cadre de sa thèse de doctorat [Th-1] ont notamment mis en lumière la difficulté de la reproductibilité des essais de mesure de bruit et vibrations sur les noyaux magnétiques des transformateurs. Dans la continuité des travaux de thèse, la société tkES a souhaité poursuivre les investigations. Rémi s'est donc vu confier un contrat post-doctoral d'un an.

Titre du travail :	<i>Fiabilisation de la mesure de bruit des transformateurs</i>
Période :	du 15 avril 2014 au 15 avril 2015 (1 an)
Encadrement :	Jean-Philippe Lecointe - Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	50 %
Partenaire industriel :	tkES
Publications :	[ACLI-7, ACLI-9] [ACTI-14, ACTI-16]

Autres encadrements

[AE-1] - Virginie MAJCHRZAK

Virginie a réalisé son stage de fin d'études de Mastère manager en gestion des énergies nouvelles (SYSPEC) au LSEE durant 6 mois. Il s'agissait pour elle de réaliser une maquette de laboratoire permettant de montrer la viabilité de l'utilisation du principe de l'entrefer virtuel [37, 94] en tant qu'« interrupteur de flux magnétique ». Les résultats obtenus ont permis le lancement de la thèse [Th-2] et on fait l'objet d'un article de conférence internationale.

Titre du travail :	<i>Nouveau transformateur de couplage pour les régulateurs série</i>
Période :	du 8 avril au 8 octobre 2013 (6 mois)
Encadrement :	Jean-François Brudny - Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	50 %
Partenaire industriel :	EDF
Publications :	[ACTI-13]

[AE-2] - Inès NACEUR

Le travail d'Inès s'est inscrit dans le cadre d'une maturation de brevet avec la SATT¹ Nord. Il s'agissait de réaliser des calculs préliminaires au dimensionnement d'un limiteur de courant basé sur le principe de l'entrefer virtuel [37, 94]. Les résultats ont été valorisés avec un article de conférence internationale et un article de revue internationale avec comité de lecture.

1. Société d'Accélération du Transfert Technologique

Titre du travail :	<i>Dimensionnement et réalisation d'un limiteur de courant</i>
Période :	du 1 ^{er} novembre 2014 au 29 janvier 2016 (14 mois)
Encadrement :	Jean-François Brudny - Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	50 %
Partenaire industriel :	SATT Nord
Publications :	[ACTI-15] [ACLI-11]

[AE-3] - Etienne CAILLEAUX

Etienne a réalisé son stage de fin d'étude du cycle d'ingénieur de l'ENSEM¹ au LSEE durant 6 mois. Ce stage consistait à dimensionner et réaliser les convertisseurs électroniques de puissance, ainsi que leurs commandes, permettant d'alimenter les prototypes de régulateur de tension série réalisés dans le cadre de la thèse [Th-2].

Titre du travail :	<i>Conception et essais de la commande d'un convertisseur électronique pour un régulateur de tension série</i>
Période :	du 8 mars au 30 septembre 2016 (6 mois)
Encadrement :	Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	100 %
Partenaire industriel :	EDF

[AE-4] - Fan JIANG

Fan a réalisé son stage de fin d'études de cycle ingénieur de l'UTC² au LSEE durant 6 mois. Son travail consistait à réaliser une étude bibliographique approfondie des différentes méthodes de prise en compte de l'anisotropie magnétique permettant d'alimenter un code de calcul par la méthode des éléments finis. Rapidement, Fan a mis en avant les possibilités offertes par la méthode des fonctions de distribution des orientations. Il a alors réalisé un travail théorique conséquent qui a abouti à une modélisation fine du comportement magnétique des tôles GO. Son travail a été valorisé avec un article de conférence internationale et un article de revue internationale avec comité de lecture.

Titre du travail :	<i>Modélisation de l'anisotropie magnétique dans les tôles à grains orientés par la méthode des fonctions de distribution des orientations</i>
Période :	du 20 février au 4 août 2017 (6 mois)
Encadrement :	Mathieu Rossi - Guillaume Parent
Taux d'encadrement :	50 %
Publications :	[ACLI-15] [ACTI-24]

3.4 Collaborations

Au niveau national

Dans le cadre de SEEDS

En mai 2011, j'ai répondu à un appel à projet interne à SEEDS³. Le travail mené était une étude exploratoire qui mettait en œuvre des tôles GO pour réduire le bruit des MRV. Elle associait des chercheurs du L2EP et du LSEE :

- côté L2EP : Yvonnick Le Menach, Thomas Henneron et Abdelmounaïm Tounzi ;
- côté LSEE : Jean-Philippe Lecoïnte, Jean-François Brudny et Guillaume Parent.

1. École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique de Nancy

2. Université de Technologie de Compiègne

3. Systèmes d'Énergie Électrique dans leurs Dimensions Sociétales

Dans le cadre du projet CE2I

Le projet CE2I¹ a pour but de pouvoir, à terme, disposer de « machines intelligentes » qui intègrent la conversion d'énergie électromécanique, électro-électrique ainsi que leur contrôle, tout en respectant des contraintes de taille, d'émissions, de fiabilités fonctionnelle et structurelle et d'éco-efficacité. Il a été retenu au titre du CPER² 2015-2020 et intègre la dynamique européenne de la transition énergétique. Mon implication dans ce projet se traduit par le coencadrement de Racha Aydoun [Th-5].

Outre ces deux projets, je collabore également avec le L2EP au travers du coencadrement des travaux de thèse de Racha Aydoun [Th-5] et de Raphaël Pile [Th-6].

Au niveau international

Mes activités de recherche relevant principalement de la modélisation numérique par la méthode des éléments finis de machines électriques, j'ai été amené à établir des liens avec plusieurs collègues étrangers. Pour cela, je me suis appuyé sur le dispositif de *visiting* et *invited professors* pour organiser leurs séjours au LSEE. Ainsi, j'ai animé les venues de :

- Johan Gyselinck, professeur à l'université libre de Bruxelles en Belgique, *visiting professor* en 2014 ;
- Mauricio Valencia Ferreira da Luz, professeur à l'université fédérale de Santa Catarina au Brésil, *visiting professor* en 2015 ;
- Patrick Dular, directeur de recherche à l'université de Liège en Belgique, *invited professor* en 2015 et *visiting professor* en 2016 et 2017 ;
- Christophe Geuzaine, professeur à l'université de Liège en Belgique, *visiting professor* en 2017 ;
- Jean Viane Leite, professeur à l'université fédérale de Santa Catarina au Brésil, *visiting professor* en 2017 et 2018.

À noter que les collaborations avec Patrick Dular ont donné lieu à plusieurs communications et publications [ACTI-21, ACTI-23, ACLI-13, ACLI-14, ACTI-29]. Par ailleurs, les travaux initiés avec Jean Viane Leite ont abouti au montage d'un dossier de financement de thèse en cotutelle entre l'université d'Artois et l'université fédérale de Santa Catarina. La région Hauts-de-France supporte le projet avec le financement de 50 % du salaire du doctorant. La partie restante sera apportée par le gouvernement brésilien pour un démarrage de la thèse en janvier 2019.

3.5 Activités contractuelles

Contrats d'accompagnement de thèse

[CAT-1] - Accompagnement de la thèse de Rémi Penin [Th-1]

Titre du travail :	Core Model
Partenaire industriel	tkES
Période :	de septembre 2010 à octobre 2013 (36 mois)
Budget :	116 600 €

[CAT-2] - Accompagnement de la thèse de Virginie Majchrzak [Th-2]

-
1. Convertisseur d'Énergie Intégré Intelligent
 2. Contrat Plan État Région

Titre du travail :	<i>Régulateur magnétique à haute fiabilité pour améliorer la qualité de la tension d'un réseau de distribution</i>
Partenaire industriel	EDF
Période :	de novembre 2013 à octobre 2016 (36 mois)
Budget :	35 328 €

[CAT-3] - Accompagnement de la thèse de Vincent Mallard [Th-4]

Titre du travail :	<i>Définition de machines asynchrones à très hautes efficacité énergétique par actions conjuguées du cuivre rotorique et de l'acier à grains orientés</i>
Partenaire industriel	EDF
Période :	de septembre 2014 à août 2017 (36 mois)
Budget :	€49 680
Chercheurs impliqués :	Jean-François Brudny - Cristian Demian - Guillaume Parent
Taux d'implication :	30 %

Contrats industriels et prestations**[CIP-1] - CEA ¹**

L'étude réalisée consistait à optimiser la géométrie d'un moteur pour accroître ses performances énergétique et acoustique.

Titre du travail :	<i>Prestation d'étude pour optimiser un moteur</i>
Période :	de janvier 2012 à mars 2013 (14 mois)
Budget :	59 105,33 €
Chercheurs impliqués :	Jean-François Brudny - Jean-Philippe Lecointe - Raphaël Romary Olivier Ninet - Guillaume Parent
Taux d'implication :	20 %

[CIP-2] - tkES

Ce contrat annuel renouvelable permet de réaliser régulièrement des essais et manipulations pour notre partenaire tkES.

Titre du travail :	<i>Utilisation alternative des tôles à grains orientés</i>
Période :	de janvier à décembre 2012 (12 mois)
Budget :	24 207,04 €
Chercheurs impliqués :	Jean-François Brudny - Jean-Philippe Lecointe - Guillaume Parent
Taux d'implication :	30 %

[CIP-3] - tkES

Ce contrat correspond au financement du travail post-doctoral de Rémi Penin [ACLI-6].

Titre du travail :	<i>Contribution apportée par les tôles à grains orientés au bruit des noyaux de transformateur de puissance</i>
Période :	d'octobre 2014 à juillet 2015 (10 mois)
Budget :	26 680 €
Chercheurs impliqués :	Jean-Philippe Lecointe - Guillaume Parent
Taux d'implication :	50 %

[CIP-4] - EDF

Ce contrat correspond au financement du stage de fin d'études d'Etienne Cailleaux [AE-3].

Titre du travail :	<i>Conception et essais de la commande d'un convertisseur électronique pour un régulateur de tension série</i>
Période :	de juin 2016 à janvier 2017 (8 mois)
Budget :	7 728 €
Chercheurs impliqués :	Guillaume Parent
Taux d'implication :	100 %

1. Commissariat à l'Énergie Atomique

4 Activités d'intérêt collectif

4.1 Responsabilités au sein de l'université d'Artois

Dès ma nomination à l'université d'Artois j'ai souhaité m'investir dans la structure en participant aux tâches d'intérêt collectif, que ce soit au niveau de la filière génie électrique ou du LSEE.

Au niveau de la filière génie électrique, j'ai assuré la responsabilité de la 1^{ère} année de la licence SPI de septembre 2011 à août 2013. En septembre 2013, j'ai pris la responsabilité de la 3^{ème} année de cette même licence, tâche que j'assure encore aujourd'hui. La responsabilité de promotion couvre l'organisation générale de l'année, l'établissement des emplois du temps, l'organisation des jurys de semestre et d'année ainsi que celle des commissions de sélection des candidats (dossiers e-candidats et Études en France). À cela s'ajoute également le suivi des étudiants lorsque ces derniers réalisent leurs stages chez nos partenaires industriels. Outre ces activités que l'on peut qualifier de « quotidiennes », la responsabilité d'année a également été l'occasion pour moi de participer à la rédaction du dossier d'évaluation de la licence SPI par l'AÉRES¹ en 2014 et par l'HCÉRES² en 2018.

Au sein du LSEE, j'ai été membre élu du conseil de laboratoire de 2013 à 2016. A cette occasion, je me suis chargé de la rédaction des comptes-rendus des réunions. Par ailleurs, j'assure depuis 2010 la gestion de la bibliothèque scientifique du laboratoire. Cela comprend la gestion des volumes « papiers » des revues auxquelles le laboratoire est abonné ainsi que de celle des actes des conférences auxquelles chacun des membres du laboratoire se rend.

4.2 Organisation d'événements scientifiques

Au niveau national

Conjointement avec Vincent Lanfranchi du LEC³ et Jean-Philippe Lecointe du LSEE, j'ai pris la charge de l'organisation de la journée d'études « bruits et vibrations » du groupe de recherche SEEDS⁴ qui s'est déroulée le 17 novembre 2015 à Arras et qui s'inscrit dans le cadre des groupes de travail de SEEDS. À cette occasion, j'ai, entre autres, assuré la rédaction de l'annonce de la journée et du programme, sollicité une partie des intervenants, géré les participants et, bien entendu, l'animation scientifique.

J'ai également participé à l'organisation de la conférence JCCE⁵ qui s'est déroulée à Arras du 30 mai au 1^{er} juin 2017.

Au niveau international

Le LSEE a organisé la conférence internationale *Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits* (EPNC) qui s'est déroulée du 26 au 29 juin 2018 à Arras. J'ai rédigé le *call for papers*.

4.3 Expertises

Jury de thèse et expertise ANRT

J'ai été invité au jury de thèse de M. Erin Kuci en tant qu'*opponent*⁶. Cette dernière, intitulée "*Shape and Topology Optimization for Electro-Mechanical Energy Converters*", a été préparée au la-

1. Agence d'Évaluation de la Recherche et de l'Enseignement Supérieur

2. Haut Conseil de l'Évaluation de la Recherche et de l'Enseignement Supérieur

3. Laboratoire d'Électromécanique de Compiègne

4. Systèmes Électro-Énergétiques dans leurs Dimensions Sociétales

5. Jeune Chercheur en Génie Électrique

6. La procédure belge diffère de la française dans la mesure où tous les membres du jury rapportent sur le manuscrit pour autoriser ou non la soutenance

boratoire Automotive Engineering Research Group de l'université de Liège sous la codirection de Pierre Duysinx et de Christophe Geuzaine et a été soutenue publiquement le 26 avril 2018.

Par ailleurs, j'ai réalisé une expertise sur une demande de bourse CIFRE en 2014.

Chairman dans des conférences internationales

J'ai été sollicité à trois reprises pour être *chairman* au cours de conférences internationales :

- en 2012, chairman d'une session orale lors de *IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation* (CEFC) qui s'est déroulée du 14 au 14 novembre à Oita au Japon,
- en 2014, chairman d'une session poster, également pour la conférence CEFC qui s'est déroulée du 25 au 28 mai à Annecy en France.
- en 2018, chairman d'une session poster lors du *Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits* (EPNC) qui s'est déroulé du 26 au 29 juin à Arras en France.

Relecture d'articles

Au 1^{er} septembre 2018, j'ai assuré la relecture de 28 articles de revue et de 37 communications dans des conférences internationales. La synthèse de ces relectures est présentée dans le tableau 1.1.

Revues internationales	
IEEE Transactions on Industrial Electronics	3
IEEE Transactions on Magnetics	12
IET Electric Power Applications	1
IET Generation, Transmission & Distribution	1
COMPEL	4
PIERS	7
Conférences internationales	
IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)	34
International Conference on Electrical Machines (ICEM)	3

Tableau 1.1 – Nombre de relectures par type de production au 1^{er} septembre 2018

5 Bilan de publications

Depuis mes premiers travaux de DEA lors de l'année universitaire 2003–2004, mon bilan de publications se compose de 17 articles dans des revues internationales avec comité de lecture (ACLI), 31 communications dans des conférences internationales avec publication des actes (ACTI), 4 communications dans des conférences nationales (ACTN) et une communication dans une conférence internationale sans actes (COM). La figure 1.3 montre l'évolution du volume de publications par année.

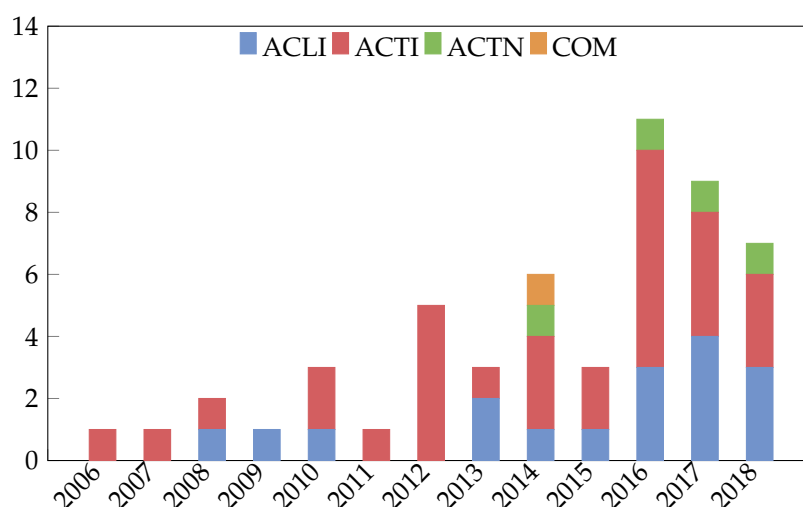


Figure 1.3 – Évolution du volume des publications par année

Revues internationales avec comité de lecture

- [ACLI-1] **G. PARENT**, P. DULAR, J.-P. DUCREUX et F. PIRIOU, « Using a Galerkin projection method for coupled problems », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 44, n° 6, p. 830-833, juin 2008
- [ACLI-2] **G. PARENT**, P. DULAR, F. PIRIOU et A. ABAKAR, « Accurate projection method of source quantities in coupled finite-element problems », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 45, n° 3, p. 1132-1135, mar. 2009
- [ACLI-3] X. MARGUERON, A. BESRI, P. JEANNIN, J.-P. KERADEC et **G. PARENT**, « Complete analytical calculation of static leakage parameters : a step toward HF transformer optimization », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 46, p. 1055-1063, mai 2010
- [ACLI-4] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Analysis of the magnetic flux distribution in a new shifted non-segmented grain oriented AC motor magnetic circuit », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 49, n° 5, p. 1977-1980, mai 2013
- [ACLI-5] G. VOGT, C. DEMIAN, R. ROMARY, **G. PARENT** et V. COSTAN, « Experimental model for study of electromagnetic phenomena in stator core-end laminations of large generators », *Progress In Electromagnetics Research B*, t. 56, p. 89-107, 2013
- [ACLI-6] R. PENIN, J.-P. LECOINTE, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Grain-oriented steel rings for an experimental comparison of relative magnetostriction and Maxwell's forces effects », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 61, n° 8, p. 4374-4382, août 2014
- [ACLI-7] R. PENIN, J.-P. LECOINTE, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Impact of mechanical deformations of transformer corners on core losses », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 51, n° 4, p. 1-5, avr. 2015
- [ACLI-8] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Design of a coupling transformer with a virtual air gap for dynamic voltage restorers », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 52, n° 7, p. 1-4, juil. 2016
- [ACLI-9] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « A new approach to the critical induction in transformer cores », *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, t. 50, n° 4, p. 583-592, 2016

- [ACLI-10] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Determination of specific losses in the limbs of an Epstein frame using a three Epstein frame methodology applied to grain oriented Electrical Steels », *Sensors*, t. 16, n° 6, p. 826, 2016
- [ACLI-11] J.-F. BRUDNY, **G. PARENT** et I. NACEUR, « Characterization and modeling of a virtual air gap by means of a reluctance network », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 7, p. 1-7, 2017
- [ACLI-12] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Influence of the electrical circuit configurations of a DVR coupling transformer with a magnetic bypass », *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, t. 36, n° 3, p. 804-810, mai 2017
- [ACLI-13] **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of flux tube portions by adjunction of electric or magnetic multivalued equipotential lines », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 6, p. 1-4, juin 2017
- [ACLI-14] M. TOUDJI, **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of winding lumped parameter equivalent circuit by means of finite element method », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 6, p. 1-4, juin 2017
- [ACLI-15] F. JIANG, M. ROSSI et **G. PARENT**, « Anisotropy model for modern grain oriented electrical steel based on orientation distribution function », *AIP Advances*, t. 8, n° 5, p. 056 104, 2018
- [ACLI-16] V. MALLARD, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et **G. PARENT**, « The use of segmented-shifted grain-oriented sheets in magnetic circuits of small AC motors », *Open Physics*, 2018, in press
- [ACLI-17] V. MALLARD, **G. PARENT**, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et C. DEMIAN, « Increasing the energy efficiency of induction machines by the use of grain-oriented magnetic materials and die-casting copper squirrel cage in the rotor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, in press

Conférences internationales

- [ACTI-1] **G. PARENT**, Y. LE MENACH, J.-P. DUCREUX et F. PIRIOU, « Study of the coupling between magnetic and electric equations by using FEM, FIT and Cell-Method », in *XIX Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2006
- [ACTI-2] **G. PARENT**, P. DULAR, J.-P. DUCREUX et F. PIRIOU, « Using Galerkin projection method in magneto-thermal coupled problems », in *16th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG)*, 2007
- [ACTI-3] **G. PARENT**, P. DULAR, F. PIRIOU et A. ABAKAR, « Accurate projection method of source quantities in coupled problems », in *13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2008
- [ACTI-4] **G. PARENT**, M. ROSSI, M. HECQUET, V. LANFRANCHI et M. BEKEMANS, « Multi-physics modeling of industrial inductors associated to converters », in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, sept. 2010, p. 1-6
- [ACTI-5] M. ROSSI, **G. PARENT**, M. HECQUET, V. LANFRANCHI et M. BEKEMANS, « Thermal modeling of industrial inductors and transformers associated to the converters », in *XIXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, sept. 2010
- [ACTI-6] C. DEMIAN, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « AC magnetic circuits using non segmented shifted grain oriented electrical steel sheets : study of magnetic flux transition between sheets », in *20th Soft Magnetic Conference (SMM)*, sept. 2011

- [ACTI-7] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Analysis of the magnetic flux distribution in a new shifted non-segmented grain oriented AC motor magnetic circuit », in *15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, nov. 2012, p. 471
- [ACTI-8] **G. PARENT**, L. PETREA, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Contribution to iron losses decrease in AC motor : a new shifted non segmented Grain Oriented magnetic circuit », in *15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, nov. 2012, p. 483
- [ACTI-9] R. PENIN, J.-P. LECOINTE, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Estimation of relative magnetostriction and Maxwell's forces in stacked grain oriented steel structures », in *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, sept. 2012, p. 1971-1976
- [ACTI-10] G. VOGT, R. ROMARY, **G. PARENT** et V. COSTAN, « Study of stator core-end packets under the action of two incident fluxes - Real scale model », in *38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, oct. 2012, p. 2043-2048
- [ACTI-11] R. PENIN, **G. PARENT**, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Impact of structural deformations on transformer core losses », in *21th Soft Magnetic Conference (SMM)*, sept. 2013, p. 325
- [ACTI-12] J.-F. BRUDNY, F. MORGANTI, J.-P. LECOINTE et **G. PARENT**, « On the use of carrier phase jumps to reduce some PWM switching effects », in *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, nov. 2014, p. 762-768
- [ACTI-13] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUUINIC, « Coupling transformer with a virtual air gap for the protection of dynamic voltage restorers », in *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, nov. 2014, p. 462-468
- [ACTI-14] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Influence of the electrical steel grade on the magnetic flux distribution in transformer core corners », in *16th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, mai 2014
- [ACTI-15] J.-F. BRUDNY, **G. PARENT** et I. NACEUR, « Characterization of a virtual air gap », in *International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF)*, 2015
- [ACTI-16] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Three Epstein frames to characterize iron losses and mean path length of grain oriented electrical steel lamination », in *International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF)*, 2015
- [ACTI-17] S. DUCHESNE, **G. PARENT**, J. MOENCLAY et D. ROGER, « Prediction of PDIV in motor coils using Finite Element Method », in *International Conference on Dielectrics*, 2016
- [ACTI-18] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUUINIC, « Coupling transformer operation of a dynamic voltage restorer under electrical grid conditions », in *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2016
- [ACTI-19] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUUINIC, « Design of a coupling transformer with a virtual air gap for dynamic voltage restorers », in *Joint Magnetism and Magnetic Materials - INTERMAG Conference*, 2016
- [ACTI-20] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUUINIC, « Electrical circuit design of a coupling transformer with a virtual air gap », in *XXIV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2016
- [ACTI-21] **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of flux tube portions by adjunction of electric or magnetic multivalued equipotential lines », in *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2016

- [ACTI-22] M. TOUDJI, V. IOSIF, S. DUCHESNE, **G. PARENT** et D. ROGER, « Coupled magneto-thermal formulation to characterize a coil composed of conductors with an inorganic insulation », in *XXIV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2016
- [ACTI-23] M. TOUDJI, **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of winding lumped parameter equivalent circuit by means of finite element method », in *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2016
- [ACTI-24] F. JIANG, M. ROSSI et **G. PARENT**, « Anisotropy model for modern grain oriented electrical steel based on orientation distribution function », in *62nd annual Conference on Magnetism and Magnetic Materials (MMM)*, 2017
- [ACTI-25] V. MALLARD, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et **G. PARENT**, « Using segmented-shifted GO sheet in magnetic circuits of small AC motors », in *International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF)*, 2017
- [ACTI-26] V. MALLARD, **G. PARENT**, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et A. DELAMOTTE, « Increasing the energy-efficiency of induction machines by the use of grain-oriented magnetic materials and die-casting copper squirrel cage in the rotor », in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017
- [ACTI-27] D. ROGER, M. TOUDJI, S. DUCHESNE et **G. PARENT**, « Concentrated winding machines fed by PWM inverters : insulation design helped by simulations based on equivalent circuits », in *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 2017
- [ACTI-28] R. AYDOUN, **G. PARENT**, J.-P. LECOINTE et A. TOUNZI, « Investigating the use of grain-oriented electrical steel in axial-flux switched reluctance machines », in *XXV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2018
- [ACTI-29] **G. PARENT**, M. ROSSI, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of partial discharge inception voltage and location of partial discharges by means of paschen's theory and FEM », in *18th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2018
- [ACTI-30] R. PILE, **G. PARENT**, É. DEVILLERS, T. HENNERON, Y. LE MENACH, J. LE BERNERAI et J.-P. LECOINTE, « Application limits of the airgap maxwell tensor », in *18th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2018
- [ACTI-31] M. TOUDJI, **G. PARENT** et S. DUCHESNE, « Diagnostic prédictif basé sur une modélisation HF du bobinage des machines électriques », in *Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb (CISTEM)*, 2018
- [COM-1] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Coupling transformer for dynamic voltage restorers protection against default currents », in *International Colloquium on Lightning & Power Systems organized by CIGRE*, 2014

Conférences nationales

- [ACTN-1] V. MAJCHRZAK, « Transformateur de couplage avec entrefer virtuel en tant que dispositif de protection du convertisseur de tension série », in *Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE)*, 2014¹
- [ACTN-2] D. ROGER, S. DUCHESNE, **G. PARENT**, V. IOSIF et M. TOUDJI, « Caractérisation électrique haute fréquence d'un fil de cuivre possédant un revêtement de nickel », in *Symposium de Génie Electrique (SGE) : EF-EPF-MGE*, 2016

1. Je me permets de compter cette communication dans la liste de mes publications. En effet, celle-ci a été réalisée dans le cadre de [Th-2] et le fait que seule le nom de Virginie apparaisse seul est dû aux règles de l'époque imposées par la conférence JCGE. Aujourd'hui ces règles ont changé comme on peut le constater sur [ACTN-3].

- [ACTN-3] M. TOUDJI, **G. PARENT** et S. DUCHESNE, « Détermination par la méthode des éléments finis des paramètres d'un circuit électrique équivalent des bobinages des machines électriques », in *Jeune Chercheur en Génie Électrique (JCGE)*, 2017
- [ACTN-4] R. AYDOUN, **G. PARENT**, A. TOUNZI et J.-P. LECOINTE, « Comparaison des performances de machines à réluctance variable 8/6 à flux radial et axial », in *Symposium de Génie Electrique (SGE) : EF-EPP-MGE*, 2018

Chapitre 2

Synthèse des activités de recherche

1 Introduction - place de la simulation numérique au LSEE

Modélisation ou simulation ? Ces deux termes sont souvent employés à tort ou confondus. Pourtant, ils ne font absolument pas référence à la même chose [31, 106]. En réalité, la modélisation et la simulation forment un couple. Qu'est-ce que la modélisation ? La définition du dictionnaire explique qu'il s'agit de « *l'établissement d'une structure formalisée utilisée pour rendre compte d'un ensemble de phénomènes qui possèdent entre eux certaines relations* ». En somme, modéliser, c'est établir **une** représentation de la réalité, ou, dans notre cas, d'un dispositif électromagnétique réel. Un modèle se doit d'être le plus fidèle possible au dispositif qu'il représente, tout en étant plus simple afin d'en assurer la facilité d'exploitation. La fidélité et la simplicité sont étroitement liées aux hypothèses attachées à ce modèle. La simulation, quant à elle, désigne l'exploitation d'un modèle par des outils appropriés, numériques dans notre cas.

Aussi, pour quelle(s) raison(s), lors d'un travail de recherche, peut-on être amené à réaliser une simulation numérique d'un dispositif électromagnétique, en particulier au sein du LSEE où la validation par l'expérimentation est une couleur forte du laboratoire ? Depuis ma nomination en tant que maître de conférences, c'est cette question qui oriente mes activités de recherche, avec un positionnement que l'on peut formuler ainsi : qu'est-ce qu'une simulation numérique pourrait apporter pour suppléer/compléter/améliorer une approche théorique ou expérimentale d'un dispositif ou d'un phénomène électromagnétique et, surtout, sous quelle forme ? Par sous quelle forme, j'entends : que doit-on simuler au juste ? En effet, même si les travaux réalisés durant les trente dernières années pour améliorer continuellement les codes de calcul ont été considérables, vouloir simuler un dispositif électromagnétique dans son ensemble, en trois dimensions, en prenant en compte tous les phénomènes non linéaires ainsi que les phénomènes induits, le tout dans le but d'en prédire le comportement aux niveaux à la fois local et global, avec une précision satisfaisante, relève encore aujourd'hui de l'utopie. Tout d'abord du point de vue technique puisqu'en dépit des progrès réalisés au niveau hardware, le problème de la taille du système matriciel à nécessairement résoudre persiste et persistera. Ensuite, on peut s'interroger sur la complexité du modèle mis en œuvre au regard du but recherché. En d'autres termes : est-ce réellement utile ?

Nous verrons dans cette synthèse qu'au cours des différents travaux auxquels j'ai participé, j'ai pu développer plusieurs approches.

- Simuler des systèmes complets, moyennant des hypothèses simplificatrices, dans le but de dimensionner un prototype de machine tournante ou de transformateur. Nous verrons en particulier que la simulation numérique a permis d'étudier la distribution de flux alternatifs et continus dans un noyau magnétique, phénomène difficile à appréhender de manière expérimentale.
- Simuler des parties de dispositifs, voire des dispositifs dont la géométrie diffère du dispo-

sitif initial mais qui permettent d'isoler les phénomènes voulus. Nous verrons que cette approche, que l'on peut qualifier de « conception de maquettes numériques » repose sur les mêmes concepts que ceux utilisés depuis les débuts de la recherche scientifique pour la définition et la conception de dispositifs expérimentaux. Par exemple, je montrerai qu'elle a permis de modéliser finement le comportement 3D du flux magnétique à l'intérieur d'une machine asynchrone dont le stator est constitué de tôles GO dont les directions de laminage sont décalées les unes par rapport aux autres. Par ailleurs, la même approche a été employée pour étudier l'influence de la qualité des tôles utilisées dans les transformateurs sur l'induction critique, cette grandeur ayant un rôle non négligeable à la fois sur les pertes et sur le bruit. De plus, cette approche a également permis d'étudier l'impact de l'utilisation de tôles GO sur le couple d'une machine à reluctance variable.

- Simuler des systèmes afin d'alimenter d'autres modèles analytiques ou de déterminer des grandeurs pouvant être comparées à des modèles empiriques. Dans le premier cas, cette approche a permis d'améliorer de manière significative un modèle à constantes localisées de bobinages de machines ou de transformateurs, notamment en permettant une meilleure discrimination des phénomènes. Dans le deuxième cas, un travail de fond a été mené pour mettre à profit la dualité des formulations de l'électrostatique (en potentiels scalaire et vecteur) afin de déterminer *a priori* les seuils de tension d'apparition de décharges partielles entre deux conducteurs, quelles que soient leurs géométries.

Ce chapitre dédié à la synthèse de mes travaux en tant que maître de conférences est découpé, outre cette introduction, en quatre parties. La première est dévolue au lien entre les différents modèles de l'électromagnétisme et les phénomènes physiques mis en œuvre dans un dispositif électromagnétique. Les trois parties suivantes seront respectivement dédiées aux trois approches précédemment exposées.

2 Modèles électromagnétiques

La mise en place d'une simulation efficiente passe par une réflexion en amont de ce qui doit ou ne doit pas être pris en compte dans le calcul. Pour cela, la connaissance et la maîtrise des différents modèles électromagnétiques possibles sont primordiales. Le but de cette partie n'est pas d'en réaliser simplement un catalogue exhaustif accompagné de la manière dont on établit les différentes formulations associées, la littérature étant extrêmement pléthorique sur le sujet. Il s'agit plutôt de montrer de quelle manière ils peuvent être établis et hiérarchisés en fonction des phénomènes physiques qu'ils permettent de prendre en compte ou non.

L'ensemble des phénomènes électromagnétiques classiques est régi par les équations de Maxwell qui, ensemble, constituent un système d'équations aux dérivées partielles permettant de lier les phénomènes électriques et magnétiques.

$$\mathbf{rot} \mathbf{h} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t} \quad (2.1a)$$

$$\mathbf{rot} \mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t} \quad (2.1b)$$

$$\mathbf{div} \mathbf{b} = 0 \quad (2.1c)$$

$$\mathbf{div} \mathbf{d} = \rho_q \quad (2.1d)$$

avec :

$\mathbf{h}$: le champ magnétique en $\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$,

$\mathbf{j}$: la densité de courant en $\text{A} \cdot \text{m}^{-2}$,

$\mathbf{d}$: l'induction électrique en $\text{C} \cdot \text{m}^{-2}$,

$\mathbf{e}$: le champ électrique en $\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$,

$\mathbf{b}$: l'induction magnétique en T,

ρ_q : la densité volumique de charges en $\text{C} \cdot \text{m}^{-3}$.

Il est à noter que ces équations permettent aussi bien de réaliser une étude à l'échelle microscopique qu'à l'échelle macroscopique. Cependant, tel que présenté ci-dessus, le système 2.1 ne permet pas de caractériser complètement un phénomène électromagnétique et il est nécessaire d'y ajouter les relations qui relient les champs aux inductions, qu'ils soient électriques ou magnétiques, ainsi que la densité de courant au champ électrique. Ces relations, qui décrivent le comportement des matériaux, sont respectivement la loi de comportement magnétique (2.2a), la loi de comportement électrique (2.2b) et la loi d'Ohm (2.2c).

$$\mathbf{b} = \mu \mathbf{h} \quad (2.2a)$$

$$\mathbf{d} = \epsilon \mathbf{e} \quad (2.2b)$$

$$\mathbf{j} = \sigma \mathbf{e} \quad (2.2c)$$

avec : μ : la perméabilité magnétique en $\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$,
 ϵ : la permittivité électrique en $\text{F} \cdot \text{m}^{-1}$,
 σ : la conductivité électrique en $\Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$.

Lors de la simulation d'un dispositif électromagnétique, il n'est que rarement nécessaire de résoudre entièrement le système 2.1. En effet, dans un système électromagnétique donné, tous les phénomènes physiques mis en œuvre n'ont pas la même contribution. C'est pourquoi, pour des raisons de simplification de la résolution du problème, il est important d'identifier les phénomènes significatifs de ceux qui sont négligeables. Ainsi, en procédant à l'aide d'un développement asymptotique des équations de Maxwell [22, 27, 69] il est possible d'établir une série de modèles électromagnétiques approchant le modèle complet 2.1 à différents degrés. Le principe consiste à considérer le modèle le plus simple¹ et d'y ajouter progressivement un terme supplémentaire, selon des considérations physiques que nous allons aborder, pour obtenir un modèle d'ordre supérieur et ainsi établir une hiérarchie.

2.1 Modèles statiques

Les problèmes les plus simples, au sens défini ci-dessus, sont ceux pour lesquels les phénomènes sont indépendants, ou de fréquence suffisamment basse pour être considérés comme quasi-indépendants, du temps. Dans ces conditions, le système 2.1 devient :

$$\text{rot } \mathbf{h} = \mathbf{j} \quad (2.3a)$$

$$\text{rot } \mathbf{e} = 0 \quad (2.3b)$$

$$\text{div } \mathbf{b} = 0 \quad (2.3c)$$

$$\text{div } \mathbf{d} = \rho_q \quad (2.3d)$$

Il est alors possible de discerner deux couples d'équations [101], l'un permettant de décrire les phénomènes électriques (2.3b et 2.3d), l'autre les phénomènes magnétiques (2.3a et 2.3c).

Électrostatique

Intéressons-nous au cas représenté par le couple (2.3b – 2.3d). Il correspond aux problèmes mettant en œuvre une ou des source(s) de type charge électrique, l'origine de cette dernière étant le plus souvent due à la présence d'une différence de potentiels électriques dans le domaine d'étude en l'absence de matériaux conducteur. On peut citer, à titre d'exemple, le cas classique du condensateur.

La relation 2.3b permet d'écrire que le champ électrique dérive d'un potentiel scalaire électrique v de telle sorte que :

1. en matière de phénomènes pris en compte

$$\mathbf{e} = -\mathbf{grad} v \quad (2.4)$$

En reportant cette expression dans 2.3d et utilisant la loi de comportement électrique 2.2b, on obtient la formulation électrostatique en potentiel scalaire :

$$-\operatorname{div} \epsilon \mathbf{grad} v = \rho_q \quad (2.5)$$

Il est également possible de prendre le problème par l'autre bout, c'est-à-dire en partant de la relation 2.3d. On constate que contrairement au cas précédent, le second membre de cette relation n'est pas nul. Aussi, il n'est pas possible d'utiliser les propriétés classiques des opérateurs différentiels pour introduire un potentiel. Il est donc nécessaire d'exprimer l'induction électrique $\mathbf{d}$ sous la forme de la somme d'un champ source $\mathbf{d}_s$ et d'un champ de réaction $\mathbf{d}_r$ tels que [23] :

$$\mathbf{d} = \mathbf{d}_s + \mathbf{d}_r \quad (2.6a)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{d}_s = \rho_q \quad (2.6b)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{d}_r = 0 \quad (2.6c)$$

On peut alors déduire de 2.6c que $\mathbf{d}_r$ dérive d'un potentiel vecteur électrique $\mathbf{u}$ tel que $\mathbf{d}_r = \mathbf{rot} \mathbf{u}$ et exprimer l'induction électrique sous la forme :

$$\mathbf{d} = \mathbf{d}_s + \mathbf{rot} \mathbf{u} \quad (2.7)$$

En reportant cette expression dans 2.3b et utilisant la loi de comportement électrique 2.2b, on obtient la formulation électrostatique en potentiel vecteur :

$$\mathbf{rot}(\epsilon^{-1} \mathbf{d}_s) + \mathbf{rot}(\epsilon^{-1} \mathbf{rot} \mathbf{u}) = 0 \quad (2.8)$$

Magnétostatique

Intéressons-nous maintenant au couple (2.3a – 2.3c). Il correspond aux problèmes mettant en œuvre une ou des source(s) de type courant électrique et/ou champ magnétique. Comme pour le modèle électrostatique, il est possible d'établir deux formulations magnétostatiques. En effet, la relation 2.3c permet d'exprimer l'induction magnétique à partir d'un potentiel vecteur magnétique tel que $\mathbf{b} = \mathbf{rot} \mathbf{a}$. Ainsi, on obtient la formulation magnétostatique en potentiel vecteur à l'aide de la loi de comportement magnétique et en reportant l'expression de l'induction magnétique dans 2.3a :

$$\mathbf{rot}(\mu^{-1} \mathbf{rot} \mathbf{a}) = \mathbf{j} \quad (2.9)$$

Suivant la même approche que pour la formulation électrostatique en potentiel vecteur, la relation 2.3a implique d'introduire un champ magnétique source $\mathbf{h}_s$ tel que $\mathbf{rot} \mathbf{h}_s = \mathbf{j}$ et $\mathbf{h} = \mathbf{h}_s - \mathbf{grad} \phi$. On reporte alors cette expression dans la relation 2.3c pour établir la formulation magnétostatique en potentiel scalaire :

$$\operatorname{div} [\mu(\mathbf{h}_s - \mathbf{grad} \phi)] = 0 \quad (2.10)$$

Électrocinétique

Lors de l'introduction du modèle électrostatique, nous avons insisté sur l'absence de matériaux conducteurs. C'est pour cela que seuls l'induction et le champ électriques pouvaient être reliés, et cela au travers de la loi de comportement électrique 2.2b. Que se passe-t-il à l'intérieur d'un fil, par exemple, lorsqu'on applique une différence de potentiels à ses bornes ? Nous

l'avons vu, la loi d'ohm 2.2c fait le lien entre le champ électrique et la densité de courant électrique. On retrouve également la densité de courant dans la relation 2.3a qui permet d'écrire la loi de conservation $\text{div } \mathbf{j} = 0$. En y reportant alors la loi d'Ohm, on obtient :

$$\text{div } \sigma \mathbf{grad } v = 0 \quad (2.11)$$

Suivant encore une fois la même approche de dualité que celle observée pour les formulations électrostatique et magnétostatique, il est possible d'établir une autre formulation électrocinétique en partant cette fois-ci de la loi de conservation $\text{div } \mathbf{j} = 0$ et qui permet d'introduire un potentiel vecteur électrique $\mathbf{t}$ tel que $\mathbf{t} = \mathbf{rot } \mathbf{u}$. En injectant cette expression dans la loi d'Ohm, la relation 2.3b permet d'obtenir :

$$\mathbf{rot}(\sigma^{-1} \mathbf{rot } \mathbf{t}) = 0 \quad (2.12)$$

2.2 Modèles dynamiques

Pour établir les différents modèles dynamiques, nous allons progressivement introduire la dépendance des inductions électrique et dynamique par rapport au temps dans les relations 2.1a et 2.1b. Il est en effet possible de différencier trois cas de figure :

- celui où la dérivée de l'induction magnétique par rapport au temps est négligeable devant celle de l'induction électrique ;
- l'inverse, qui revient à considérer que les courants de déplacement sont négligeables devant les courants induits ;
- celui où aucun des deux termes n'est négligeable devant l'autre, qui revient au modèle complet.

Commençons par le premier cas qui correspond à des problèmes mettant en œuvre des matériaux diélectriques imparfaits. Le système à résoudre devient alors :

$$\mathbf{rot } \mathbf{h} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t} \quad (2.13a)$$

$$\mathbf{rot } \mathbf{e} = 0 \quad (2.13b)$$

Il est alors possible d'écrire :

$$\text{div } \left(\mathbf{j} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t} \right) = 0 \quad (2.14a)$$

$$\mathbf{e} = -\mathbf{grad } v \quad (2.14b)$$

En associant ces deux relations à la fois à la loi de comportement électrique et à la loi d'Ohm, on obtient la formulation électrodynamique en potentiel scalaire :

$$\text{div } \left(\sigma \mathbf{grad } v + \epsilon \mathbf{grad } \frac{\partial v}{\partial t} \right) = 0 \quad (2.15)$$

Le deuxième cas de figure correspond à ce qui est communément appelé l'approximation des régimes quasi statiques. Compte-tenu de la fréquence des phénomènes mis en œuvre, c'est l'approximation qui est le plus souvent faite lors de simulations de dispositifs électrotechniques. Il correspond à des dispositifs dans lesquels les dimensions géométriques des parties conductrices sont supérieures aux épaisseurs de peau. Dans ces conditions, le système à résoudre est :

$$\mathbf{rot} \mathbf{h} = \mathbf{j} \quad (2.16a)$$

$$\mathbf{rot} \mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t} \quad (2.16b)$$

Comme pour la formulation magnétostatique, il est possible d'exprimer l'induction magnétique en fonction d'un potentiel vecteur $\mathbf{b} = \mathbf{rot} \mathbf{a}$ ce qui, reporté dans 2.16b donne l'expression du champ électrique :

$$\mathbf{e} = -\mathbf{grad} v - \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} \quad (2.17)$$

À l'aide de la loi de comportement magnétique et de la relation 2.16a, on obtient la formulation magnétodynamique en potentiel vecteur :

$$\mathbf{rot}(\mu^{-1} \mathbf{rot} \mathbf{a}) + \sigma \left(\mathbf{grad} v + \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} \right) = 0 \quad (2.18)$$

La formulation en champ magnétique s'obtient, quant à elle, en reportant la loi de comportement magnétique et la loi d'Ohm dans 2.16b :

$$\mathbf{rot}(\sigma^{-1} \mathbf{rot} \mathbf{h}) + \mu \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial t} = 0 \quad (2.19)$$

Néanmoins, la relation 2.19 n'est vérifiée que dans les régions conductrices. Pour traiter ces parties non conductrices, il est nécessaire de la coupler avec la formulation magnétostatique en potentiel scalaire 2.10.

Le dernier modèle électromagnétique correspond au système complet 2.1. Il est également possible dans ce cas de déduire deux formulations, l'une en champ électrique, l'autre en champ magnétique. La loi de comportement magnétique associée à la relation 2.1b permet d'écrire :

$$\mathbf{rot} \mathbf{e} = -\mu \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial t} \quad (2.20)$$

En appliquant l'opérateur rotationnel à cette expression, on fait apparaître la relation entre le champ magnétique et les courants :

$$\mathbf{rot}(\mathbf{rot} \mathbf{e}) = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left(\mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t} \right) \quad (2.21)$$

On fait alors apparaître uniquement le champ électrique en utilisant la loi de comportement électrique et la loi d'Ohm pour obtenir :

$$\mathbf{rot}(\mathbf{rot} \mathbf{e}) + \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{e}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.22)$$

Bien entendu, la formulation duale est obtenue en procédant dans l'autre sens, c'est-à-dire en appliquant l'opérateur rotationnel à la relation 2.1a, pour obtenir :

$$\mathbf{rot}(\mathbf{rot} \mathbf{h}) + \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{h}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.23)$$

2.3 Choix d'un modèle et phénomène(s) physique(s) associé(s)

Les phénomènes physiques présents dans un système électromagnétique sont de trois types : résistif, inductif et capacitif. Aussi, le choix de l'emploi d'un modèle par rapport aux autres est dicté par le caractère prépondérant ou négligeable de chacun de ces phénomènes par rapport aux autres dans le dispositif considéré. Le tableau 2.1 propose un résumé des modèles établis dans la section précédente, hiérarchisés et avec, pour chaque modèle, la grandeur résultat du

Modèle	Résultat du calcul	Phénomènes
Électrostatique	Répartition du champ électrique dû à la présence de charges ou de différence de potentiel électrique	Capacitifs
Électrocinétique	Répartition du courant continu dans des conducteurs	Résistifs
Électrodynamique	Répartition du champ électrique et du courant des isolants et des conducteurs	Résistifs Capacitifs
Magnétostatique	Répartition du champ magnétique statique créé par des aimants ou des courants continus	Inductifs
Magnétodynamique	Répartition du champ magnétique et des courants induits générés par des aimants en mouvement ou des courants variables	Résistifs Inductifs
<i>Full wave</i>	Modèle de propagation des champs électromagnétiques	Résistifs Inductifs Capacitifs

Tableau 2.1 – Les différents modèles électromagnétiques classés selon les phénomènes physiques pris en compte

calcul (répartition du champ électrique ou/et magnétique) ainsi que la ou les grandeurs physiques associées [93].

Pour pouvoir définir des critères quantitatifs permettant le choix de l'une ou l'autre des formulations de ce tableau, reprenons les formulations *full wave* 2.22 et 2.23. Elles s'écrivent, dans le domaine fréquentiel, en l'absence de source [22, 27, 93] :

$$\Delta \mathbf{x} - i\omega\sigma\mu\mathbf{x} + \omega^2\epsilon\mu\mathbf{x} = 0 \quad (2.24)$$

avec $\mathbf{x}$ qui représente indifféremment les champs électrique ou magnétique et ω la pulsation de $\mathbf{x}$. Exprimons maintenant l'épaisseur de peau δ ainsi que la longueur d'onde λ :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\mu\omega}} \quad (2.25a)$$

$$\lambda = \frac{c}{\omega} \quad (2.25b)$$

Ainsi, si on note L la taille du domaine étudié, la relation 2.24 s'écrit :

$$\left(\frac{3}{L^2} - \frac{2i}{\delta^2} + \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \right) \mathbf{x} = 0 \quad (2.26)$$

Au regard de ces relations il est possible de définir trois paramètres k_1 , k_2 et k_3

$$k_1 = \left(\frac{\lambda}{L} \right)^2 \quad (2.27a)$$

$$k_2 = \left(\frac{\delta}{L} \right)^2 \quad (2.27b)$$

$$k_3 = \left(\frac{\lambda}{\delta} \right)^2 \quad (2.27c)$$

Le terme k_1 traduit le rapport entre taille du système et la longueur d'onde. Il permet de déterminer si les effets de propagation sont dominants ou négligeables. Le terme k_2 , quant à lui, permet de déterminer si la taille du système permet au courant de s'établir avec ou sans effet de peau. Enfin, le terme k_3 permet d'évaluer lequel des courants de conduction ou de déplacement est négligeable, ou équivalent, par rapport à l'autre. Pour résumer, ces trois paramètres permettent le classement suivant :

- $k_1 \gg 1$: les phénomènes électriques et magnétiques sont découplés ;
 - $k_2 \gg 1$: magnétostatique ;
 - $k_2 \lesssim 1$: magnétodynamique ;
 - $k_3 \gg 1$: électrocinétique ;
 - $k_3 \approx 1$: électrodynamique ;
 - $k_3 \ll 1$: électrostatique ;
- $k_1 \lesssim 1$ *Full wave*.

3 Approche globale : simulation de systèmes complets

L'approche globale et directe, c'est-à-dire simuler un système pour lequel on dispose de toutes les données (géométrie, matériaux, conditions aux limites et excitations) dans son ensemble afin d'évaluer différentes grandeurs, locales comme globales, est la plus souvent rencontrée, que ce soit dans les laboratoires de recherche ou dans l'industrie. Lorsqu'elle est possible, c'est-à-dire quand la taille du système à résoudre le permet, c'est bien entendu l'approche la plus simple et efficace. Elle peut permettre, par exemple, de valider une conception, de comprendre le fonctionnement d'un dispositif ou encore de procéder à une analyse de sensibilité sur un ou plusieurs paramètres. Bien évidemment, le plus souvent, une telle approche implique des hypothèses simplificatrices pour pouvoir être mise en place, comme considérer un noyau magnétique feuilleté comme un matériau homogène.

Dans cette partie, nous allons voir dans quelle mesure cette approche a été utilisée au cours des thèses [Th-2, Th-5] que j'ai coencadrées.

3.1 Comparaison entre deux topologies de machine à reluctance variable : flux radial vs flux axial

Contexte

Les travaux menés dans le cadre de la thèse de Racha Aydoun [Th-5] concernent la conception d'une machine à reluctance variable dont les performances environnementales seront accrues en réduisant les pertes fer tout en augmentant sa puissance massique. À ce titre, ils trouvent naturellement leur cadre dans la thématique efficacité énergétique du LSEE. Pour parvenir à une telle machine, l'association de deux solutions technologiques a été retenue.

La première consiste à réaliser le circuit magnétique avec des tôles à GO, celles-ci présentant des performances en matière de pertes fer et d'induction à saturation largement supérieures aux tôles NO¹ classiquement utilisées pour les machines tournantes. L'impact de l'utilisation de ce type de tôle sur le couple statique de la machine sera abordé un peu plus loin dans ce document à l'aide de simulations par la méthode des éléments finis sur un dispositif simplifié.

La deuxième solution technologique retenue est l'utilisation d'une topologie de MRV à flux axial². En effet, même si, à l'heure actuelle, on trouve relativement peu de références sur ce type de machine dans la littérature, les quelques études qui lui sont consacrées concluent toutes à une réduction de l'encombrement, à puissance donnée, par rapport aux MRVFR [17, 61, 82,

1. grains Non Orientés

2. Dans la suite du document, MRVFA et MRVFR seront employés pour respectivement pour Machine à Reluctance Variable à Flux Axial et Machine à Reluctance Variable à Flux Radial

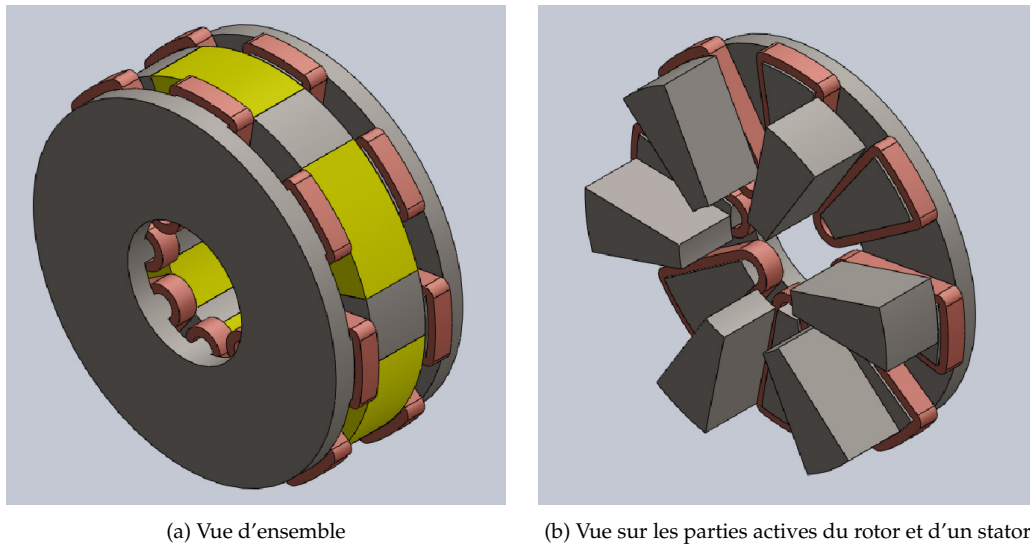


Figure 2.1 – MRV à flux axial à deux stator et un rotor

96, 99, 103, 109, 119, 120]. Plusieurs configurations de MRVFA sont possibles. La plus simple, constituée d'un seul stator et d'un seul rotor, offre une forte compacité de la machine mais souffre de problèmes d'équilibrage dus à des efforts axiaux importants engendrés par le caractère asymétrique de sa géométrie [99]. Ce problème peut être résolu par l'emploi d'une configuration à deux stators et un rotor [120] ou, à l'inverse, un stator et deux rotors [119]. L'efficacité énergétique étant au cœur de ces travaux, la configuration retenue est à deux stators et un rotor (figure 2.1). En effet, dans ce type de configuration, les bobines se trouvent sur la partie externe de la machine, ce qui implique une meilleure dissipation thermique [92] et permet donc une augmentation plus importante de la puissance massique. De plus, il est possible avec cette configuration d'obliger le flux magnétique à traverser le rotor de part en part, à la manière de ce qui est fait dans une machine à flux radial. Cette spécificité permettra de profiter au mieux des excellentes propriétés magnétiques des tôles GO dans leur sens de laminage.

Comparaison des deux topologies

Pour confirmer la pertinence de ces choix, une MRVFA équivalente à une MRVFR classique de référence a été dimensionnée. Les deux machines présentent des paramètres identiques, à savoir :

- les surfaces actives offertes au flux ;
- les nombres de dents, au stator comme au rotor ;
- les angles d'ouverture des dents statorique et rotorique ;
- le rayon de l'arbre ;
- le nombre de spires par phase ;
- la section de cuivre offerte au courant ;
- l'épaisseur totale d'entrefer.

La machine résultant de ce cahier des charges présente alors un volume 50 % inférieur à la machine de référence, réduction essentiellement due à une forte diminution de la longueur axiale (tableau 2.2). Pour cette étude, l'apport de la simulation numérique par rapport à la réalisation d'un prototype apparaît naturellement puisqu'elle permet de comparer rapidement, et à moindre coût, les performances de la machine ainsi dimensionnée par rapport à celle de référence. Les marqueurs choisis sont les évolutions de l'inductance et du couple statique en

fonction de la position du rotor à une excitation donnée. Pour les obtenir, on réalise l'essai classique qui consiste à imposer un courant de valeur fixe dans une des phases en laissant les autres en circuit ouvert tout en modifiant la position du rotor. Les résultats de ce calcul, réalisé en magnétostatique, sont présentés sur les figures 2.2a et 2.2b pour un courant de 5 A qui correspond au courant nominal de la machine de référence. Notons que la position 0° représente la position de conjonction.

Rayon statorique intérieur	22,23 mm	Rayon à l'alésage	32 mm
Rayon statorique extérieur	59 mm	Rayon statorique extérieur	62,5 mm
Rayon rotorique intérieur	22,23 mm	Rayon rotorique minimum	20,5 mm
Rayon rotorique extérieur	59 mm	Rayon rotorique maximum	31,65 mm
Nombre de dents au stator	8	Nombre de dents au stator	8
Nombre de dents au rotor	6	Nombre de dents au rotor	6
Nombre de spires par phase	520	Nombre de spires par phase	520
Ouverture de dent au stator	$19,92^\circ$	Ouverture de dent au stator	$19,92^\circ$
Ouverture de dent au rotor	$19,975^\circ$	Ouverture de dent au rotor	$19,975^\circ$
Rayon de l'arbre	10,5 mm	Rayon de l'arbre	10,5 mm
Épaisseur de l'entrefer	0,175 mm	Épaisseur de l'entrefer	0,35 mm
Longueur axiale	49 mm	Longueur axiale	93 mm

(a) Machine à flux axial

(b) Machine à flux radial (référence)

Tableau 2.2 – Paramètres des deux MRV

On retrouve sur ces figures les résultats entrevus dans la littérature. En effet, la MRVFA présente des valeurs extrêmes d'inductance bien supérieures à la MRVFR. De plus, la transition entre ces deux positions se fait de façon plus raide et linéaire, ce qui se traduit également par des valeurs extrêmes de couple plus élevées.

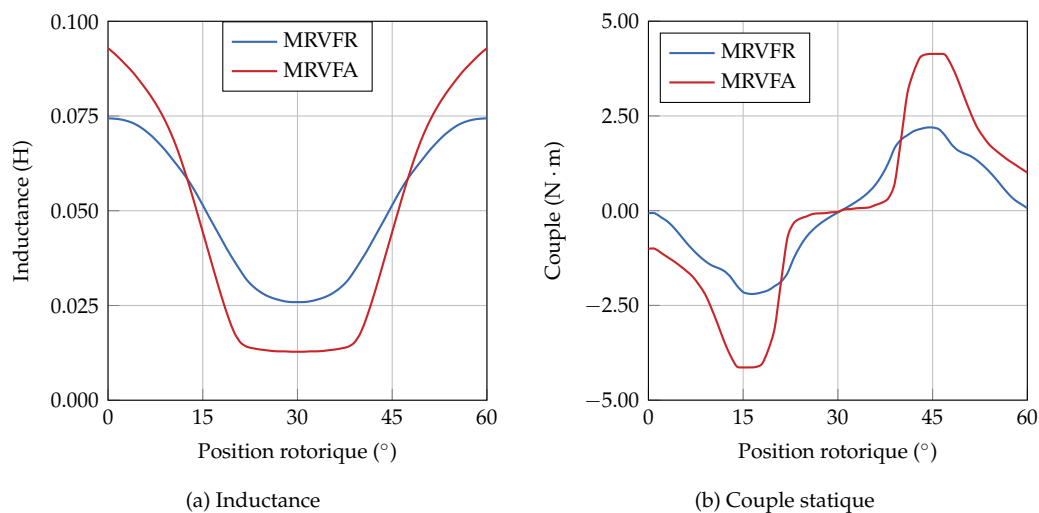


Figure 2.2 – Évolution de l'inductance et du couple statique en fonction de la position du rotor [ACTN-4]

Étude de sensibilité

En partant du design de la MRFVA du tableau 2.2a, une étude de sensibilité est réalisée afin de déduire les dimensions qui conduisent au couple statique maximal. Compte-tenu des contraintes de dimensionnement précédemment énoncées, seules les trois paramètres suivants peuvent être modifiés :

- l'ouverture de dent au stator ;

- l'ouverture de dent au rotor ;
- le rayon rotorique extérieur.

Compte-tenu des contraintes de dimensionnement énoncées précédemment, il serait possible d'augmenter l'ouverture de dent au stator. Cependant, une telle augmentation imposerait de réduire l'épaisseur de la bobine, ce qui impliquerait alors de diminuer son diamètre tout en augmentant sa profondeur. Dans ces conditions, le volume final de la machine en pâtirait.

Les calculs sont réalisés selon la matrice d'essais du tableau 2.3 et avec un courant de 5 A.

Configuration	Ouverture de dent au stator	Ouverture de dent au rotor	Rayon rotorique extérieur
1	$19,92^\circ - 2^\circ$	$19,975^\circ - 2^\circ$	59 mm
2	$19,92^\circ$	$19,975^\circ - 2^\circ$	59 mm
3	$19,92^\circ - 2^\circ$	$19,975^\circ + 2^\circ$	59 mm
4	$19,92^\circ$	$19,975^\circ + 2^\circ$	59 mm
5	$19,92^\circ - 2^\circ$	$19,975^\circ - 2^\circ$	59 mm + 3 %
6	$19,92^\circ$	$19,975^\circ - 2^\circ$	59 mm + 3 %
7	$19,92^\circ - 2^\circ$	$19,975^\circ + 2^\circ$	59 mm + 3 %
8	$19,92^\circ$	$19,975^\circ + 2^\circ$	59 mm + 3 %

Tableau 2.3 – Matrice d'essais

Deux conclusions peuvent être tirées à partir de l'évolution de l'inductance montrée à la figure 2.3. La première est que la dimension extérieure du rotor n'a que très peu d'influence sur le comportement de la machine puisqu'on n'observe que très peu de différence entre les configurations 1 et 5, 2 et 6, 3 et 7 et 4 et 8. La deuxième est que seule la configuration 4, qui correspond à une augmentation de l'ouverture de dent au rotor, montre une augmentation de l'inductance par rapport au design de référence. On retrouve d'ailleurs cette augmentation sur le couple statique (figure 2.4).

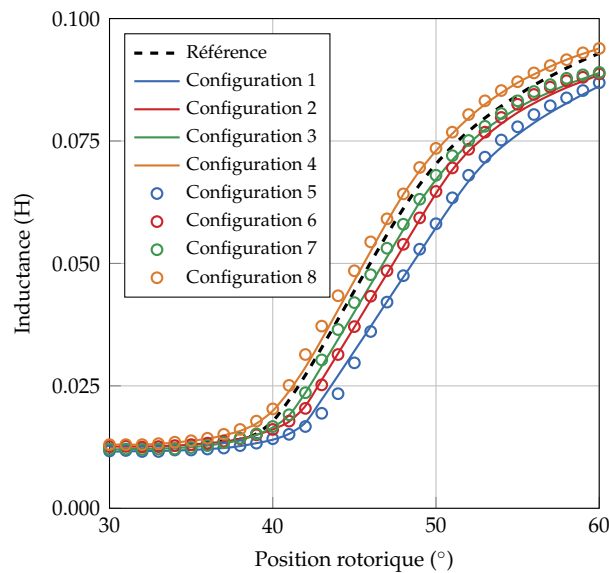


Figure 2.3 – Évolution de l'inductance pour toutes les configurations du tableau 2.3

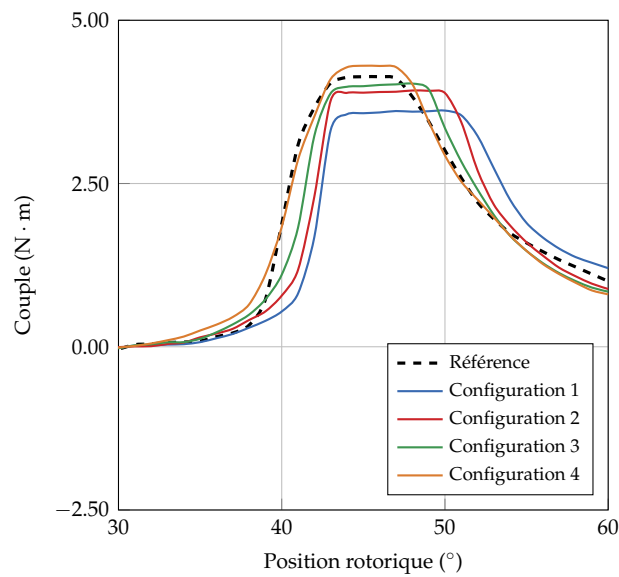


Figure 2.4 – Évolution du couple statique pour les configurations 1 à 4 du tableau 2.3

Pour confirmer cette tendance, et en déterminer une éventuelle limite, on réalise plusieurs calculs dans lesquels seule l'ouverture de dent rotorique est modifiée par rapport au design d'origine (figures 2.5 et 2.5). On constate qu'une augmentation de $2,5^\circ$ offre la valeur de couple la plus élevée.

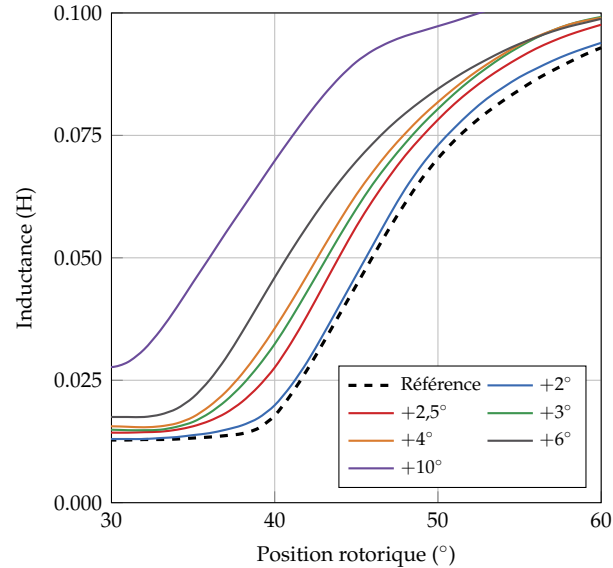


Figure 2.5 – Évolution de l'inductance pour différentes valeurs d'ouverture de dent au rotor

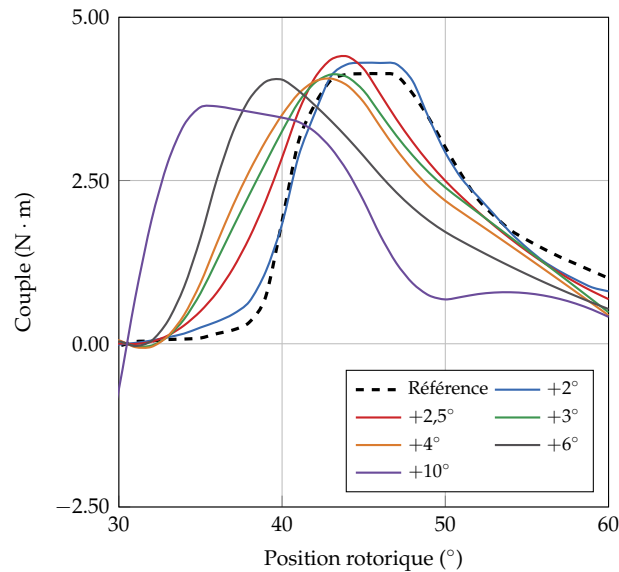


Figure 2.6 – Évolution du couple statique pour différentes valeurs d'ouverture de dent au rotor

Bilan et contributions

La comparaison entre les deux topologies de MRV a permis de mettre en évidence un double avantage en faveur de la topologie à flux axial, à surfaces de dents identiques, avec un double gain en encombrement et en couple. Par ailleurs, un plan d'expérience a permis d'identifier un paramètre, l'ouverture de dent statorique, permettant un gain supplémentaire en couple. Cependant, la marge de manœuvre sur ce paramètre s'est montrée faible. Aussi, en considérant que la MRVFR de référence est déjà optimisée, on peut conclure de cette étude que le dimensionnement de la MRVFA équivalente constitue une approche viable.

Le travail étant encore en cours, il doit être complété afin d'évaluer l'influence de l'ajout de tôles GO dans la machine, que ce soit au stator ou au rotor. Cela pose une double problématique. Premièrement, les calculs en 3D sont lourds, et donc assez peu compatibles avec une démarche de dimensionnement et d'étude de sensibilité. Deuxièmement, la prise en compte de l'anisotropie pose des difficultés, tant au niveau de la qualité des modèles existants que de la convergence des calculs. Cette étape sera donc abordée à l'aide d'une structure plane représentative des phénomènes électromagnétiques mis en jeu et qui permet un traitement en 2D. La mise en place de cette étude et les résultats qui en découlent seront présentés dans la partie de ce chapitre consacrée à la simulation de systèmes simplifiés.

Ma contribution sur cette étude porte sur l'établissement des modèles numériques 2D et 3D et sur l'analyse des résultats qui en découlent. Ils ont été élaborés à l'aide du mailleur Gmsh [73] et du solver GetDP [33]. Ces codes, open source, ont été choisis notamment pour les possibilités d'implémentation de fonctions qui posent encore problème dans les codes commerciaux. C'est le cas avec la prise en compte de l'anisotropie en régime saturé. Le choix de ces codes a donc été mûri, d'autant que les travaux visent à intégrer des tôles GO au stator et au rotor, avec des configurations pouvant nécessiter une représentation laminaire des circuits magnétiques. En revanche, l'inconvénient de ces codes réside dans l'absence de topologies de machines variées et directement intégrées. Il a donc fallu bâtir les modèles 3D des MRVFR et MRVFA, en les paramétrant finement, afin :

- de faire varier les dimensions pour réaliser l'étude de sensibilité ;
- d'intégrer des matériaux anisotropes.

3.2 Conception d'un régulateur de tension série à électronique de puissance protégée par un entrefer virtuel

Contexte

Historiquement, les réseaux électriques actuellement en place ont été conçus de telle sorte que des centrales de production classiques fournissent de l'énergie à des consommateurs passifs. En ce sens, ils peuvent être qualifiés, à l'échelle d'un pays, de centralisés et unidirectionnels. Aujourd'hui, l'essor des énergies renouvelables permet à chacun de devenir producteur. Ainsi, les réseaux électriques doivent évoluer pour être à même d'absorber une production décentralisée ainsi que des flux d'énergie bidirectionnels. Cette transition s'accompagne d'une baisse de la qualité de l'énergie électrique fournie aux consommateurs [77] avec, notamment, parmi les sources de pollution les plus courantes, l'apparition de creux de tension, de surtensions et d'harmoniques [88].

Apparu au milieu des années 90, le régulateur de tension série [21, 34, 36, 46, 51, 57] est un dispositif habituellement composé d'un transformateur de couplage, d'une réserve d'énergie et d'un convertisseur électronique de puissance permettant de corriger ces phénomènes [57, 77]. La faiblesse des régulateurs de tension série actuellement commercialisés réside dans la protection du convertisseur de puissance face aux surintensités qui peuvent apparaître sur le réseau. Les travaux menés dans le cadre de la thèse de Virginie Majchrzak [Th-2] avaient donc pour but de concevoir un régulateur de tension série dont l'électronique de puissance est protégée par un by-pass magnétique basé sur le principe de l'entrefer virtuel [37].

Dans ces travaux, l'apport de la simulation numérique se retrouve à plusieurs niveaux. Tout d'abord, le principe de l'entrefer virtuel met en œuvre des flux magnétiques continus qui sont particulièrement difficiles à mesurer expérimentalement de manière non intrusive. Les simulations par la méthode des éléments finis qui ont été réalisées ont facilité l'analyse du comportement des dispositifs réalisés, maquette à échelle réduite comme prototype industriel, notamment au niveau de l'interaction entre les flux magnétiques alternatif et continu. Par ailleurs, comme pour les travaux de Racha Aydoun [Th-5], on retrouve ici l'intérêt de la simulation numérique dans une démarche de dimensionnement et de conception.

Régulateur de tension série et entrefer virtuel

Dans un réseau électrique, les fluctuations de tension sont le plus souvent causées par l'apparition court-circuit sur une ligne. Une illustration de ce phénomène est donnée à la figure 2.7 où $\underline{U}_s$, $\underline{Z}_s$ et $\underline{Z}_d$ représentent respectivement la tension de la source, son impédance vue du point de couplage commun ainsi que l'impédance entre ce dernier et l'endroit du défaut [57, 118].

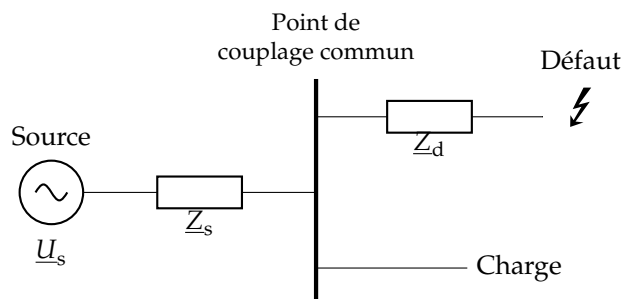


Figure 2.7 – Schéma de principe d'un réseau présentant un défaut générant une fluctuation de tension [57, 118]

Le principe du régulateur de tension série est d'injecter la tension adéquate permettant de compenser les fluctuations dans le but de maintenir, au niveau de la charge, une tension constante correspondant au point de fonctionnement nominal. Pour cela, le régulateur est placé,

comme son nom l'indique, en série dans le réseau entre la source et la charge considérée, comme illustré à la figure 2.8. Sur cette figure, on retrouve le convertisseur, le transformateur de couplage et la réserve d'énergie. Les bobines primaire et secondaire du transformateur de couplage sont respectivement reliées au convertisseur électronique (CE) et au réseau électrique (RE). En ce qui concerne la réserve d'énergie, plusieurs topologies sont possibles [51, 57] allant de la source d'énergie indépendante (batterie, source d'énergie renouvelable...), à son absence pure et simple. Dans ce cas, le convertisseur est directement alimenté par le réseau électrique en le connectant soit en amont (côté source) soit en aval (côté charge) [57]. Dans le cadre des travaux de Virginie Majchrzak, la topologie la plus simple, c'est-à-dire avec une réserve d'énergie indépendante, a été retenue.

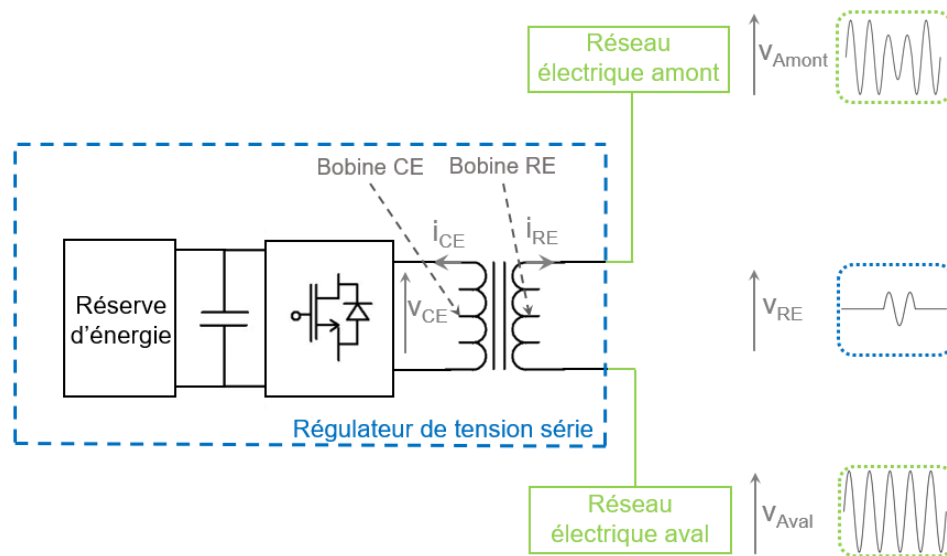


Figure 2.8 – Schéma de principe d'un régulateur de tension série placé dans un réseau électrique [Th-2]

La principale faiblesse du dispositif réside au niveau de la protection du convertisseur face aux surintensités qui peuvent transiter dans le réseau. Pour palier à cet inconvénient, trois stratégies relevées dans la littérature sont possibles.

- La plus simple consiste à surdimensionner le convertisseur de sorte qu'il soit à même d'accepter ces surintensités. Cette solution a ses limites, notamment en ce qui concerne les valeurs de courant critiques, mais également en ce qui concerne l'encombrement.
- La deuxième stratégie, qui n'est actuellement pas commercialisée et que l'on rencontre au niveau des laboratoires de recherche, consiste à adopter une solution de contrôle-commande adaptée [54, 65, 100, 115].
- La troisième solution consiste à dimensionner le convertisseur par rapport au courant de ligne nominal transitant dans le réseau et à le protéger des courants de défaut par un by-pass électromécanique [35, 40, 108]. La figure 2.9 montre de quelle manière cette solution peut être implémentée [40]. Le système complet du by-pass se compose de trois interrupteurs : SW_1 et SW_2 , qui permettent de relier ou d'isoler le transformateur de couplage respectivement à la source et à la charge, et SW_3 qui constitue le by-pass proprement dit. En fonctionnement normal, c'est-à-dire dans le cas d'un courant de ligne inférieur à une valeur prédéfinie, SW_1 et SW_2 sont fermés alors que SW_3 est ouvert, et le régulateur de tension remplit son rôle. Lorsqu'un courant de ligne susceptible de détériorer le transformateur de couplage est détecté, SW_3 est tout d'abord fermé puis SW_1 et SW_2 sont ouverts afin d'isoler le régulateur du réseau. Le courant de défaut circule alors entre la source et la charge au travers de SW_3 . Cette solution souffre toutefois d'un inconvénient majeur : son temps de réponse élevé. En effet, une fois que le dépassement de la valeur critique

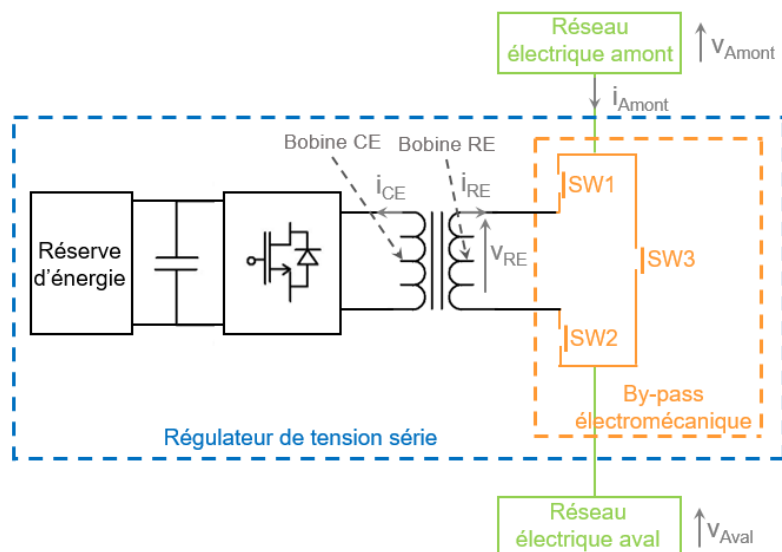


Figure 2.9 – Régulateur de tension série à électronique de puissance protégée par un by-pass électromécanique [Th-2]

de courant de ligne est détecté, environ 100 ms, soit cinq périodes sur le réseau européen, sont nécessaires pour actionner les interrupteurs [108].

La levée de ce verrou technologique est à la base de ces travaux. Comment réduire au maximum, voire annuler, ce temps de réponse ? Pour répondre à cette question, nous nous sommes penchés sur la manière dont un courant de défaut présent dans la ligne est transmis au convertisseur. Ce dernier est relié à la ligne au travers du transformateur de couplage. Le courant qui le traverse est donc une image du flux magnétique vu par la bobine CE de ce transformateur. Aussi, plutôt que vouloir dévier le courant, notre approche a été de vouloir dévier le flux magnétique.

Pour l'illustrer, considérons le schéma de principe du régulateur de tension présenté à la figure 2.10. Il s'agit simplement du régulateur de la figure 2.8, auquel nous avons ajouté :

- une colonne supplémentaire au niveau du transformateur de couplage, appelée colonne de retour (CR) ;
- un *crowbar*, qui est un dispositif composé d'une résistance de puissance et d'un thyristor [39, 110] et qui permet de court-circuiter le bobinage CE.

Le rôle de la colonne de retour est d'agir comme un interrupteur magnétique. En effet, si elle a le comportement d'un matériau de perméabilité très faible, alors les bobines CE et RE sont totalement couplées. À l'inverse, si sa perméabilité est très grande, alors le flux magnétique généré par la bobine RE se répartira entre les colonnes CE et RE en fonction de leurs reluctances respectives. Si, de plus, on ferme le thyristor du *crowbar*, on court-circuite la colonne CE et le flux généré par la bobine CE s'établira intégralement dans la colonne RE. Ce sont les deux modes de fonctionnement illustrés respectivement par les figures 2.11 et 2.12.

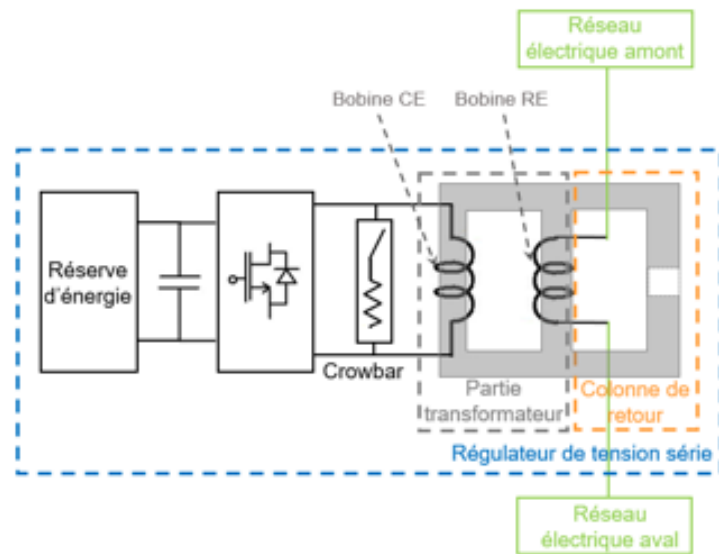


Figure 2.10 – Régulateur de tension série avec colonne de retour [Th-2]

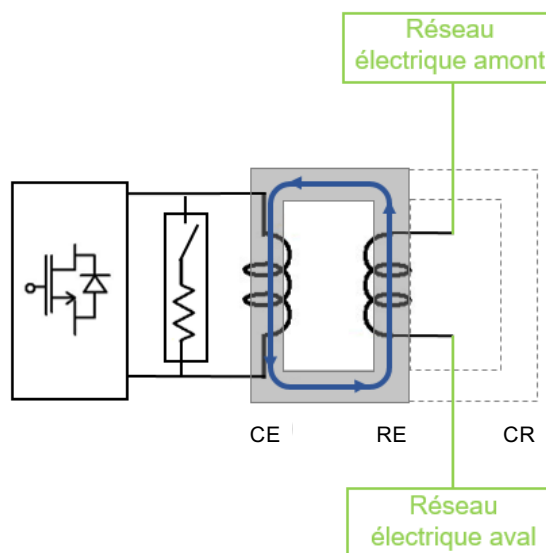


Figure 2.11 – Régulateur de tension série avec by-pass magnétique : fonctionnement normal [Th-2]

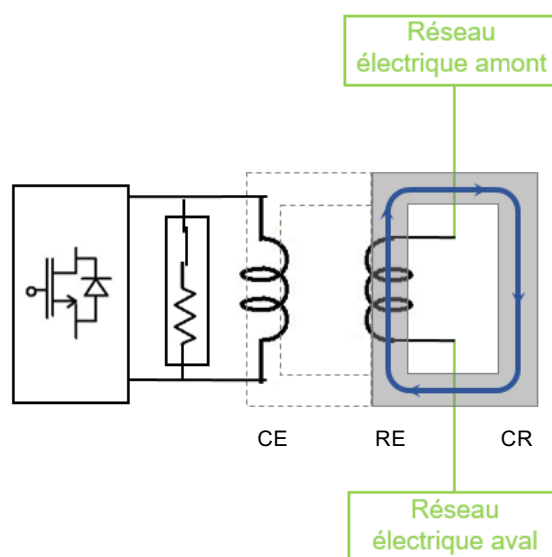


Figure 2.12 – Régulateur de tension série avec by-pass magnétique : fonctionnement en dérivation [Th-2]

Il est donc nécessaire de pouvoir faire « apparaître » ou « disparaître » la colonne de retour en fonction des besoins. Pour des problèmes évidents de construction, de rapidité d'exécution, autant que de fiabilité, il n'est pas envisageable de réaliser cette opération mécaniquement. C'est pourquoi la solution technologique qui a été choisie est basée sur le principe de l'entrefer virtuel. Il consiste à saturer localement, et de manière contrôlée, une zone d'un noyau magnétique à l'aide d'un courant continu circulant dans une ou plusieurs bobines auxiliaires insérées dans le noyau en question afin d'en faire varier la perméabilité magnétique (figure 2.13). Il est alors possible d'obtenir un entrefer virtuel d'épaisseur variable dont la valeur (figure 2.14) dépend de plusieurs paramètres comme la valeur du courant traversant le bobinage auxiliaire, la dimension et le nombre de bobines, leur nombre de spires ainsi que leur positionnement dans le noyau [37, 56, 64, 80, ACLI-11]. Développé à l'origine à la fin des années 90 au LSEE pour lutter contre les courants d'appel dans les transformateurs [37], ce concept trouve aujourd'hui de nombreuses applications dans la littérature [62, 70, 80, 91, 112].

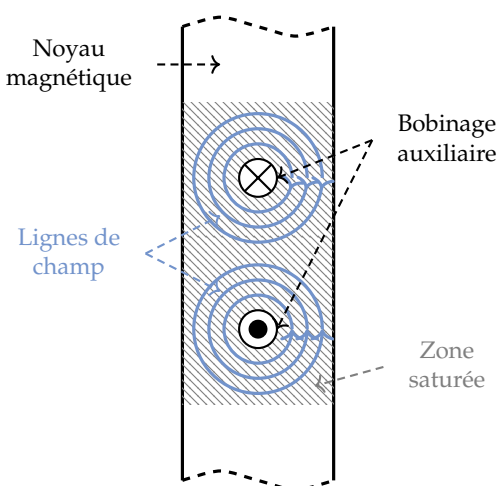


Figure 2.13 – Principe de l'entrefer virtuel

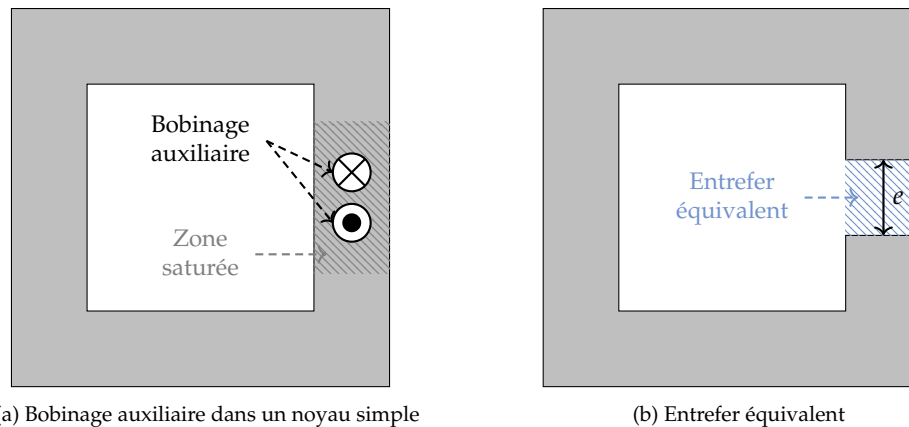


Figure 2.14 – Application du principe de l'entrefer virtuel à un noyau simple de type transformateur monophasé ou inductance

Le régulateur de tension série avec by-pass magnétique à entrefer virtuel qui en résulte est représenté à la figure 2.15.

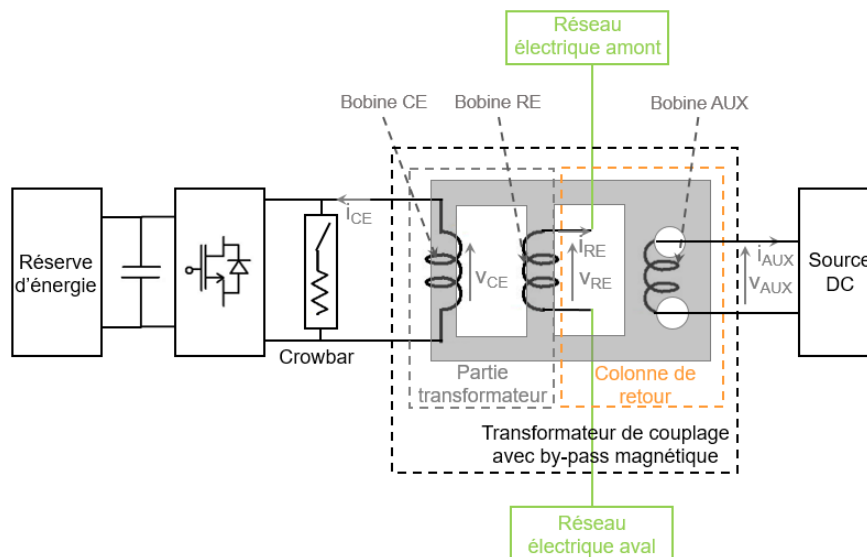


Figure 2.15 – Régulateur de tension série avec by-pass magnétique à entrefer virtuel [Th-2]

Validation du principe à l'aide d'une maquette de laboratoire à échelle réduite

Pour valider la viabilité d'un by-pass magnétique réalisé par la technique de l'entrefer virtuel, une maquette à échelle réduite a été réalisée (figure 2.16). Pour des raisons de modularité et de facilité d'instrumentation, le noyau est réalisé à l'aide de bandes d'acier GO de type HGO35 [102] de 30 cm par 3 cm, habituellement utilisées pour réaliser des cadres d'Epstein. On retrouve la topologie présentée à la figure 2.15, à savoir un transformateur monophasé classique à deux colonnes (CE et RE), auquel une colonne retour (CR) a été ajoutée. Compte-tenu de l'utilisation de bandes d'Epstein, la colonne de retour a une forme en H et l'entrefer virtuel est constitué d'un bobinage auxiliaire prenant place à l'intérieur de deux grands trous rectangulaires. Une attention particulière a été apportée aux sections des branches verticales et horizontales du H. En effet, en fonctionnement normal, quand la colonne de retour ne doit pas laisser passer de flux généré par la bobine RE, les ampères-tours générés par la bobine auxi-

liaire doivent être capables de saturer toutes les branches du H de manière la plus homogène possible. De ce fait, les branches verticales doivent avoir une section deux fois plus faibles que les branches horizontales. De plus, en fonctionnement by-pass, la colonne de retour doit être capable de laisser passer tout le flux généré par la bobine RE. Les branches horizontales du H doivent donc être de même section que la colonne RE. Aussi, pour obtenir des branches de sections différentes tout en gardant un noyau magnétique d'épaisseur constante, les branches horizontales du H sont réalisées en insérant une seule bande d'Epstein toutes les deux bandes dans les parties verticales.

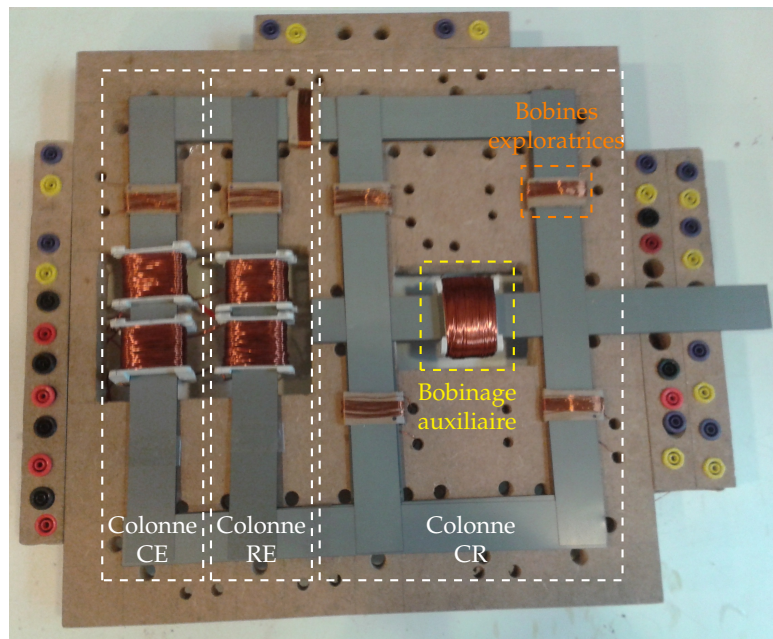


Figure 2.16 – Maquette à échelle réduite d'un régulateur de tension série [Th-2]

Le fait que le circuit ne soit pas de section constante implique normalement de réaliser une simulation en 3D. Néanmoins, le fait que les branches du H soient réalisées par double recouvrement et en utilisant une tôle verticalement pour deux tôles horizontalement impliquerait de représenter chaque tôle. Ce n'est évidemment pas envisageable pour une question de taille de maillage compte-tenu de leur épaisseur (0,35 mm) très faible par rapport aux autres dimensions. Nous avons donc choisi de réaliser une simulation 2D. Pour prendre en compte les différences de section, l'astuce a consisté à diviser par deux la largeur des branches verticales du H, comme montré à la figure 2.17.

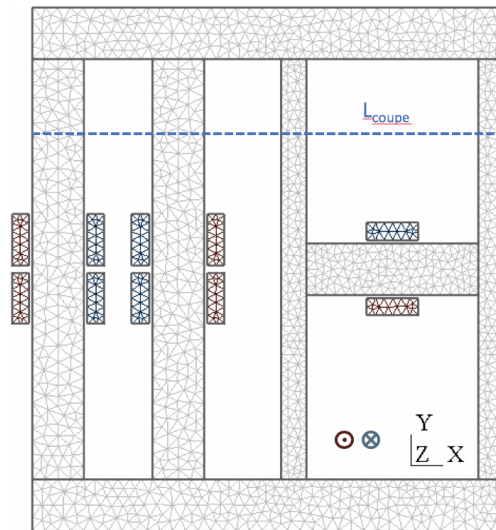


Figure 2.17 – Maillage de la maquette à échelle réduite [Th-2]

La simulation prend en compte la saturation des tôles mais l'anisotropie est négligée. L'imposition des sources est réalisée à l'aide d'un couplage circuit [18] et le calcul est réalisé en magnétostatique en pas à pas dans le temps.

Quatre calculs sont réalisés afin de valider le fonctionnement du dispositif.

- Les deux premiers calculs sont destinés à valider que le fait d'alimenter la bobine auxiliaire n'a pas d'influence sur la partie transformateur. Dans le premier cas, les bobines CE et RE sont laissées en circuit ouvert, ce qui correspond au mode de fonctionnement pour lequel il n'y a pas besoin de régulation sur la ligne. Dans le deuxième cas, la bobine CE est alimentée en tension et la bobine RE est laissée en circuit ouvert.
- Les deux derniers calculs sont destinés à valider que la colonne de retour joue bien son rôle de by-pass en cas de défaut sur la ligne. Là aussi deux cas sont à différencier. Dans le premier, afin de faire "apparaître" la colonne de retour, la bobine auxiliaire n'est pas alimentée. Dans le deuxième cas, elle le reste. Par ailleurs, dans tous les cas, la bobine CE est en court-circuit.

Les résultats donnés par les deux premiers calculs sont présentés respectivement aux figures 2.18 et 2.19. Ils montrent bien que, dans les deux cas, la saturation de la colonne de retour se fait de façon locale, sans influence notable sur le fonctionnement du transformateur. En effet, dans le cas n°1, les flux de fuites générés par la bobine auxiliaire dans la colonne RE sont de l'ordre de 2 % (figure 2.18b) alors que, dans le cas n°2, le rapport de transformation du transformateur est de 99 % (2.19b).

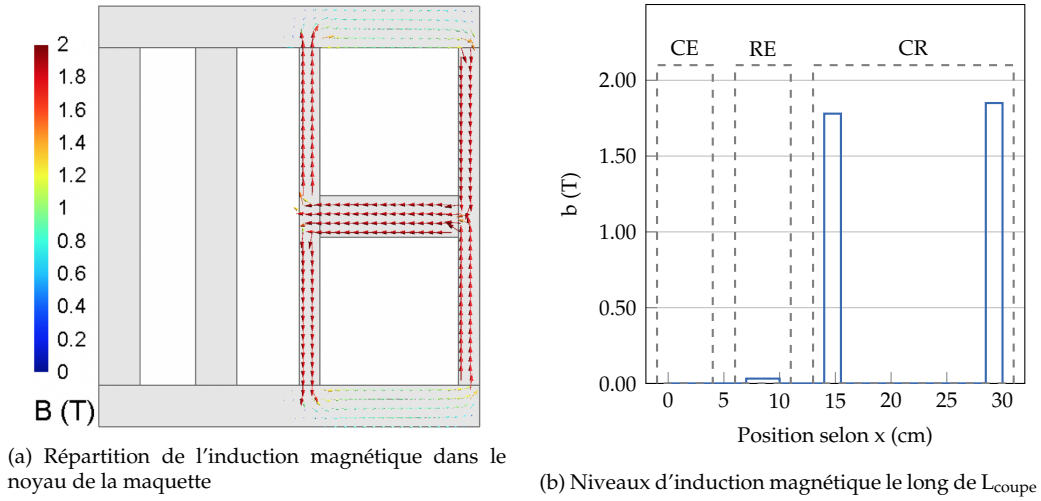


Figure 2.18 – Résultats du calcul n°1 [Th-2]

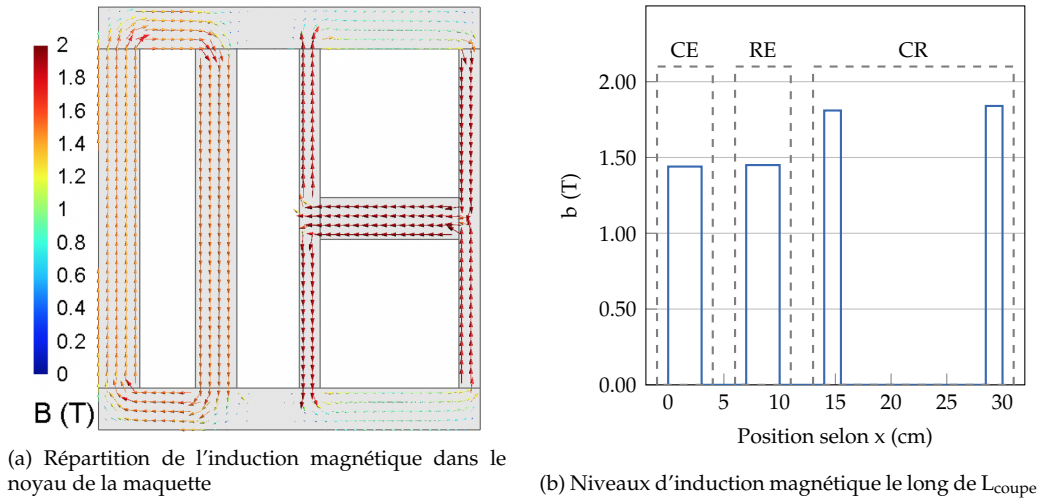
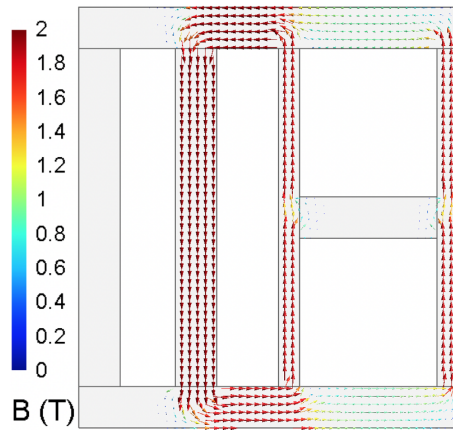


Figure 2.19 – Résultats du calcul n°2 [Th-2]

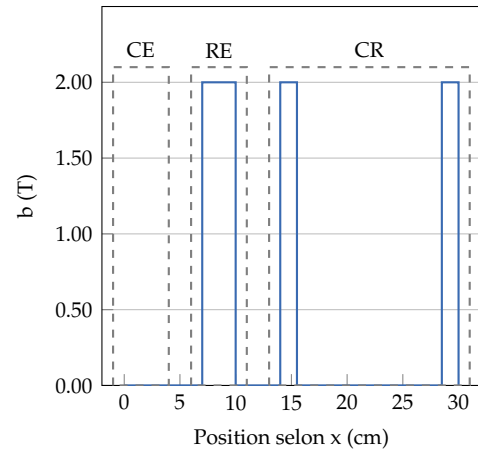
Les résultats donnés par les deux derniers calculs sont présentés respectivement aux figures 2.20 et 2.21. On peut y voir que, dans les deux cas, le flux généré par la bobine RE est bien dévié vers la colonne de retour, y compris lorsque la bobine auxiliaire reste alimentée. Dans ce cas, le flux généré par la bobine RE vient désaturer l'une des deux branches du H et sursaturer l'autre, relativement à l'orientation du flux généré par la bobine auxiliaire.

Ce résultat laisse entrevoir qu'il n'est pas forcément nécessaire de désaturer la colonne de retour pour dévier le flux généré par la bobine RE, ce qui est confirmé par les relevés expérimentaux montrés à la figure 2.22. En effet, quelle que soit la valeur du courant i_{AUX} , i_{CE} est limité. Seule sa valeur maximale est modifiée. Bien entendu, la meilleure limitation est obtenue lorsque la bobine auxiliaire n'est pas alimentée, comme prévu. C'est un résultat important notamment au niveau de la mise en œuvre finale du dispositif puisqu'il offre deux possibilités en ce qui concerne la stratégie de commande de l'entrefer virtuel.

- La première consiste à vouloir obtenir la plus grande limitation possible du courant i_{CE} . Ce choix implique la mise en œuvre d'un dispositif de contrôle/commande relativement complexe, avec détection de défaut et réglage de i_{AUX} .
- À l'inverse, la deuxième stratégie consiste à fixer i_{AUX} à une valeur prédéfinie. Dans ce



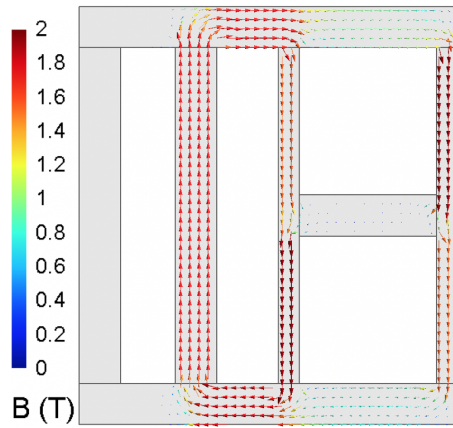
(a) Répartition de l'induction magnétique dans le noyau de la maquette



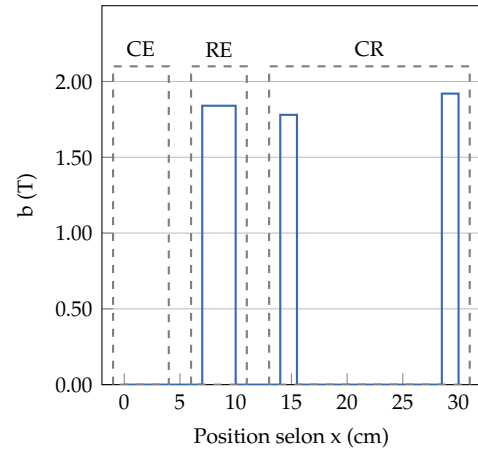
(b) Niveaux d'induction magnétique le long de L_{coupe}

Figure 2.20 – Résultats du calcul n°3 [Th-2]

cas, la limitation de i_{CE} est moindre, mais le dispositif est grandement simplifié et autonome.



(a) Répartition de l'induction magnétique dans le noyau de la maquette



(b) Niveaux d'induction magnétique le long de L_{coupe}

Figure 2.21 – Résultats du calcul n°4 [Th-2]

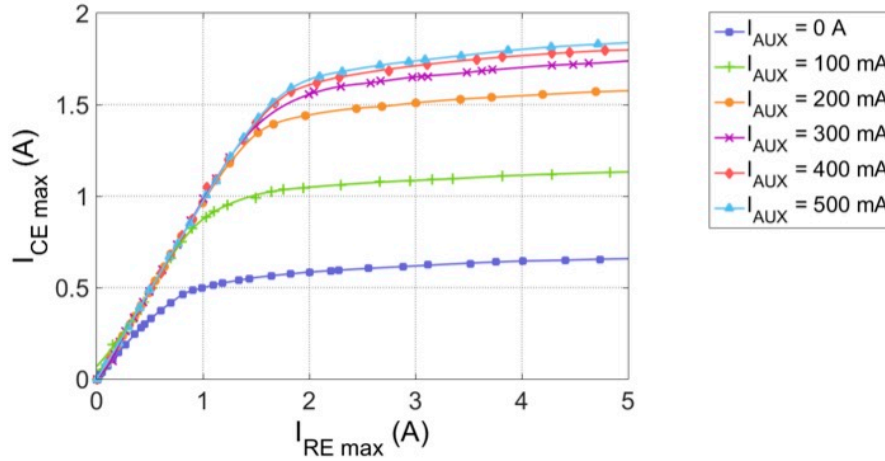
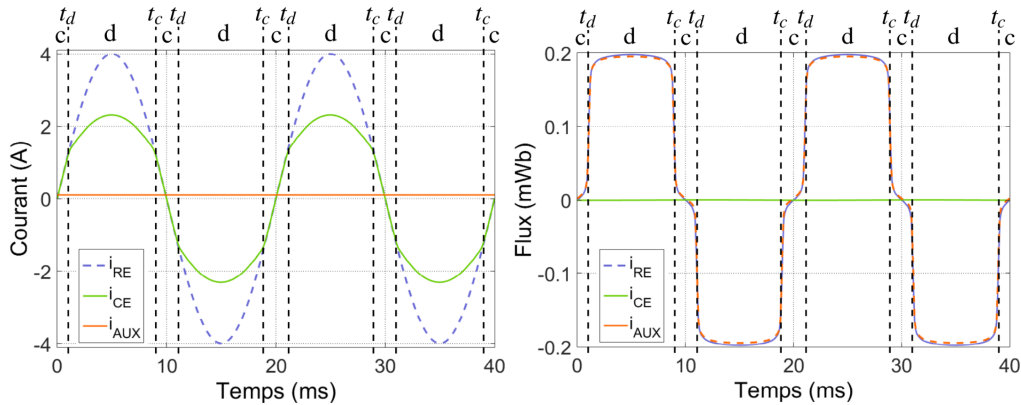


Figure 2.22 – Relevés expérimentaux de l'évolution de i_{CE} en fonction de i_{RE} pour différentes valeurs de i_{AUX}

Pour aller plus loin dans l'analyse, observons les évolutions des courants traversant les bobines (figure 2.23a) et des flux (figure 2.23b) dans les trois colonnes pour une période complète suite au calcul n°4. Sur ces figures, on observe que deux phases se succèdent.

- Durant la première, notée c , les bobines CE et RE sont magnétiquement couplées et les courants $i_{CE}(t)$ et $i_{RE}(t)$ sont donc égaux.
- Durant la deuxième phase, notée d , les bobines CE et RE sont magnétiquement découplées et le courant $i_{CE}(t)$ est limité à environ 57 % de $i_{RE}(t)$.

On retrouve bien ces deux phases sur l'évolution temporelle des flux. En effet, durant la phase c , la colonne CE n'est pas encore saturée. Le flux magnétique CE augmente donc de manière sinusoïdale, suivant l'excitation de la bobine CE. Arrivé à $t = t_c$, les ampères-tours générés par la bobine CE suffisent déjà à saturer le noyau, mais le courant i_{CE} , qui est imposé, continue à augmenter. À ce moment, le flux généré par la bobine CE se reporte dans la colonne CR et vient la désaturer. C'est ce qu'on peut observer à la figure 2.21. Dans ces conditions, le courant i_{CE} se retrouve limité et on peut conclure que le dispositif joue bien son rôle de by-pass magnétique, ce qui est confirmé par le relevé expérimental des courants i_{CE} et i_{RE} montrés à la figure 2.24.



(a) Courants dans les bobines CE, RE et auxiliaire

(b) Flux magnétiques dans les colonnes CE, RE et CR

Figure 2.23 – Évolution temporelle des courants et des flux magnétiques [Th-2]

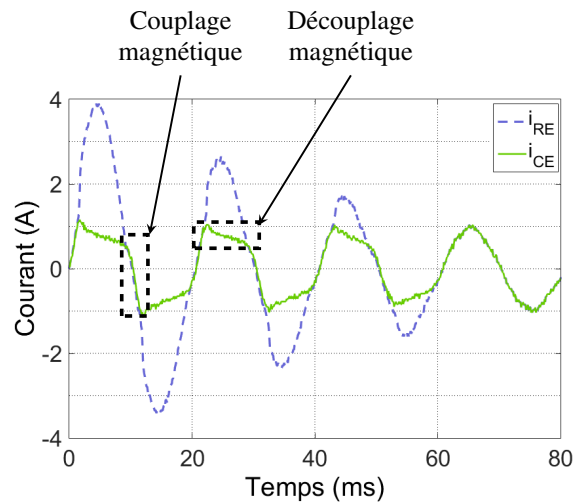


Figure 2.24 – Évolution temporelle de i_{CE} et i_{RE} avec la bobine CE en court-circuit et pour $i_{AUX} = 100$ mA [Th-2]

Dimensionnement d'un prototype basse tension et validation

La maquette à échelle réduite ayant permis de valider le fonctionnement du dispositif, nous allons voir comment les simulations numériques ont permis de réaliser le dimensionnement d'un prototype basse tension.

L'idée suivie reste la même que pour le principe introduit à la figure 2.10, à savoir que le dispositif final sera un transformateur classique auquel on rajoute une colonne de retour. Aussi, le dimensionnement se déroule en deux étapes :

1. dimensionnement du transformateur de couplage en suivant les règles de dimensionnement des transformateurs classiques ;
2. dimensionnement de la colonne de retour sans modifier le transformateur de couplage.

Ce dernier doit répondre au cahier des charges suivant :

- être capable de réguler plus ou moins 10 % de la tension du réseau ;
- être capable de limiter un courant de défaut égal à cinq fois le courant nominal ;
- avoir une puissance apparente nominale de 1 kVA.

Par ailleurs, un rapport de transformation unitaire a été choisi. Les travaux de thèse [Th-2] étant focalisés sur le by-pass magnétique, le dimensionnement du transformateur de couplage a été confié la société Boige et Vignal¹, spécialiste de ce type de travail. Le cahier des charges et les caractéristiques finales du transformateur sont données dans le tableau 2.4.

1. <http://www.boige-et-vignal.com>

Cahier des charges	
Tension régulée efficace	23 V
Courant nominal efficace	41 A
Courant de défaut à limiter maximal	5 fois le courant nominal
Rapport de transformation	1
Caractéristiques du transformateur	
Type	UI
Largeur des colonnes CE et RE	5 cm
Épaisseur	4,8 cm
Hauteur	30 cm
Section	24 cm ²
Nombre de spires des bobines CE et RE	32

Tableau 2.4 – Caractéristiques du transformateur de couplage du prototype basse tension

Le dimensionnement de la colonne CR se fait également en deux étapes, la première pour le circuit magnétique, la seconde pour le circuit électrique. Le dimensionnement du circuit magnétique est réalisé en considérant une colonne CR munie d'un entrefer réel (figure 2.25a). Les dimensions du transformateur de couplage étant, nous venons de le voir, déjà fixées, les deux paramètres à déterminer sont l'épaisseur e de l'entrefer et la largeur l_{CR} de la colonne.

Le cahier des charges (tableau 2.4) précise que le courant maximal que le dispositif doit être capable de limiter est de cinq fois le courant nominal I_n . Un premier calcul permet de déterminer que le couplage du transformateur reste supérieur à 99 % pour une valeur $e = 10$ mm (figure 2.26). L'entrefer virtuel doit donc être capable d'évoluer entre 0 mm et 10 mm. La figure 2.26 montre également que pour un entrefer d'épaisseur nulle, qui correspond à la configuration permettant la meilleure limitation de courant, la largeur minimum de la colonne CR lui permettant de remplir son rôle de by-pass magnétique est $l_{CR} = l_{RE}$. Ce résultat a également déjà été entrevu avec la maquette à échelle réduite. Néanmoins, dans le cas du prototype, les bobinages auxiliaires seront insérés dans le noyau, ce qui diminuera la section de fer offerte au flux. Pour cette raison, l_{CR} est fixée au double de l_{RE} .

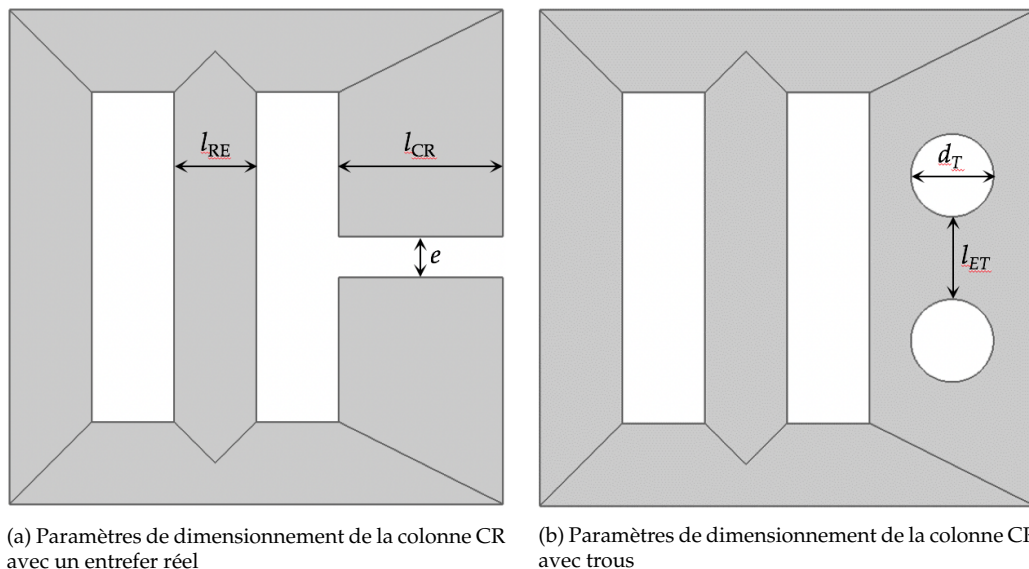


Figure 2.25 – Paramètres de dimensionnement de la colonne CR

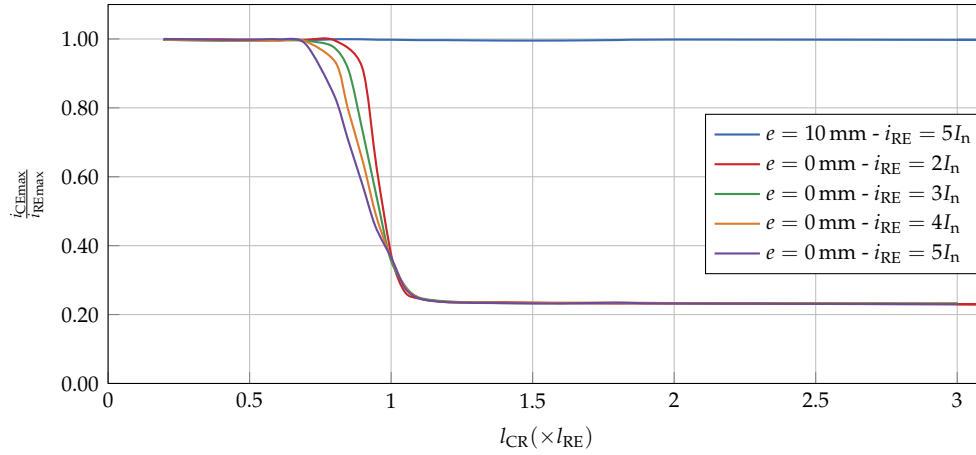
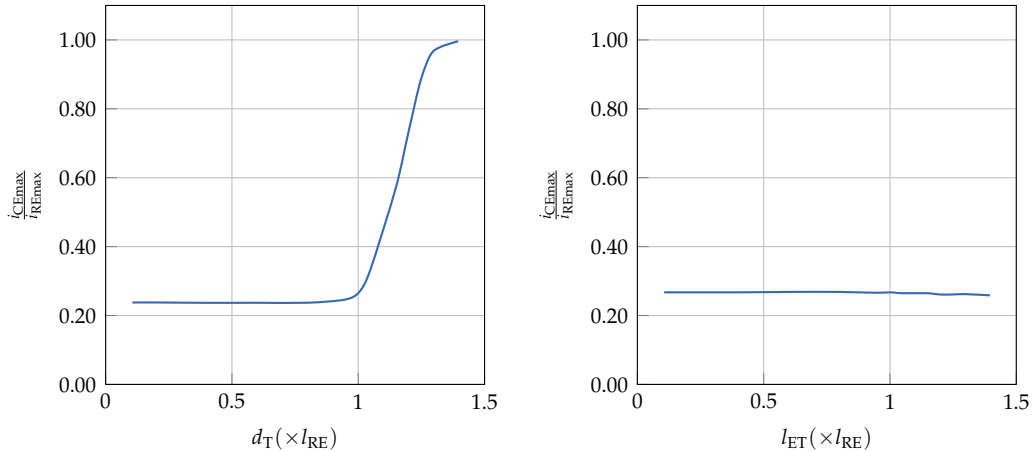


Figure 2.26 – Évolution du rapport entre i_{CE} et i_{RE} en fonction de i_{AUX} et pour différentes valeurs de l'épaisseur d'entrefer

Une fois l_{CR} fixée, le dimensionnement des trous est réalisé en déterminant leur diamètre d_T et la distance l_{ET} les séparant (figure 2.25b). La figure 2.27a montre que le diamètre maximal pour obtenir une limitation du courant i_{CE} est égal à la largeur de la colonne RE, c'est-à-dire dans notre cas $d_T = \frac{l_{RE}}{2}$. Ce résultat est également logique si on rapproche les figures 2.27a et 2.26 puisqu'on retrouve alors une section de fer offerte au flux égale à celle de la colonne RE. La figure 2.27b montre qu'une fois l_{CR} et d_T fixés, la distance séparant les deux trous n'a pas d'importance puisque, en effet, ce paramètre ne modifie pas la section de fer offerte au flux.



(a) Évolution du rapport entre i_{CE} et i_{RE} en fonction du diamètre des trous

(b) Évolution du rapport entre i_{CE} et i_{RE} en fonction de la distance séparant les trous

Figure 2.27 – Évolution du rapport entre i_{CE} et i_{RE} en fonction des dimensions des trous

L'entrefer virtuel est obtenu à l'aide d'une paire de trous. Toutefois, pour des questions de fabrication, par exemple la quantité de cuivre nécessaire pour réaliser le bobinage auxiliaire, il peut être intéressant de diviser ce dernier en plusieurs bobines, ce qui implique de percer plusieurs trous. On peut alors se demander si le nombre et la forme des trous ont une influence. Plusieurs calculs ont été réalisés dans le cadre de la thèse [Th-2] en considérant une (1p), deux (2p) et quatre (4p) paires de trous, d'abord circulaires (C) puis rectangulaires (R). Bien entendu, les règles de dimensionnement qui ont été établies sur la section de fer offerte au flux dans la colonne de retour sont conservées, et la section des trous, qui revient, au coefficient de

remplissage près, à la section de cuivre du bobinage auxiliaire, est la même quelle que soit la géométrie.

L'évolution du courant i_{CE} pour chacune de ces géométries est donnée à la figure 2.28. On peut noter que, à géométrie donnée, le nombre de paires de trous n'a pas d'influence. Seule la section de fer offerte au flux a un impact. De plus, on peut également observer un léger gain en limitation du courant i_{CE} en faveur de la topologie de trous circulaires. L'explication de cette légère différence tient au fait que, dans le cas de trous circulaires, la section minimale de fer offerte au flux est plus localisée que dans le cas de trous carrés (figure 2.29).

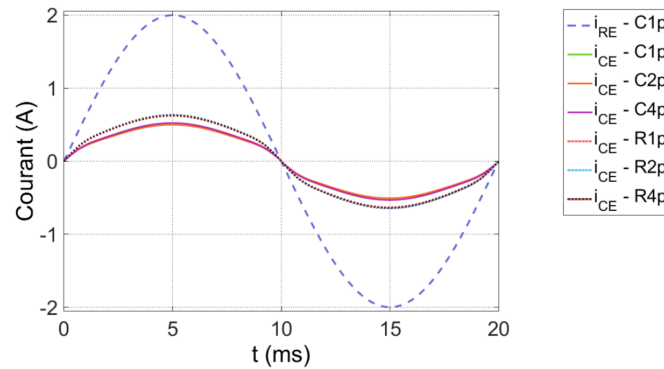


Figure 2.28 – Évolution du courant i_{CE} au cours du temps pour différentes géométries de trous de la colonne CR [Th-2]

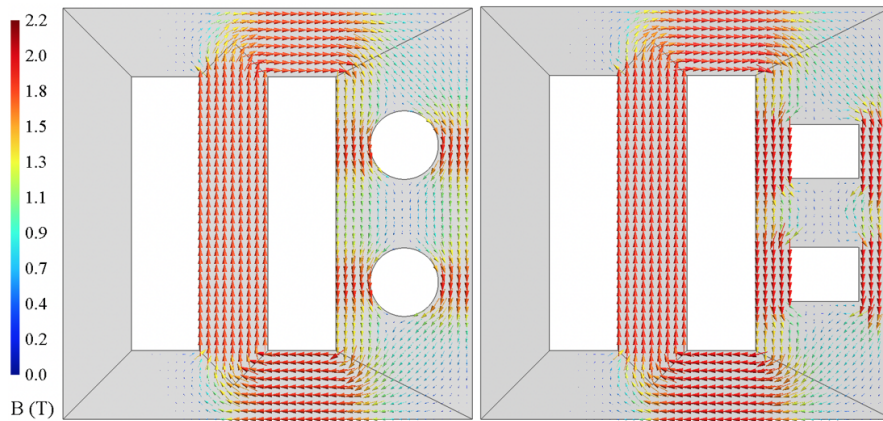


Figure 2.29 – Répartition de l'induction magnétique pour une paire de trous et les deux topologies de trous [Th-2]

Validation expérimentale du prototype

Quatre prototypes ont été réalisés en suivant la procédure qui vient d'être décrite. Ils sont présentés, avec leurs caractéristiques détaillées, à la figure A.1 de l'annexe A. Tous possèdent quatre paires de trous et leurs colonnes CE et RE sont identiques. Ils diffèrent par la qualité de tôle employée [102] pour la constitution de la colonne retour, ainsi que par la forme des trous dans lesquels sont logées les bobines auxiliaires :

- 4pC-GO : trous circulaires et tôles GO (CGO 135-35);
- 4pC-NO : trous circulaires et tôles NO (M235-35A);
- 4pR-GO : trous rectangulaires et tôles GO (CGO 135-35);
- 4pRb-GO : trous rectangulaires de formes différentes et tôles GO (CGO 135-35).

Les essais de validation sont réalisés en insérant les prototypes entre une source triphasée et un moteur asynchrone. Ainsi, au démarrage du moteur, un courant important circule dans le bobinage RE, simulant un courant de défaut. Les résultats de cet essai sont présentés à la figure 2.30 pour le prototype 4pC-GO et pour les deux stratégies de commandes du courant i_{AUX} précédemment énoncées.

On retrouve sur les figures 2.30a et 2.30b ce qui a été mis en évidence à la fois sur la maquette à échelle réduite et sur les résultats des simulations numériques.

- Quelle que soit la stratégie d'alimentation des bobines auxiliaires, le courant i_{CE} est limité. Pour un courant i_{RE} de 180 A crête, ce qui correspond à 450 % du courant nominal, i_{CE} est limité respectivement à 13,7 A et 38,9 A pour $i_{AUX} = 0$ A et $i_{AUX} = 5$ A.
- La commutation magnétique se réalise en moins de 6 ms, c'est-à-dire avec un temps de réponse inférieur à un tiers de période électrique du réseau.

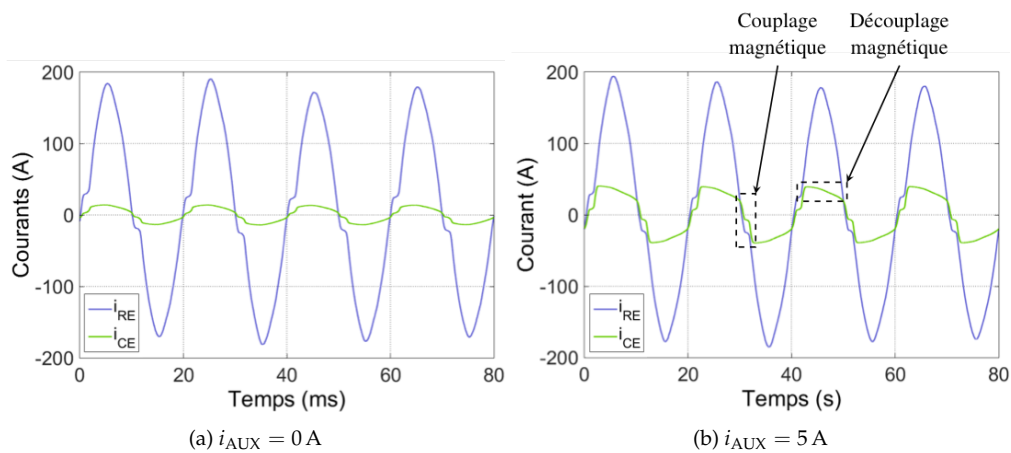


Figure 2.30 – Relevé expérimental des courants i_{CE} et i_{RE} lors d'un démarrage de moteur [Th-2]

Bilan

Nous avons vu dans cette partie que la simulation numérique de deux dispositifs complets a permis une étude à deux niveaux. Tout d'abord, elle a permis d'analyser et d'expliquer le fonctionnement de l'entrefer virtuel et, par la même occasion, de valider la possibilité de l'exploiter pour réaliser un by-pass magnétique. Ensuite, elle a permis le dimensionnement de quatre prototypes basse tension pour lesquels il n'existait pas de règles classiques qui auraient pu être utilisées.

Mon apport sur ces travaux a débuté dès le stage de mastère de Virginie Majchrzak [AE-1] au LSEE, et ce, à deux niveaux. Premièrement, j'ai participé à la conception des modèles numériques qui mettent en œuvre des flux de natures différentes (continus et alternatifs), ainsi que des zones de forte saturation magnétique. Deuxièmement, il fallait définir un dispositif expérimental qui réponde à la fonction voulue par le partenaire industriel. À ce titre, mon apport sur la conception du dispositif expérimental a dépassé l'appui à la réalisation de simulations numériques. J'ai donc pu avoir un regard global sur cette étude qui exploite une technique atypique créée au laboratoire.

4 Simulation de dispositifs simplifiés

Nous l'avons déjà évoqué, simuler des systèmes dans leur ensemble requiert des hypothèses simplificatrices. Par exemple, les deux dispositifs électromagnétiques qui viennent d'être présentés ont des noyaux magnétiques en réalité feuilletés alors que leurs propriétés ont été homo-

générisées lors des calculs. Ce type de simplification, qui résulte des problèmes de convergence et de temps de calcul qu'engendrent les modélisations plus fines, est classique lorsque les simulations ont pour but de déterminer des grandeurs globales, comme le couple d'une machine, ou des grandeurs locales qui se trouvent dans le plan du feuilletage. Dès lors que l'on s'intéresse à ce qui se passe dans des assemblages plus complexes, comme des coins de transformateurs ou des noyaux composés de tôles anisotropes, deux problèmes se posent.

- Les phénomènes mis en œuvre, comme la distribution du flux magnétique, deviennent tridimensionnels.
- Les géométries qu'il est nécessaire de prendre en compte font apparaître des effets d'échelle importants. On pense notamment à la différence qui existe entre les dimensions d'une tôle composant un noyau de transformateur et l'épaisseur des entrefers interlaminaires.

Aussi, plutôt que représenter l'intégralité du dispositif étudié, il peut être intéressant de partir des phénomènes que l'on souhaite mettre en évidence afin d'étudier une structure simplifiée. C'est d'ailleurs la démarche qui est classiquement employée lorsqu'on imagine une maquette expérimentale. Cette partie va montrer que, dans le cadre des travaux que j'ai pu mener, cette approche s'est révélée nécessaire dès lors que le dispositif étudié mettait en œuvre des tôles GO.

4.1 Impact de la répartition du flux magnétique dans les coins de transformateurs sur les pertes fer

Contexte

Dans un transformateur, le serrage a pour rôle de maintenir les tôles composant le noyau magnétique assemblées. Il a été montré que ce serrage a une influence sur les performances magnétiques du transformateur. En effet, un couple de serrage trop élevé aura pour conséquence d'augmenter les pertes fer [3, 5, 20, 60, 79]. On trouve dans la littérature différentes explications. Par exemple, il a été mis en évidence que la pression a tendance à détériorer les performances de l'acier GO [5]. De plus, lors de la découpe des tôles, des bavures apparaissent et peuvent créer des courts-circuits interlaminaires sous l'effet du serrage de l'assemblage [83, 105]. À l'inverse, un serrage trop lâche aura pour conséquence une augmentation de l'épaisseur des entrefers interlaminaires, augmentation qui conduira à une répartition non homogène de l'induction magnétique dans le noyau.

Qu'il y ait un lien entre le serrage et les pertes fer est donc établi, mais ce lien n'est pas direct. En effet, il peut exister beaucoup de paramètres impactés par le serrage. Les deux que nous avons cités ont une influence sur la génération des pertes fer. Le critère qu'on se propose d'étudier ici concerne l'épaisseur des entrefers interlaminaires, qui est directement impactée par le serrage de l'empilement. Le problème majeur qui se pose lorsqu'il s'agit d'étudier ce phénomène concerne la détermination de la valeur de l'induction dans chacune des tôles du noyau, en particulier au niveau des coins. Cette zone, où la non homogénéité est la plus forte, est en effet celle qui génère le plus de pertes. Le verrou scientifique est d'autant plus critique qu'il se pose à la fois au niveau expérimental et en simulation. En effet, la mesure de flux magnétique est réalisée par ajout de bobines exploratrices. Compte-tenu de la taille des entrefers interlaminaires, habituellement quelques μm , ces bobines ont une influence aussi bien au niveau magnétique que mécanique. De plus, elles ont une section supérieure à la dimension d'un entrefer plan et, de ce fait, incompatible avec une mesure que l'on pourrait qualifier de « locale ». La mesure serait alors faussée. Ce problème ne se pose pas en simulation. Néanmoins, réaliser un calcul 3D dans lequel chacune des tôles est représentée ainsi que les entrefers interlaminaires, le tout en prenant en compte la saturation et l'anisotropie de l'acier GO conduit à des temps de calculs de plusieurs semaines [78].

Partant du principe que, chacune de leur côté, l'expérimentation et la simulation ne permettent pas de lever ce verrou, l'approche suivie dans le cadre des travaux de Rémi Penin [Th-1] a consisté à mener les deux de manière complémentaire. Ainsi, la mesure a permis d'obtenir

l'évolution des pertes générées dans un noyau de transformateur pour différentes configurations de serrage. De son côté, la simulation a permis, moyennant une représentation plan du transformateur en 2D, d'obtenir la répartition de l'induction magnétique dans tout le noyau.

Mise en évidence de l'influence de la pression sur la génération de pertes fer

Le banc expérimental est présenté à la figure 2.31. Le noyau du transformateur monophasé (figure 2.31a) est constitué d'un empilement de 60 bandes d'acier GO de type Power-Core H [102] de 100 mm de largeur et de 0,30 mm d'épaisseur. Ses dimensions extérieures sont de 50 cm par 40 cm. En ce qui concerne la partie électrique du dispositif, les bobinages primaire et secondaire sont constitués de 104 spires. Le bobinage primaire est alimenté par une source de tension sinusoïdale à 50 Hz (figure 2.31b). La détermination des pertes fer se fait de manière classique en mesurant, à l'aide d'un wattmètre, le courant traversant le bobinage primaire et la tension aux bornes du bobinage secondaire. Cette mesure permet par ailleurs de contrôler la valeur de l'induction magnétique crête moyenne dans un bras.

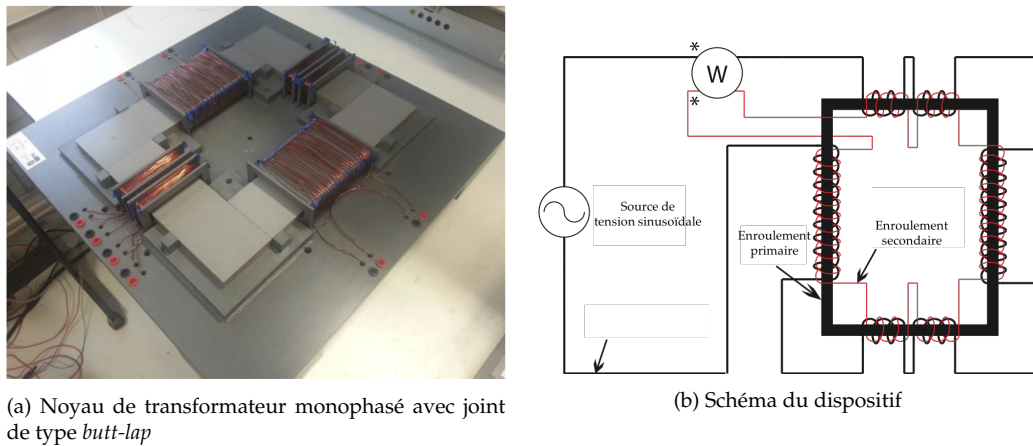


Figure 2.31 – Dispositif expérimental permettant la mesure des pertes fers en fonction de la pression appliquée sur les coins du noyau

Quatre séries de mesures ont été réalisées pour des inductions comprises entre 1,5 T et 1,8 T, et pour plusieurs niveaux de pression exercée sur les coins compris entre 0 Pa et 1000 Pa (figure 2.32). On retrouve bien sur cette figure l'influence de la pression sur les pertes fer.

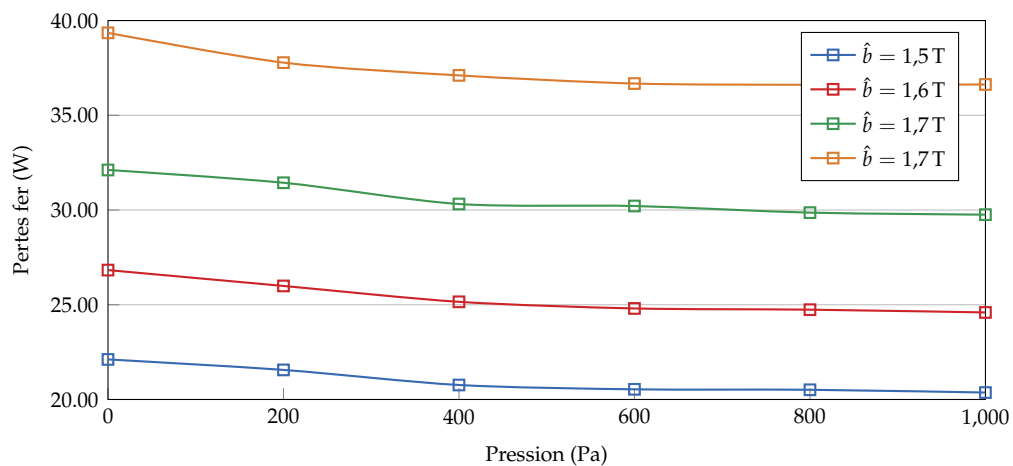


Figure 2.32 – Évolution des pertes fer en fonction de la pression (relevés expérimentaux)

Simulations du transformateur plan

L'approche choisie consiste à représenter un modèle plan [9, 43, 76, 107] qui prend en compte l'intégralité de l'empilement, des entrefers interlaminaires, des entrefers dans le plan des tôles, des coins et des bras (figure 2.33).

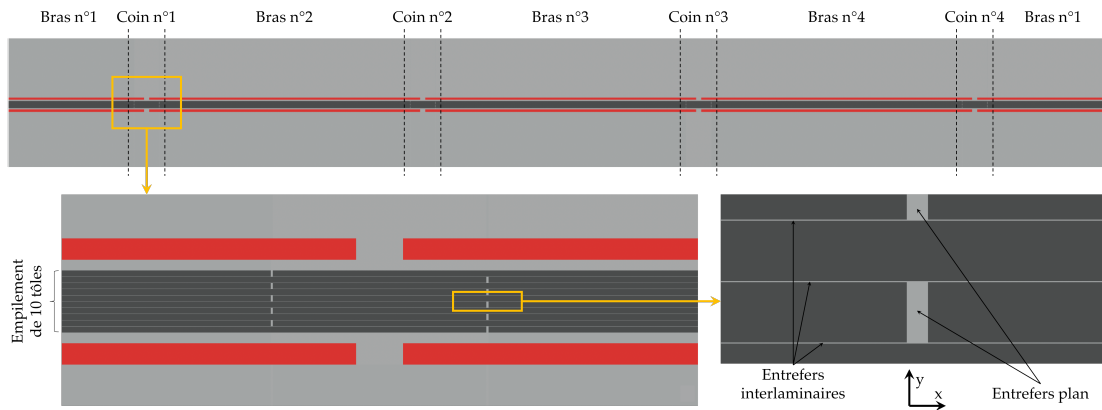


Figure 2.33 – Modèle de transformateur plan

Le modèle prend en compte l'anisotropie du PowerCore H au travers d'un modèle tensoriel :

$$\begin{pmatrix} b_x \\ b_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu_x & 0 \\ 0 & \mu_y \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} h_x \\ h_y \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

Dans notre cas (figure 2.33), la direction de facile aimantation (RD)¹ et la direction normale (ND)² sont orientées respectivement selon les axes x et y . Le calcul étant réalisé en 2D, la direction transverse (TD)³ n'est pas prise en compte. La saturation est également prise en compte au travers de la courbe de première aimantation du PowerCore H selon sa RD (figure 2.34). Dans la ND, en revanche, la perméabilité relative est constante et égale à 28,6. Cette valeur, rarement rencontrée dans la littérature, a été déterminée en utilisant un banc dédié développé au laboratoire dans des travaux de thèse antérieurs [84].

1. Rolling Direction
2. Normal Direction
3. Transverse Direction

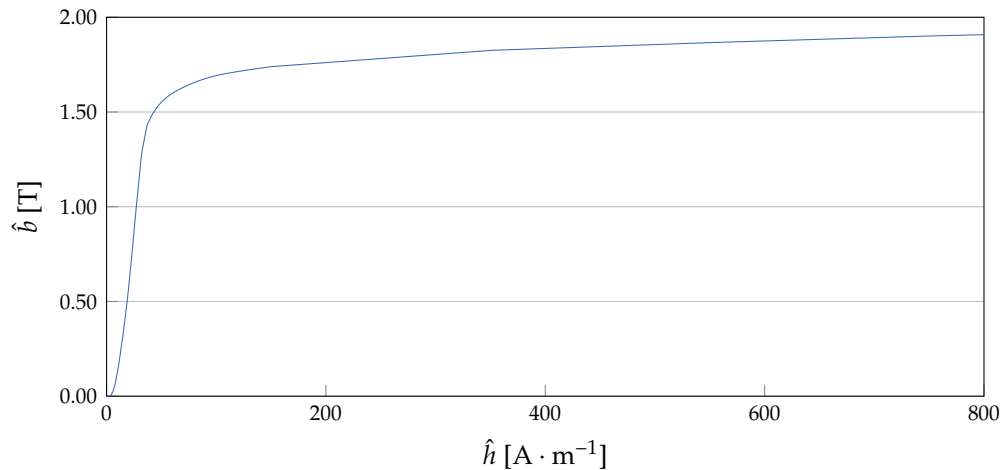


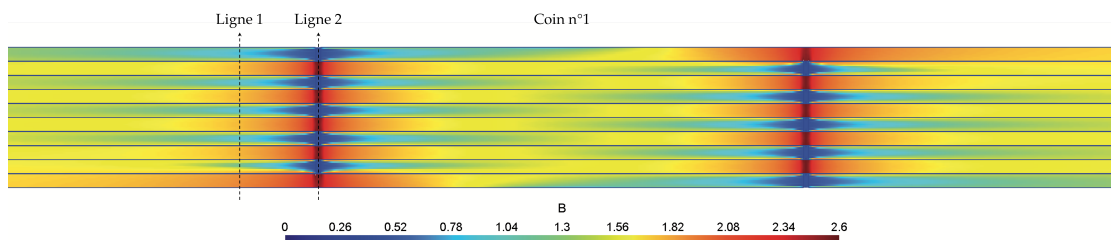
Figure 2.34 – Courbe de première aimantation du Powercore H selon la RD

Nous présentons ici les résultats obtenus pour un point de fonctionnement correspondant à $\hat{b} = 1,6$ T. À titre d'illustration, la répartition de l'induction magnétique obtenue pour ce point de fonctionnement est présentée à la figure 2.35 pour une épaisseur d'entrefer interlaminaire homogène de $5 \mu m$. Cette valeur sera considérée comme celle de référence (REF). Cette carte permet de mettre en évidence qu'à l'approche d'un entrefer dans le plan, le flux magnétique ne se voit plus offrir qu'une demi section du noyau. C'est la raison pour laquelle on peut observer de fortes saturations locales, phénomène connu dans les coins de transformateur [85] et source de pertes fer.

L'étude de sensibilité se fait selon trois cas :

1. tous les entrefers interlaminaires ont la même épaisseur ;
2. un seul entrefer interlaminaire a une épaisseur différente des autres ;
3. tous les entrefers interlaminaires ont des épaisseurs différentes.

L'analyse se fait sur la répartition de l'induction le long de deux lignes (figure 2.35). La première traduit la répartition du flux magnétique à l'approche d'un coin alors que la deuxième rend compte de ce qu'il se passe à l'intérieur du coin, au niveau des entrefers dans le plan séparant deux tôles jointives.

Figure 2.35 – Répartition de l'induction pour le cas de référence ($5 \mu m$)

Premier cas : tous les entrefers interlaminaires ont la même épaisseur

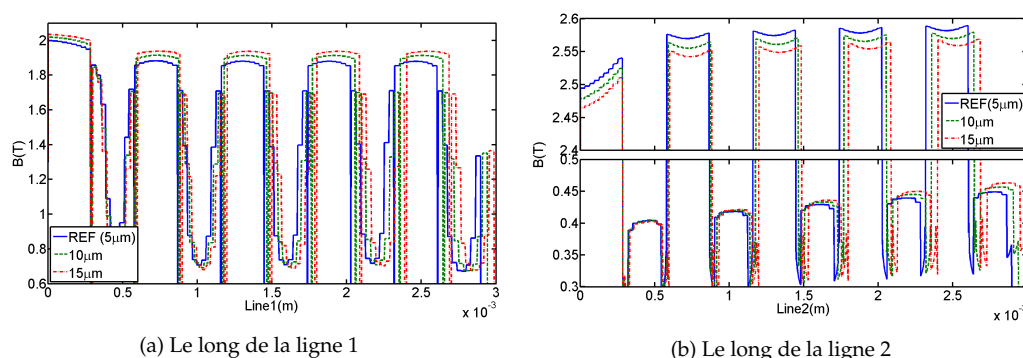


Figure 2.36 – Distribution de l'induction dans le cas d'entrefer interlaminaires identiques

Trois calculs sont réalisés successivement avec des entrefers de $5\mu\text{m}$, $10\mu\text{m}$ et $15\mu\text{m}$. Les résultats sont présentés à la figure 2.36.

- À la figure 2.36a, on note que l'augmentation de l'épaisseur des entrefer interlaminaires se traduit par une augmentation de l'hétérogénéité du flux à l'approche du coin. En effet, des entrefers de $15\mu\text{m}$ entraînent une augmentation de l'induction de 3 % dans les tôles déjà fortement mises à contribution ainsi qu'une diminution de 24 % dans les autres par rapport à la configuration de référence. Or, dans un noyau magnétique, les pertes fer sont minimales lorsque le flux est parfaitement homogène et augmentent en présence de sursaturations locales [13]. On peut faire le lien avec les résultats de mesure de la figure 2.32 puisque cette configuration correspond aux cas où le noyau magnétique est le moins soumis à une pression. Les résultats concordent.
- À la figure 2.36b, on note que l'augmentation de l'épaisseur des entrefer interlaminaires se traduit par une augmentation du flux traversant les entrefer dans le plan. Compte-tenu de la répartition de l'induction observée le long de la ligne 1, c'est un résultat logique. En effet, les entrefer interlaminaires étant plus grands, le flux a plus de mal à s'établir hors plan et donc à passer d'une tôle à l'autre. Ce phénomène sera donc générateur de flux rotationnel, qui va également dans le sens d'une augmentation des pertes fer dans le noyau.

Deuxième cas : un entrefer interlaminaire a une épaisseur différente des autres

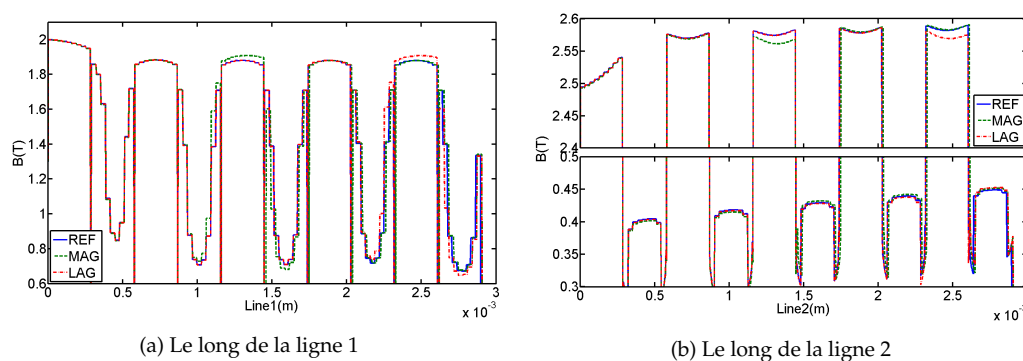


Figure 2.37 – Distribution de l'induction dans le cas d'un entrefer interlaminaire différent des autres

Pour ce cas de figure, tous les entrefer interlaminaires sont fixés à l'épaisseur de réfé-

rence ($5\ \mu\text{m}$) sauf un à $15\ \mu\text{m}$. Deux configurations sont étudiées. Dans la première, notée (MAG¹), l'entrefer de $15\ \mu\text{m}$ est placé au milieu de l'empilement alors que dans la deuxième, notée (LAG²), il est placé à l'extrémité la plus haute selon l'axe y .

Ces deux calculs mettent en évidence qu'une augmentation locale d'entrefer implique une perturbation locale de la répartition de l'induction. D'une certaine manière, c'est un cas particulier du cas précédent.

Troisième cas : tous les entrefers interlaminaires ont des épaisseurs différentes

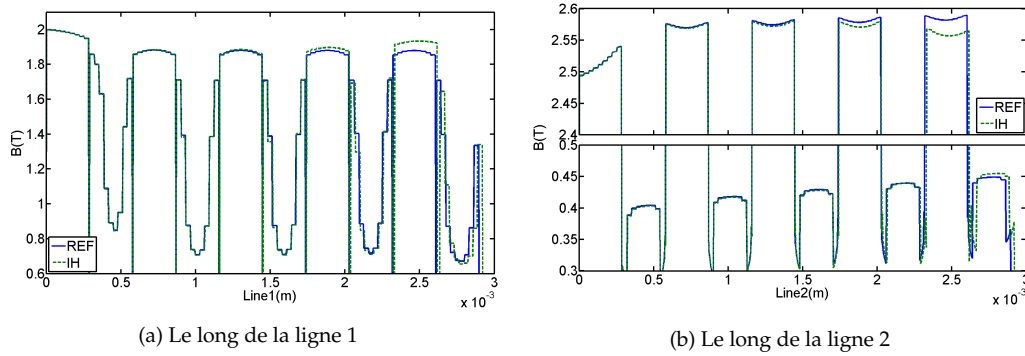


Figure 2.38 – Distribution de l'induction dans le cas d'entrefers interlaminaires tous différents les uns des autres

Pour ce cas de figure, l'épaisseur e_n de l'entrefer n a pour valeur μm :

$$e_n = e_1 + 0.1 \times 2^{n-2} \text{ avec } n \in \{2, 3, \dots, 9\} \quad (2.29)$$

avec $e_1 = 5\ \mu\text{m}$ et n croissant avec y . Cet arrangement est représentatif de ce qui se passe dans un transformateur soumis à de fortes vibrations. On retrouve à la figure 2.38 les conclusions vues avec les deux cas précédents. En effet, l'augmentation progressive des épaisseurs d'entrefers interlaminaires s'accompagne d'une augmentation tout aussi progressive de la non homogénéité de la répartition du flux magnétique dans le coin. De plus, l'influence d'un entrefer donné reste cantonnée à son entourage.

Bilan

La littérature fait référence à un lien entre la non homogénéité de la répartition du flux magnétique dans un noyau de transformateur et les pertes fer qui y sont générées. Dans le travail que nous venons de présenter, un lien a été fait entre l'épaisseur des entrefers interlaminaires et la non homogénéité du flux magnétique, en particulier à l'approche des coins du noyau. En outre, les conclusions établies sur la base des simulations numériques ont été recoupées et validées par des mesures sur un transformateur à joints *butt lap*.

4.2 Influence de la qualité d'acier magnétique sur l'induction critique des transformateurs

Contexte

Le bruit d'origine magnétique émis par les transformateurs est devenu une préoccupation importante des fabricants. En témoigne le fait que l'ADEME le classe parmi les critères de dimensionnement [90]. C'est pourquoi, depuis une quarantaine d'années, de nombreux travaux

1. Middle Air Gap
2. Last Air Gap

ont été menés sur cette thématiques dans le but de trouver des marqueurs permettant aux fabricants de mieux le prendre compte. Ces marqueurs peuvent être divisés en deux catégories : ceux liés au type d'assemblage des tôles employées pour réaliser le noyau magnétique et ceux liés au type d'acier composant ces tôles.

Le bruit d'origine magnétique généré par le noyau d'un transformateur est lié à deux phénomènes : les forces magnétostrictives et les forces de Maxwell [19, 24, 30, 42, 95]. Les mécanismes conduisant à l'apparition de l'une ou l'autre de ces forces n'est pas le même.

- La magnétostriction est un phénomène inhérent au matériau puisqu'elle apparaît avec l'aimantation de l'acier. Elle dépend donc de sa qualité [4, 6, 24, 42]. Par exemple, une tôle GO haute perméabilité (HGO¹) se déformera moins qu'une tôle conventionnelle (CGO²) [4, 6]. En outre, il a été montré qu'un taux de silicium présent dans la composition de l'acier de 6 % a pour effet d'annuler quasiment tous les effets magnétostrictifs, ce qui a conduit au développement de tôles à 6,5 % [15, 71] qui offrent également des pertes fer réduites ainsi qu'une perméabilité dix fois supérieure aux tôles CGO [15]. Néanmoins, leur induction à saturation est plus faible et elles se montrent plus difficiles à produire.
- Les forces de Maxwell, quant à elles, sont générées lorsqu'un flux magnétique traverse deux matériaux de perméabilités différentes. Dans un transformateur, il s'agit de l'acier et de l'air, notamment dans les coins où deux cas de figures sont possibles : les forces générées dans le plan des tôles lorsque le flux magnétique traverse un joint dû à un assemblage de type *butt lap* ou *step lap*, et celles générées normalement au plan des tôles lorsque le flux magnétique traverse un entrefer interlaminaire.

La répartition de ces deux types de force dans un coin de transformateur dépend de l'induction critique B_c . Ce marqueur, apparu au milieu des années 90 [20], désigne la valeur moyenne d'induction dans un bras à partir de laquelle, dans un coin du noyau, les zones proches des entrefers dans le plan des tôles sont suffisamment saturées pour qu'un flux normal à leur plan apparaisse [41]. En traversant les entrefer interlaminaires, ce flux génère alors des forces de Maxwell qui mettent le circuit en vibration. L'induction critique est donc un marqueur qui peut être employé lors du dimensionnement du transformateur.

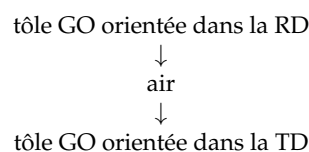
Plusieurs études [20, 41, 44] révèlent que la valeur de l'induction critique dépend de la géométrie du coin et de la polarisation à saturation de l'acier. Aucune ne fait mention de l'influence de la qualité de l'acier. Pourtant, nous allons le voir, ce critère est important.

Structure simplifiée équivalente d'un coin de transformateur *butt lap*

L'induction critique a donc une influence sur la répartition du flux magnétique dans les coins du noyau. Pour les raisons identiques à celles exposées dans la partie précédente, il n'est pas envisageable de réaliser l'étude en modélisant un coin de transformateur réel, et il est donc nécessaire d'imaginer un dispositif simplifié :

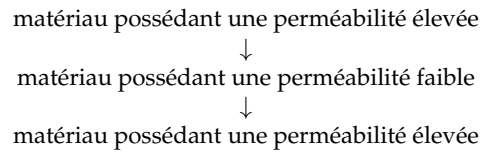
- mettant en œuvre le phénomène ;
- suffisamment facile à instrumenter, pour ce qui est de la maquette réelle ;
- suffisamment facile à simuler, pour ce qui est de la maquette numérique.

Pour cela, considérons la manière dont sont agencées les tôles dans un joint de type *butt lap* réel, comme représenté à la figure 2.39a et analysons ce que « voit » le flux qui s'établit dans le noyau. Dans le plan des tôles, il s'agit d'une succession de type :



1. High Permeability Grain Oriented
2. Conventional Grain Oriented

répétée quatre fois sur la totalité du noyau. Si on se place du point de vue des perméabilités magnétiques, cette configuration revient à :



C'est cette succession qui doit être reproduite par le dispositif simplifié, qui est représenté à la figure 2.39b. Elle est réalisée par un empilement de tôles GO en forme de cadre et réalisées d'une seule pièce. L'empilement ne contient alors aucun entrefer dans le plan des tôles, uniquement des entrefers interlaminaires. Ainsi, pour chaque couche de l'empilement, par rapport à la structure réelle, la RD joue le rôle du matériau de perméabilité élevée et la TD celui du matériau de perméabilité faible (figures 2.39c et 2.39d).

Le noyau est composé de 35 tôles d'acier HGO de forme carrée de 50 cm de côté, de 0,35 mm d'épaisseur et dont les bras font 10 cm de large. Les courbes de première aimantation de cet acier selon la RD et la TD sont données à la figure 2.42. Dans cette configuration, la reluctance d'un bras orienté selon la TD est équivalente à celle d'un entrefer de moins d'un millimètre. Les bobinages primaire et secondaire, identiques à ceux du dispositif de la figure 2.31, sont composés de quatre bobines réparties uniformément sur les quatre bras. Les bobines B et D sont divisées en deux parties afin d'insérer les bobines de mesure de flux au milieu des bras, comme montré sur l'agrandissement de la figure 2.31. Celles-ci permettent de mesurer, en fonction de la couche considérée, les valeurs d'induction dans la RD et la TD, notées respectivement B_{RD} et B_{TD} . Le système est excité via le bobinage primaire par un signal sinusoïdal à 50 Hz et le bobinage secondaire permet de mesurer l'induction moyenne dans un bras, notée B_{global} , comme pour le dispositif de la figure 2.31. Du point de vue de la simulation numérique, contrairement au cas précédent, le calcul nécessite un traitement en 3D. En effet, il doit prendre en compte à la fois le flux établi dans la RD, celui établi dans la TD et les entrefers interlaminaires. Néanmoins, comme nous l'avons dit précédemment, le dispositif ne présente pas d'entrefer dans le plan des tôles, ce qui permet de réduire le domaine d'étude à deux tôles en profitant des symétries. En effet, l'empilement comporte 35 tôles, ce qui autorise, en négligeant les effets de bords qui apparaissent au niveau des deux tôles situées aux extrémités, de faire l'hypothèse d'une répartition périodique du flux magnétique toutes les deux tôles. De plus, il existe également un plan de symétrie coupant le milieu, selon l'axe z , de chacune des couches. Ces simplifications permettent de réduire la géométrie utilisée pour le calcul numérique à deux couches, réparties de la façon suivante : une demi couche, un entrefer interlaminaire, une couche, une entrefer interlaminaire, une demi couche (figure 2.41). Le calcul, réalisé en magnétostatique, prend en compte la saturation et l'anisotropie selon la relation 2.28, avec un tenseur de perméabilité de dimension 3×3 .

Ce dispositif répond donc bien aux trois points du cahier des charges défini précédemment. Tout d'abord, il permet bien de retrouver la configuration magnétique voulue. Ensuite, du point de vue expérimental, contrairement à un coin de transformateur réel, il possède des dimensions telles qu'il sera tout à fait possible de l'instrumenter à l'aide de bobines de mesures de flux. C'est ce que montre la figure 2.40. Enfin, il est relativement facile à simuler.

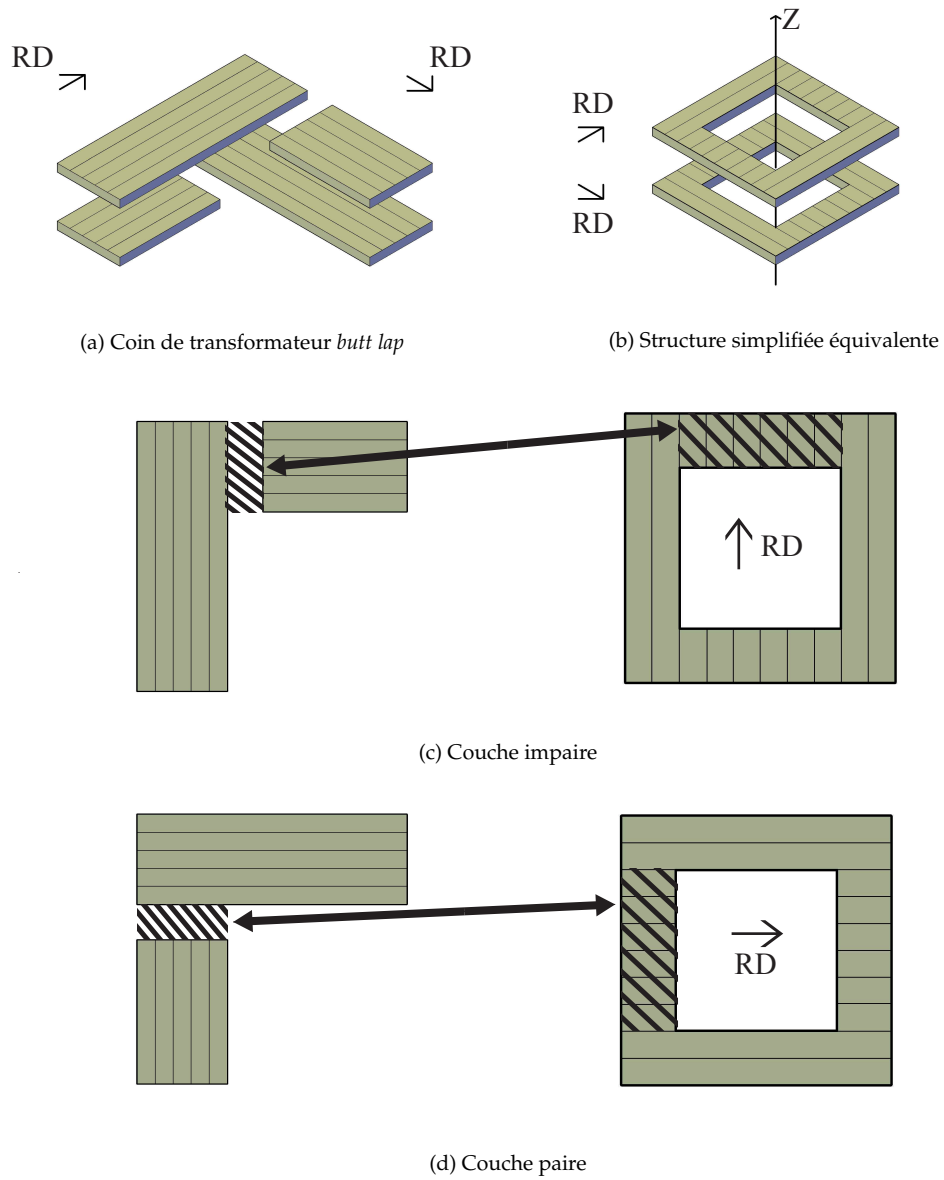


Figure 2.39 – Équivalence entre un coin de transformateur *butt lap* réel et la structure simplifiée (les figures de gauche représentent la structure réelle, celle de droite la structure simplifiée équivalente)

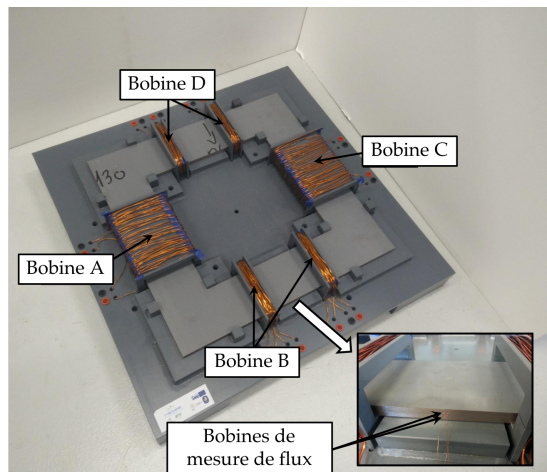


Figure 2.40 – Dispositif simplifié réalisé à l'aide de tôles "une pièce"

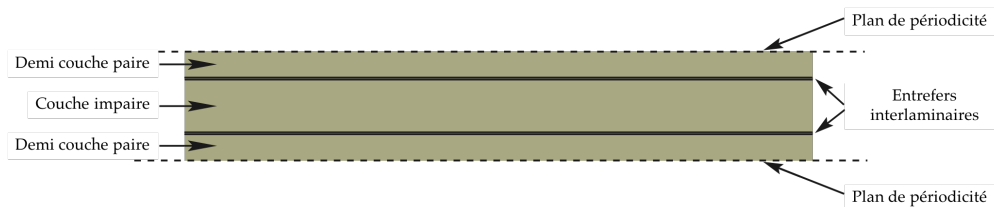


Figure 2.41 – Coupe selon les plans x-z ou y-z de la géométrie utilisée pour la simulation numérique

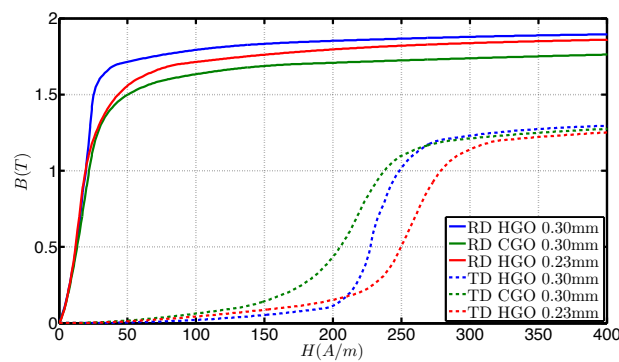


Figure 2.42 – Courbes de première aimantation pour les aciers HGO 0,30 mm, CGO 0,30 mm et HGO 0,23 mm

Calcul préliminaire

L'influence de la qualité de la tôle sur B_c est étudiée en considérant trois aciers différents : HGO de 0,30 mm, CGO de même épaisseur et HGO de 0,23 mm dont les courbes de première aimantation sont données à la figure 2.42. Le modèle d'anisotropie de la relation 2.28 ne permet pas une représentation extrêmement fidèle du comportement des aciers GO. Nous discuterons d'ailleurs de ses limites et des opérations à mener pour lever ce verrou dans le chapitre de ce manuscrit dédié aux perspectives. Néanmoins, comme nous en avons discuté dans la partie dédiée aux modèles électromagnétiques, un modèle est défini, entre autre, par son domaine de validité. Aussi, un calcul préliminaire est réalisé afin de valider la robustesse de la simulation. Il consiste à exciter le dispositif, expérimentalement et en simulation, en imposant b_{global} que

l'on fait varier de 0 à 1,35 T de manière à dépasser B_c . La figure 2.43 montre l'évolution de B_{RD} et B_{TD} pour chacun des points de fonctionnement. Elle permet de constater que les mesures et les calculs concordent parfaitement malgré les limites du modèle de prise en compte de l'anisotropie. Ce résultat n'est en réalité pas surprenant puisque dans le dispositif, tel qu'il est conçu et excité, les directions autres que la RD et la TD ne sont que très peu sollicitées. La figure 2.43 met bien en évidence le phénomène d'induction critique puisque pour des valeurs de B_{global} inférieures à 0,9 T, l'intégralité du flux magnétique s'établit dans la RD alors que, passé cette valeur, B_{RD} stagne et B_{TD} augmente.

Pour illustrer le phénomène, on considère deux points de fonctionnement respectivement à 0,48 T et 1,2 T. Ces deux points ne sont pas choisis au hasard. En effet, d'après les courbes de première aimantation du HGO 0,30 mm selon la RD et la TD, 0,48 T correspond à une valeur d'induction pour laquelle les deux directions ont une possibilité d'être magnétisées. Par ailleurs, la valeur 1,22 T se trouve à la fin du coude de saturation de la courbe selon la TD, et correspond donc à une valeur à laquelle les deux directions sont saturées.

Les figures 2.44 et 2.45 montrent la répartition de l'induction magnétique dans chacune des couches, impaire et paire, pour ces deux points de fonctionnement. Les cartes de champs sont conformes à ce qui était attendu.

- Pour une valeur de B_{global} faible (figure 2.44), le flux magnétique s'établit dans la RD et ne passe d'une couche à l'autre qu'au niveau des coins selon le principe de minimisation de l'énergie.
- Pour une valeur de B_{global} élevée (figure 2.45), le flux tend toujours à s'établir dans la RD mais également, et dans une proportion non négligeable ($B_{TD} = 0,578$ T), dans la TD.

La figure 2.46, qui montre l'évolution temporelle de B_{RD} et B_{TD} par rapport à B_{global} , permet également de mettre en évidence à la fois le phénomène de transfert de flux entre la RD et la TD, mais également la bonne concordance des mesures avec les calculs.

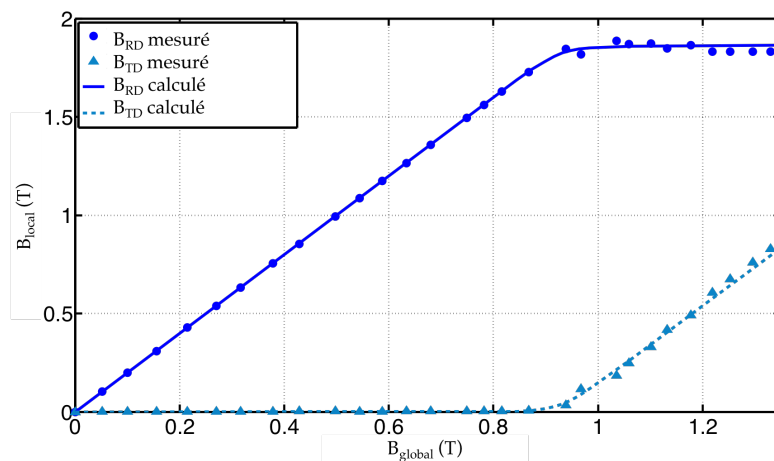
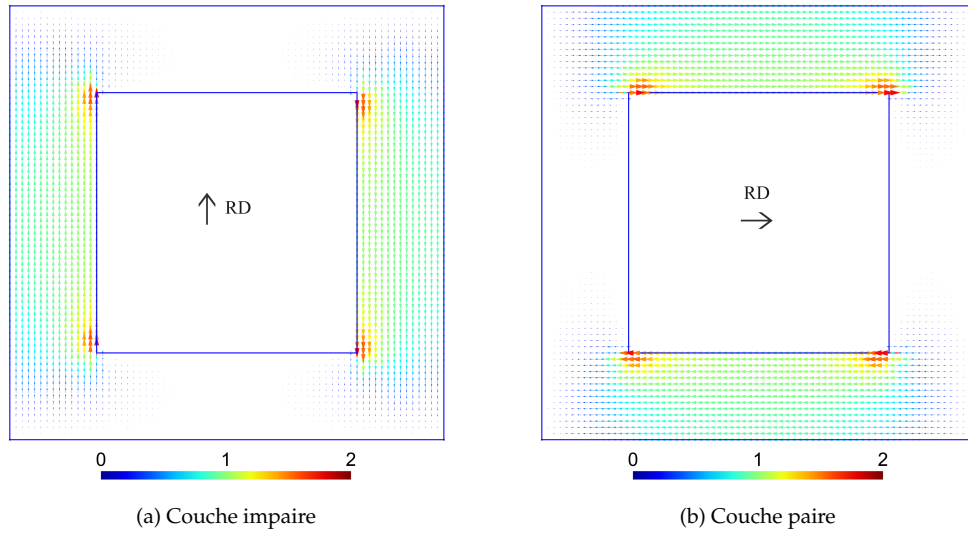
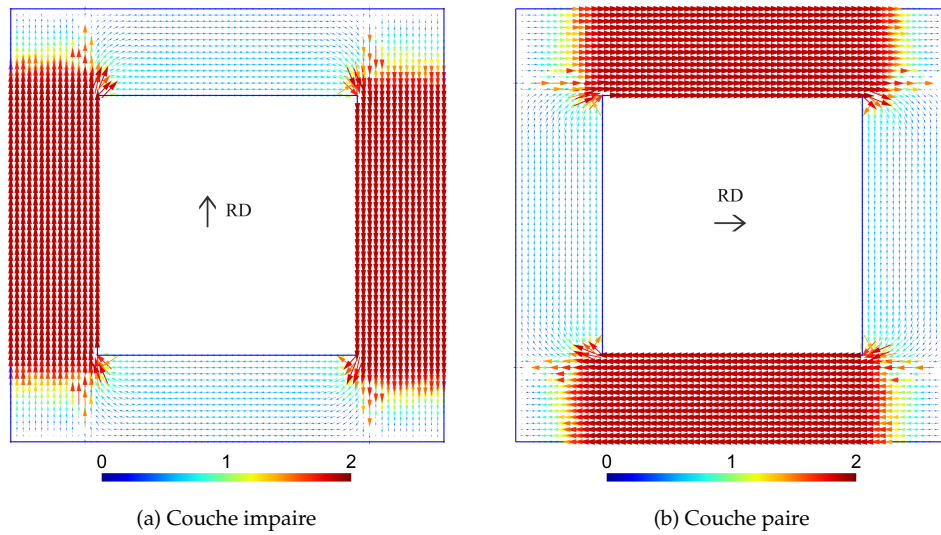


Figure 2.43 – Évolution de B_{RD} et B_{TD} en fonction de l'induction globale

Figure 2.44 – Distribution de l'induction magnétique dans la structure simplifiée pour $B_{\text{global}} = 0,48 \text{ T}$ Figure 2.45 – Distribution de l'induction magnétique dans la structure simplifiée pour $B_{\text{global}} = 1,22 \text{ T}$

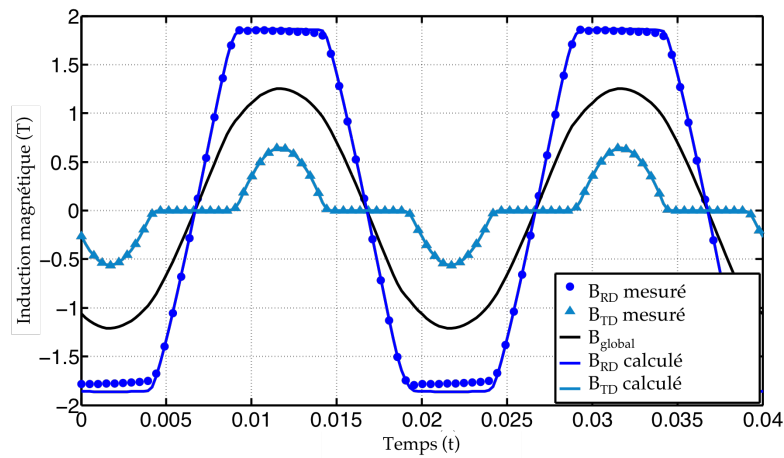


Figure 2.46 – Évolution temporelle de B_{RD} et B_{TD} pour $B_{global} = 1,22$ T

Influence de la qualité de l'acier sur B_c

La simulation étant validée, on réalise maintenant les mêmes calculs pour les deux autres qualités de tôles. Les résultats sont présentés sur les figures 2.47 et 2.48. Elles laissent clairement apparaître que la quantité de flux qui s'établit uniquement dans la RD est différente selon les trois aciers testés puisque B_{RD} est égale à 1,86 T, 1,72 T et 1,82 T respectivement pour le HGO 0,30 mm, le CGO 0,30 mm et le HGO 0,23 mm. En outre, B_c est également différent pour les trois cas avec une valeur de 0,90 T, 0,72 T et 0,82 T.

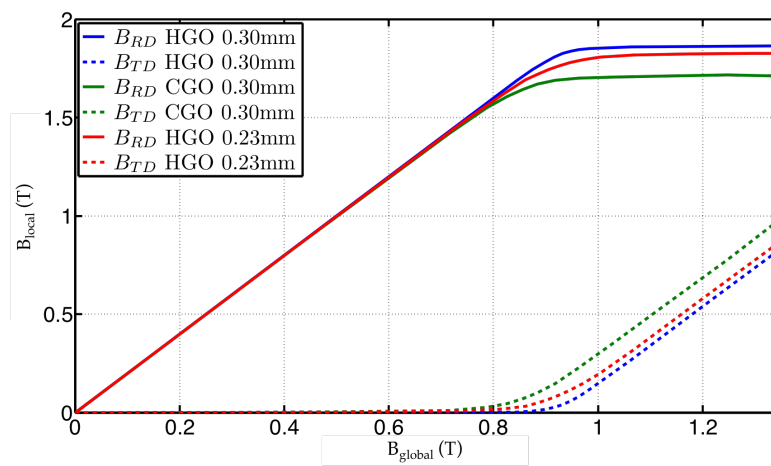


Figure 2.47 – Évolution de B_{RD} et B_{TD} par rapport à B_{global} dans une tôle

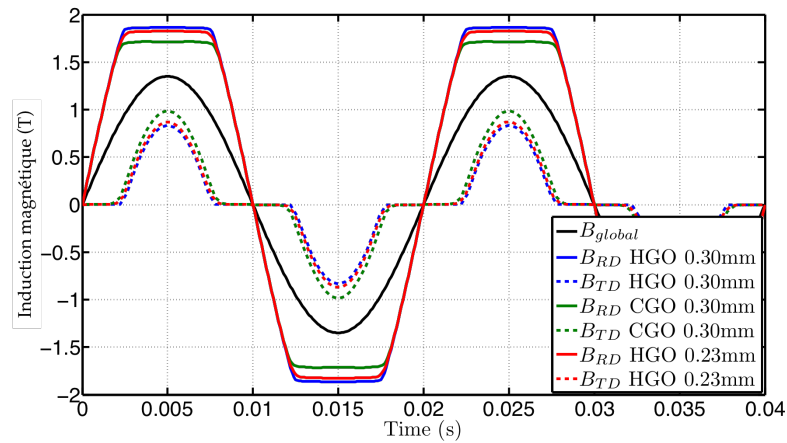


Figure 2.48 – Évolution temporelle de B_{RD} et B_{TD} pour les aciers HGO 0,30 mm, CGO 0,30 mm et HGO 0,23 mm et pour $B_{global} = 1,22$ T

Lien avec l'émission de bruit

Il a été mis en évidence dans la littérature qu'exciter un noyau de transformateur de manière à ce que B_{global} soit supérieure à B_c conduit à une augmentation du bruit qu'il émet [19, Th-1]. En parallèle, il a également été mis en évidence que l'utilisation de tôles HGO plutôt que CGO conduisait à des transformateurs moins bruyants [6, 72].

Il est possible de faire le lien entre ces conclusions à l'aide des résultats de notre étude. En effet, la figure 2.48 montre que la valeur de B_c implique un écrêtage plus ou moins important de l'évolution temporelle de l'induction magnétique selon la RD, et donc de la distorsion. Plus B_c sera faible, plus cette distorsion sera importante, ce qui est mis en évidence sur la figure 2.49. Elle représente les spectres du carré de l'induction magnétique, qui est lié à la fois aux forces magnétostrictives et aux forces de Maxwell. Elle met en évidence que l'utilisation de tôles HGO conduit à des valeurs du fondamental et du premier harmonique selon la RD supérieures à celle obtenues avec des tôles CGO. Ce résultat est parfaitement en accord avec les conclusions de [6, 72] sur le bruit émis par les transformateurs en fonction de la qualité de la tôle employée.

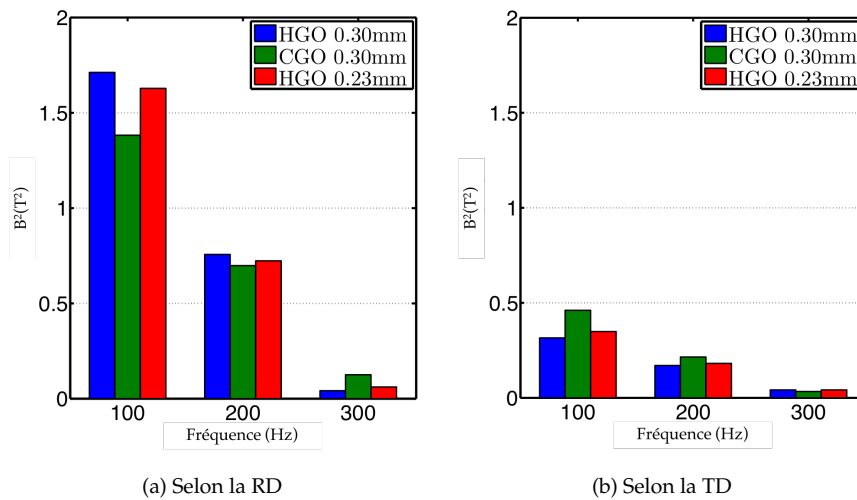


Figure 2.49 – Spectres du carré de l'induction magnétique locale

Bilan

L'influence de la qualité de l'acier magnétique utilisé dans la composition d'un noyau de transformateur sur l'induction critique n'a jamais été mentionnée dans la littérature. Seule l'aimantation à saturation, qui est la même pour les trois aciers testés puisque ce sont tous des FeSi 3 %, est mentionnée [20, 41, 44]. Pourtant, il a été établi que ces trois qualités d'acier ne partageaient pas la même valeur de B_C . En effet, plutôt qu'à l'aimantation à saturation, B_C semble dépendre de la valeur à laquelle apparaît le coude de saturation.

L'induction critique est reconnue pour être un marqueur possible pour évaluer le caractère bruyant ou non d'un transformateur. Il est donc possible de mettre en parallèle ces résultats avec d'autres résultats relayés dans la littérature, comme le fait que les aciers CGO sont plus bruyants, à épaisseur identique, que les aciers HGO. Or, notre étude a montré que $B_{cCGO} < B_{cHGO}$.

4.3 Utilisation d'aciers GO dans la conception de stators de machines asynchrones

Contexte

Au début des années 2000, des travaux réalisés au LSEE ont montré qu'il était possible d'améliorer le rendement de machines asynchrones de faible puissance en utilisant des tôles GO de manière originale [86]. La méthode consiste à empiler les tôles en décalant leurs RD d'un angle β_s , comme montré à la figure 2.50. L'idée initiale était d'exploiter les excellentes propriétés de ces tôles pour réduire les pertes fer des machines asynchrones. L'anisotropie très prononcée constituait un frein à leur utilisation en champ tournant, et les décaler a permis de les mettre en œuvre. À l'époque, il était difficile de se prononcer non seulement sur la manière dont allait se répartir le flux dans le circuit magnétique, mais également sur le gain énergétique. Une vaste campagne expérimentale a été menée, à travers deux thèses, mettant en évidence l'intérêt de la méthode, avec des mesures globales (courant, puissance) mais sans toutefois bien comprendre comment le flux se répartissait. Dans ce contexte, l'apport de la simulation numérique a été évident.

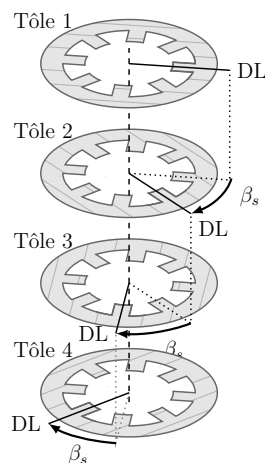


Figure 2.50 – Empilement de tôles GO dont les DL sont décalées d'un angle β_s [Th-4]

Cette technique d'empilement a été à l'origine de plusieurs opérations menées au LSEE dans lesquelles j'ai donc été impliqué, comme la réalisation de MRV, dans le cadre d'un projet SEEDS, ou de machines asynchrones à très haute efficacité énergétique [Th-4]. J'ai pu mettre en œuvre la même procédure numérique que celle de la figure 2.41 dans le but d'étudier la répartition du flux magnétique dans les différents dispositifs.

Mise en évidence du chemin du flux dans des empilements à tôles GO décalées

Le dispositif étudié est un empilement de tôles annulaires (figure 2.51) excité en champ unidirectionnel, et pour lequel l'angle β_s est de 90° .

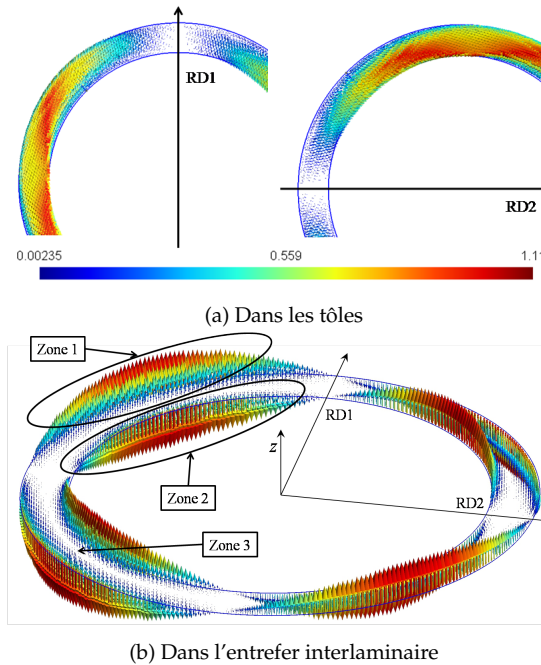


Figure 2.51 – Répartition de l'induction dans l'empilement annulaire

Les résultats de simulation mettent en évidence que le flux magnétique se répartit dans les RD (figure 2.51a), en traversant l'entrefer interlaminaire à plusieurs endroits (figure 2.51b). La zone 1 est conforme à ce qui est attendu. En effet, le flux s'établit depuis la RD d'une tôle à la RD de la tôle contiguë. Les zones 2 et 3, en revanche, sont plus surprenantes. En effet, la zone 2 semble être l'opposé du phénomène de la zone 1. La zone 3, quant à elle, correspond à une zone dans laquelle le flux ne traverse par l'entrefer interlaminaire.

Le comportement décrit par la figure 2.51 est confirmé expérimentalement. En effet, les relevés (tableau 2.5) réalisés à l'aide de bobines exploratrices insérées dans un entrefer interlaminaire de l'empilement montrent :

- que le flux dans la zone 1 s'établit bien depuis une RD vers une RD ;
- que les flux dans les zones 1 et 2 sont en opposition de phase ;
- que le flux dans la zone 3 a une valeur très faible.

n° du capteur	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Tension (μV)	34,2	31,2	124	41,3	15,5	79,6	92,8	19,8	68
B (mT)	18,1	16,5	66,1	21,9	82,3	42,3	49,2	10,5	36,1
Déphasage ($^\circ$)	Ref	-172,7	-179,1	-176	-5,3	0,1	-10,4	-169,1	-73,8

Tableau 2.5 – Relevés des bobines exploratrices de la figure 2.52

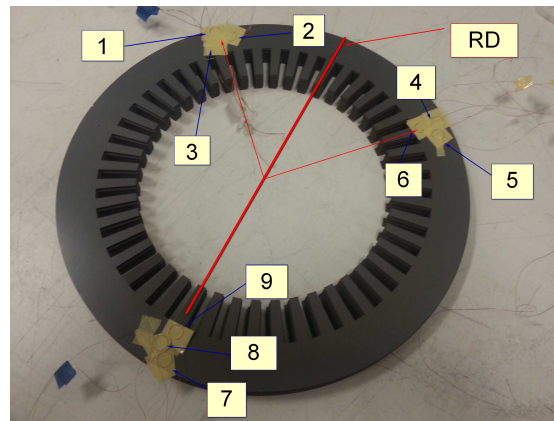


Figure 2.52 – Bobines exploratrices placées dans l'entrefer interlaminaire de l'empilement à tôles GO décalées

On retrouve le même comportement dans un stator de MRV réalisé également avec un angle β_s de 90° (figure 2.53).

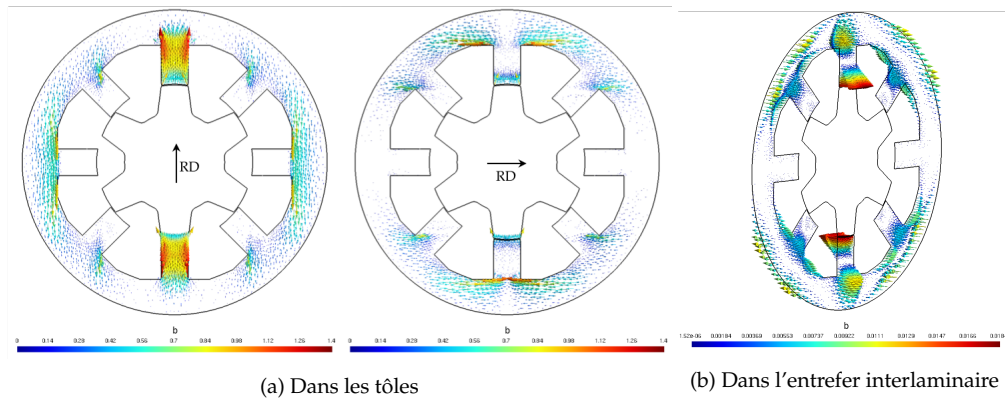


Figure 2.53 – Répartition de l'induction dans l'empilement statorique de la MRV

Analyse du chemin parcouru par le flux magnétique

Le chemin suivi par le flux magnétique dans les empilements présentés aux figures 2.51 et 2.53 est représenté à la figure 2.54. Il suit le chemin le plus réticant, selon le principe de minimisation de l'énergie. Tout d'abord, les figures 2.51a et 2.53a ont montré qu'il s'établit le plus possible dans la RD d'une tôle. Au niveau de la limite extérieure, c'est-à-dire la zone 1, il cherche naturellement à s'établir dans la RD de la tôle contiguë. C'est le même phénomène qui est observé au niveau de la limite intérieure, mais dans le sens opposé à ce qui se passe dans la zone 1. Ainsi, le flux magnétique s'établit à l'intérieur des tôles en traversant l'entrefer interlaminaire à chaque fois qu'il rencontre les limites intérieure et extérieure des tôles, ce qui explique la zone 3. Cette distribution était peu évidente à prédire puisqu'on pouvait aussi supputer que le flux s'établisse dans le plan des tôles dans la TD.

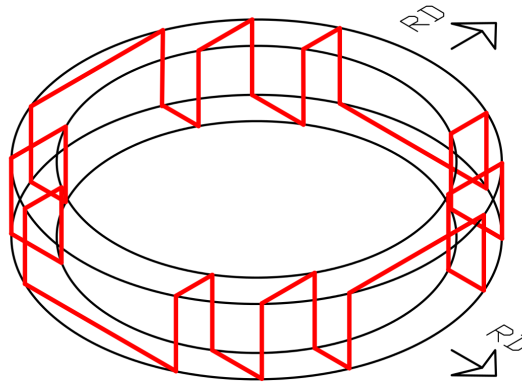


Figure 2.54 – Chemin du flux dans un empilement de tôles GO dont les RD sont décalées de 90°

Bilan

Les trois études que nous venons de présenter sont importantes dans l'évolution de mon approche de l'apport de la simulation numérique au sein du LSEE. À l'époque où elles ont été réalisées, entre 2012 et 2016 [ACLI-4, Th-1, ACLI-6, ACLI-7, ACLI-9], la problématique acoustique nécessitait de bien comprendre les phénomènes liés à l'anisotropie avec, en toile de fond, la superposition des effets magnétostrictifs et des effets de forces de Maxwell. J'ai pu développer cette approche avec l'équipe encadrante associée, et contribuer à bâtir des modèles numériques adaptés sous GetDP. Cette approche par cadre « une pièce » a d'ailleurs été reprise dans [117].

Pourtant, les simulations présentées sur les empilements de tôles GO décalées ont montré leurs limites dans le cadre des travaux de Vincent Mallard [Th-4]. En effet, à cette occasion, l'approche qui vient d'être présentée a été reprise pour étudier l'influence de ce type d'empilement sur les pertes fer dans une machine asynchrone. Les cartes de champ obtenues ont certes permis de retrouver le chemin décrit à la figure 2.54 mais, dans l'état, il n'a pas été possible de faire le lien avec les grandeurs globales telles que les pertes fer et le courant absorbé. Nous y reviendrons dans la partie de ce document consacrée aux perspectives.

4.4 Influence de l'utilisation d'aciers GO sur l'inductance et le couple d'une MRV

Contexte

Nous avons vu dans la section 3.1 qu'une MRVFA permettait, à section de dents constante, de gagner à la fois en inductance, en couple statique et surtout en compacité par rapport à une MRVFR. La MRVFA a montré peu de possibilités d'optimisation puisque seul l'angle d'ouverture de dent rotorique a permis d'améliorer légèrement le couple statique. Dans le cadre des travaux de thèse de Racha Aydoun [Th-5], il est prévu de profiter de la topologie à deux stators et un rotor pour réaliser les dents en acier GO. En effet, cette topologie s'y prête particulièrement bien puisque le rotor ne possède pas de culasse magnétique, et que le flux peut être intégralement canalisé dans la RD (figure 2.1).

Deux configurations sont possibles. Elles sont présentées à la figure 2.55 où l'axe z représente l'axe de l'arbre de la machine. Dans les deux cas, la RD est orientée dans la direction privilégiée du flux. En revanche, il est possible d'assembler les tôles de deux façons différentes de sorte que le flux s'établisse aussi soit selon la TD (figures 2.55a), soit selon la ND (figure 2.55b). En fonction de la configuration, on pourra plus ou moins laisser le flux s'épanouir dans toute la tôle (RDTD – figures 2.55a), ou le forcer dans la RD en lui offrant la reluctance la plus élevée de la ND (RDND – figure 2.55b). Ainsi, en fonction de la configuration, on peut s'attendre à modifier l'effet de saillance.

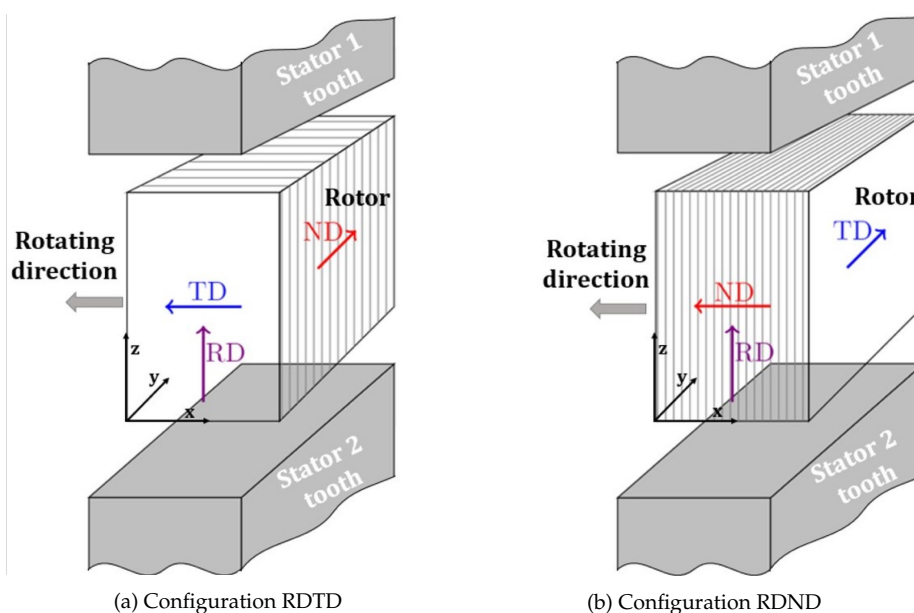


Figure 2.55 – Configurations d'agencement possible des tôles dans les dents rotoriques de la MRVFA

Le but du travail est ici d'étudier l'impact de l'acier GO sur l'inductance, et donc le couple statique, de la machine, et ce, pour les deux configurations proposées à la figure 2.55. On imagine aisément que réaliser cette étude à l'aide du modèle 3D présenté précédemment serait fort coûteux, que ce soit en puissance de calculs ou en temps, sans compter les problèmes de convergences. Aussi, à l'image de ce qui a été fait pour l'étude des coins de transformateurs, il peut être intéressant de définir une structure simplifiée, en 2D, permettant à la fois de prendre en compte l'anisotropie des tôles GO, la saturation, les deux configurations évoquées, et de calculer un couple statique.

Structure simplifiée et protocole

La structure utilisée, présentée à la figure 2.56, comprend une culasse statorique sur laquelle sont fixées deux dents et un rotor. Dans la mesure où la grandeur qui nous intéresse ici est le couple statique, au travers de la variation de l'inductance en fonction de la position du rotor θ , les calculs sont réalisés de la même manière que pour la MRVFA 3D : un courant constant est imposé dans les inducteurs pendant que l'on fait varier θ .

La perméabilité magnétique de la culasse est fixée à une valeur constante très élevée ($\mu_r = 1 \times 10^9$) de manière à ce qu'elle n'ait aucune influence sur l'interaction entre les dents statoriques et le rotor. En ce qui concerne les dents statoriques, plusieurs configurations de matériaux sont testées.

- Le premier matériau est un acier NO, donc a priori isotrope, classiquement rencontré dans les machines tournantes.
- Le deuxième matériau est un acier HGO de 0,35 mm d'épaisseur, noté HGO₃₅, qui présente une forte anisotropie.
- Enfin, afin de bien étudier l'influence de l'anisotropie indépendamment de l'induction à saturation, un matériau fictif, noté HGO₃₅^{iso}, est considéré. Il s'agit d'un matériau isotrope dont la courbe d'aimantation est celle du HGO₃₅ selon la RD.

Les courbes de première aimantation de ces matériaux sont présentées à la figure 2.57. De plus, la perméabilité relative selon la ND du HGO est de 20 [84]. Enfin, dans le cas du HGO₃₅ l'anisotropie est une nouvelle fois prise en compte au travers de la relation 2.28.

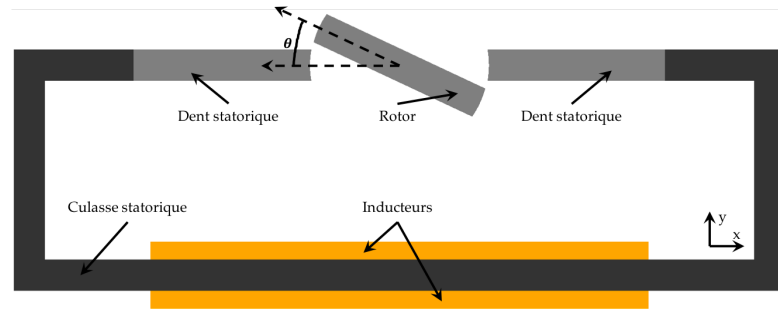


Figure 2.56 – Modèle simplifié d'une MRV permettant l'étude de l'influence de l'anisotropie sur le couple statique

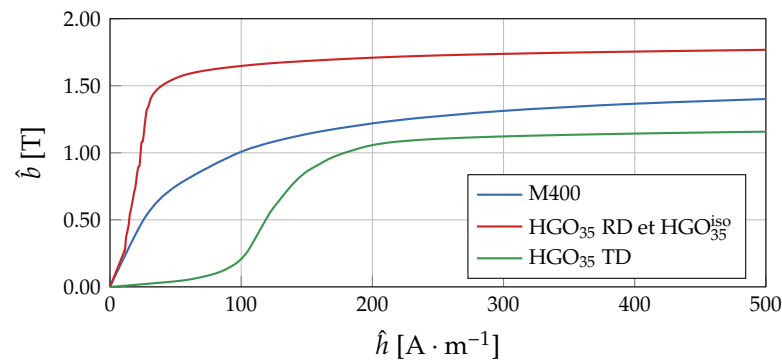


Figure 2.57 – Courbes de première aimantation des différents aciers testés

Configuration du stator	Configuration du rotor
M400	M400
HGO ₃₅ ^{TD}	M400
HGO ₃₅ ^{iso}	M400
M400	HGO ₃₅ ^{TD}
HGO ₃₅ ^{TD}	HGO ₃₅ ^{TD}
M400	HGO ₃₅ ND
HGO ₃₅ ^{TD}	HGO ₃₅ ND
HGO ₃₅ ND	M400
HGO ₃₅ ND	HGO ₃₅ ND

Tableau 2.6 – Matrice de simulations

Avec ces trois matériaux, plusieurs cas d'assemblage sont possibles. Ceux qui seront étudiés sont résumés dans le tableau 2.6. Par la suite, pour la présentation des résultats, la syntaxe « configuration au stator - configuration au rotor » sera utilisée. Par exemple, le cas n°2 sera noté « HGO₃₅^{TD} - M400 ».

Influence de l'anisotropie

Si l'on fait abstraction des performances énergétiques, un acier GO présente deux différences par rapport un acier NO quant à son comportement magnétique. D'une part, il possède une meilleure induction à saturation dans la RD et, d'autre part, il a bien entendu un comportement anisotrope. Aussi, pour discriminer l'influence de ces deux paramètres sur les performances de la machine, trois calculs ont été réalisés en prenant en compte les topologies M400 -

M400, HGO_{35}^{iso} et HGO_{35}^{TD} . Les résultats de cette série de calculs sont présentés à la figures 2.58. Ils apportent deux informations :

- dans les deux cas, la configuration M400 - M400 est la moins bonne ;
- les topologies HGO_{35}^{iso} et HGO_{35}^{TD} donnent les mêmes comportements.

Si la première conclusion était attendue compte-tenu des courbes de la figure 2.57, la seconde est un peu plus surprenante. En effet, dans une MRV, l'inductance, et donc le couple, dépendent des effets de saillance. C'est son principe même de fonctionnement. Ces résultats nous permettent donc de conclure qu'il n'est pas possible d'exploiter l'anisotropie de l'acier GO pour jouer sur ces effets de saillance. L'accroissement des performances de la machine est uniquement dû aux meilleures propriétés magnétiques dans la RD.

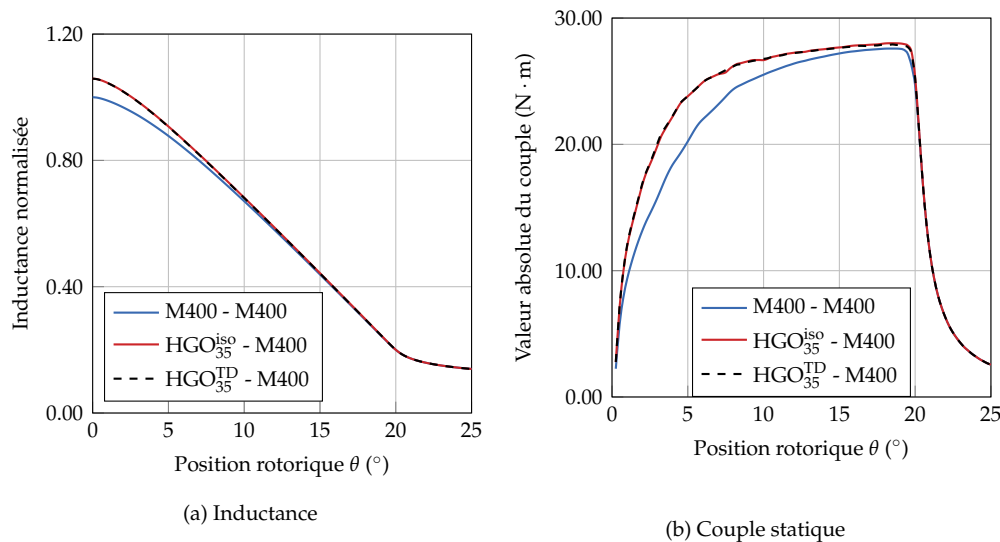


Figure 2.58 – Évolution de l'inductance et du couple statique en fonction de la position rotorique θ

Influence de la topologie d'assemblage des tôles

La figure 2.60 présente les résultats obtenus pour toutes les configurations du tableau 2.6 à l'exception de celle impliquant le matériau fictif HGO_{35}^{iso} . Ils viennent corroborer les conclusions réalisées grâce au calcul précédent. En effet, toutes les configurations mettant en œuvre l'acier M400 présentent les performances les plus faibles. On retrouve ici l'influence de la courbe de première aimantation, meilleure dans le cas du HGO. En revanche, ils permettent de nuancer la conclusion qui a été faite sur l'anisotropie puisque les configurations HGO_{35}^{TD} - HGO_{35}^{TD} , HGO_{35}^{TD} - HGO_{35}^{ND} et HGO_{35}^{ND} - HGO_{35}^{ND} conduisent à des résultats différents. En effet, si les trois configurations impliquent le même gain sur le couple statique moyen (figure 2.59), la présence de la ND conduit à un couple statique maximal supérieur mais qui s'effondre davantage à mesure que le rotor s'éloigne de la position de conjonction.

Il est possible de trouver une explication à cette forme de couple en mettant en parallèle l'évolution de la valeur de l'inductance, la répartition des lignes champ et celle de l'induction magnétique à différentes positions du rotor.

- Si on considère l'évolution de l'inductance représentée à la figure 2.60a, il apparaît que les valeurs extrêmes, c'est-à-dire la position de conjonction ($\theta = 0^\circ$) et la position à partir de laquelle les dents ne sont plus du tout en vis à vis ($\theta > 20^\circ$), sont identiques pour les deux configurations. Pour la position $\theta > 20^\circ$, l'explication est immédiate puisque, les dents n'étant plus en vis-à-vis, quasiment aucun flux ne transite par le rotor. Les deux configurations sont magnétiquement identiques. Pour la position $\theta = 0^\circ$, c'est la même

chose. En effet, lorsque les dents sont en concordance, seule la RD est mise à contribution, ce que l'on peut voir sur la répartition des lignes de champ (figure 2.61) et de l'induction magnétique (figure 2.62). Encore une fois les deux configurations sont magnétiquement équivalentes.

- Entre ces deux valeurs extrêmes, l'évolution de l'inductance se fait avec la même pente, mais avec une valeur légèrement plus petite dans le cas des configurations mettant en œuvre la ND. Le couple étant une image de la dérivée de l'inductance par rapport à la position, il est donc logique de retrouver un pic de couple lorsque la dent rotorique s'éloigne de la position de conjonction, et un creux lorsqu'elle se rapproche du moment où elle ne sera plus en vis-à-vis de la dent statorique.
- L'analyse de la répartition des lignes de champ et de l'induction magnétique pour les positions $\theta = 5^\circ$ (figures 2.63 et 2.64) et $\theta = 17^\circ$ (figures 2.65 et 2.66) permet d'expliquer la valeur d'inductance plus faible pour les configurations mettant en œuvre la ND. En effet, on note sur ces figures que, dans les cas RDND, le flux magnétique ne parvient pas à utiliser la totalité de la section de la dent. Au contraire, il s'établit uniquement dans une section qui correspond au vis-à-vis entre les dents statorique et rotorique. Ce phénomène rejoint ce qui a été mis en évidence dans l'étude des coins de transformateur et dans [ACLI-4], à savoir que, compte-tenu de la différence de perméabilité magnétique qui apparaît entre la RD et les autres directions, le flux a tendance à ne s'établir que dans la RD tant qu'elle n'est pas saturée. Dans le cas présent, ce phénomène est renforcé par l'utilisation de la ND. En effet, cette dernière présente une perméabilité relative extrêmement faible comparativement à la RD. En extrapolant, on pourrait presque considérer que le matériau se comporte comme de l'air. Tout se passe donc, dans les configurations mettant en œuvre la ND, comme si la section de la dent statorique diminuait avec θ , et impactant de manière similaire la valeur de l'inductance.

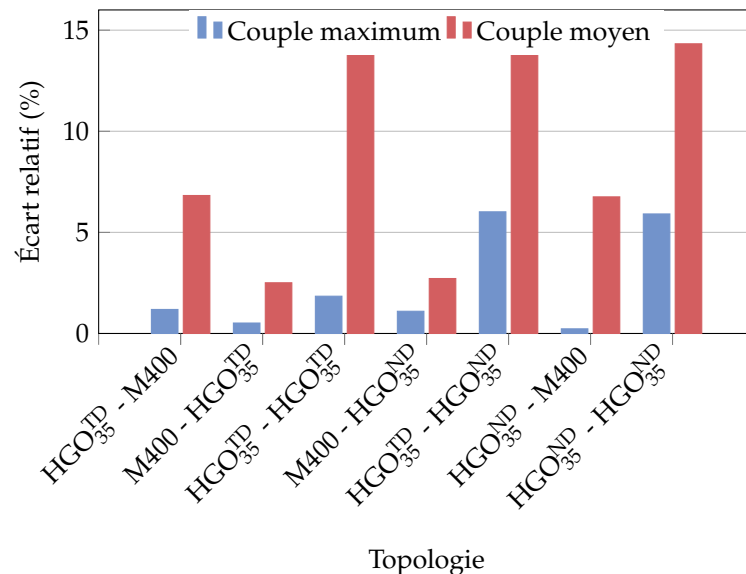
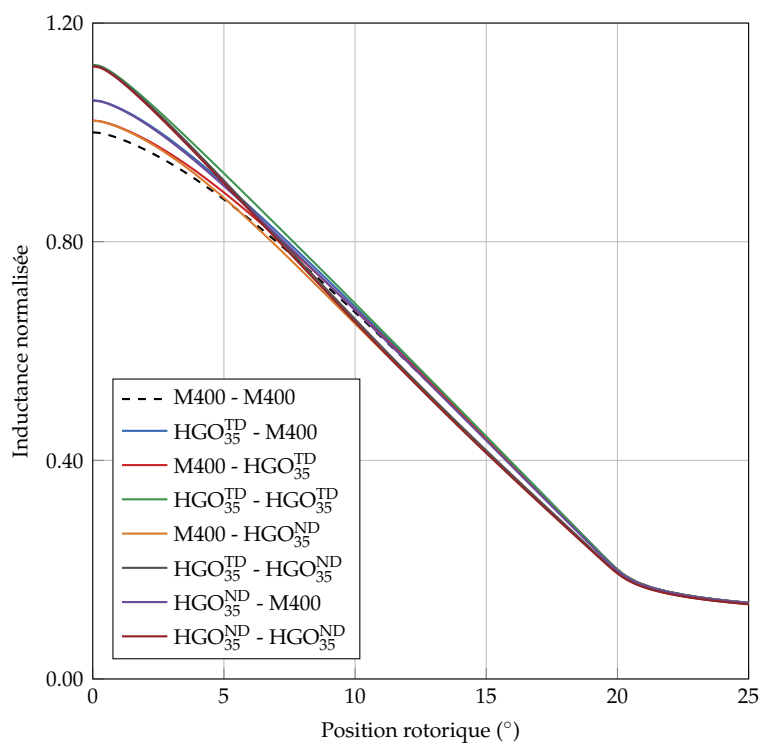
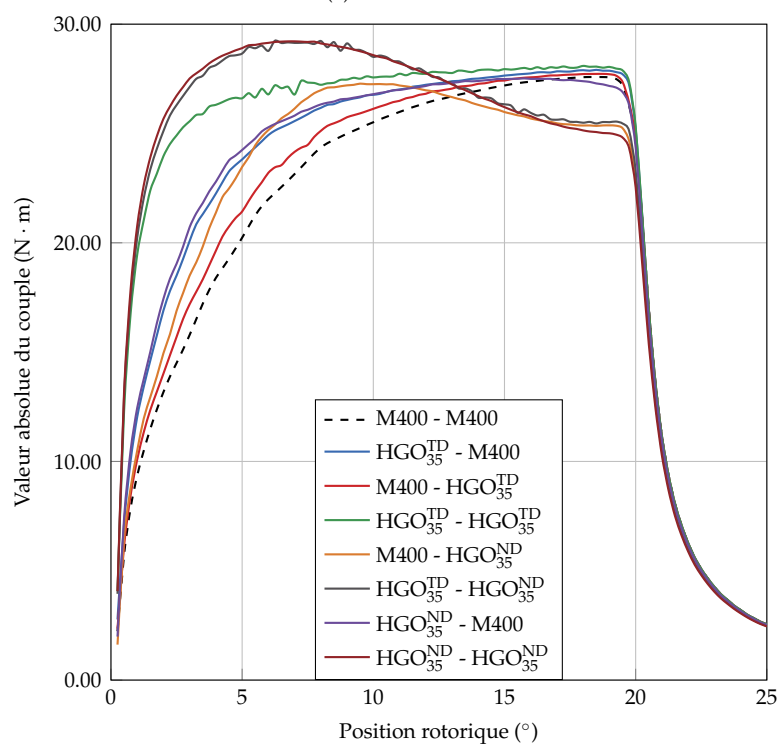


Figure 2.59 – Écarts relatifs des couples statiques maximum et moyen par rapport à la configuration M400 - M400



(a) Inductance



(b) Couple statique

Figure 2.60 – Comparaison de toutes les configurations

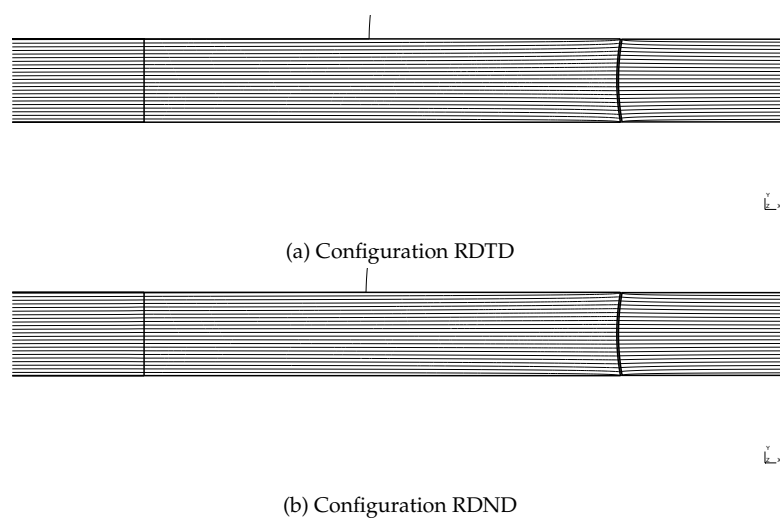


Figure 2.61 – Répartition des lignes de flux pour la position du rotor à 0°

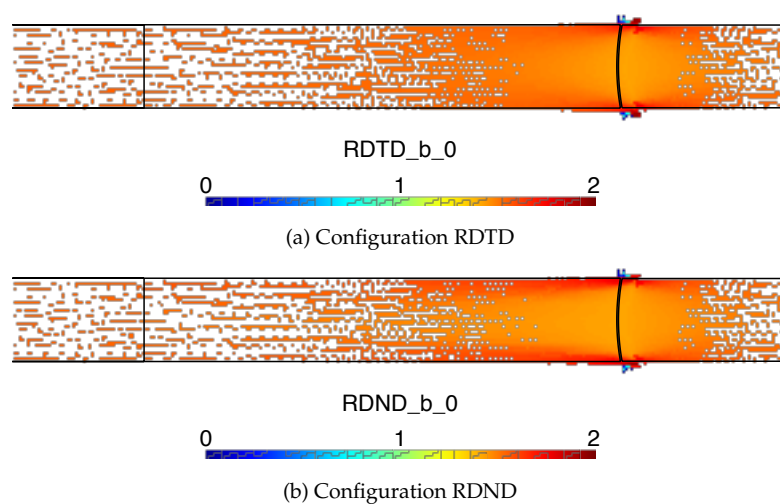


Figure 2.62 – Répartition de l'induction magnétique pour la position du rotor à 0°

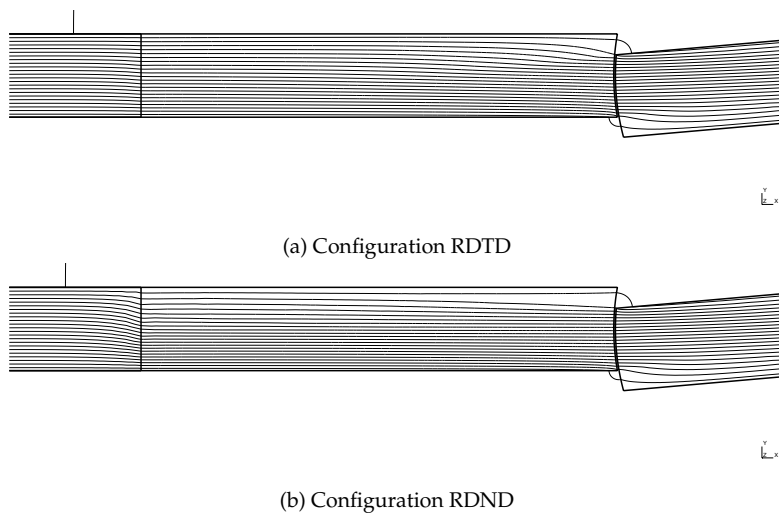


Figure 2.63 – Répartition des lignes de flux pour la position du rotor à 5°

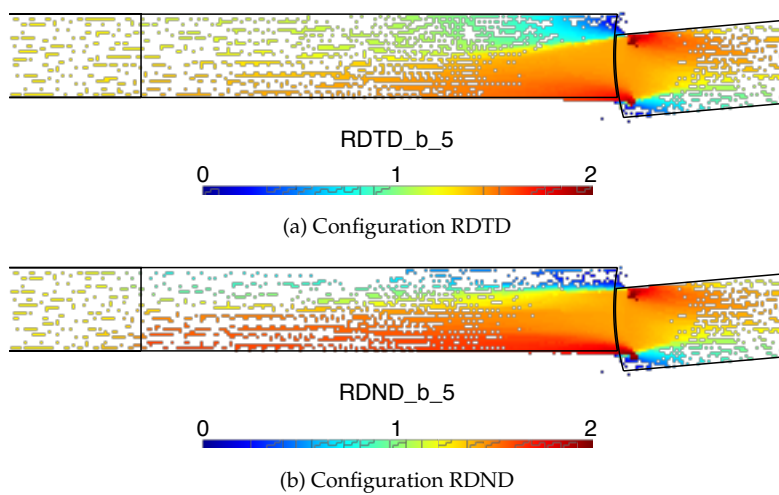


Figure 2.64 – Répartition de l'induction magnétique pour la position du rotor à 5°

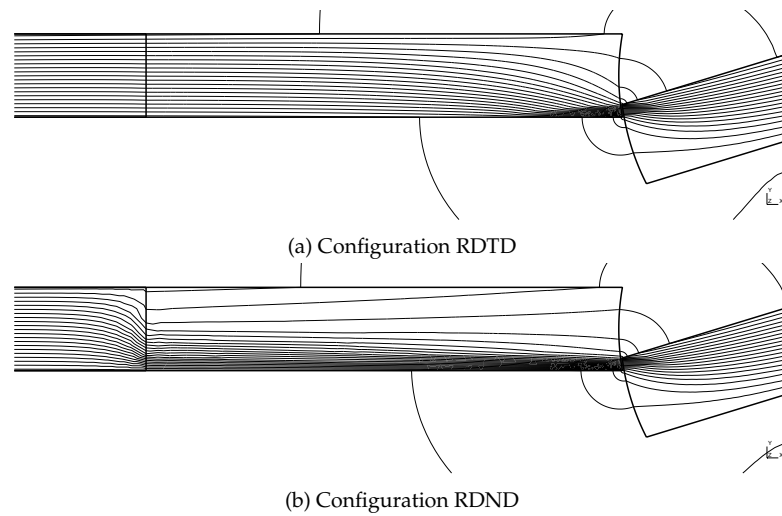


Figure 2.65 – Répartition des lignes de flux pour la position du rotor à 17°

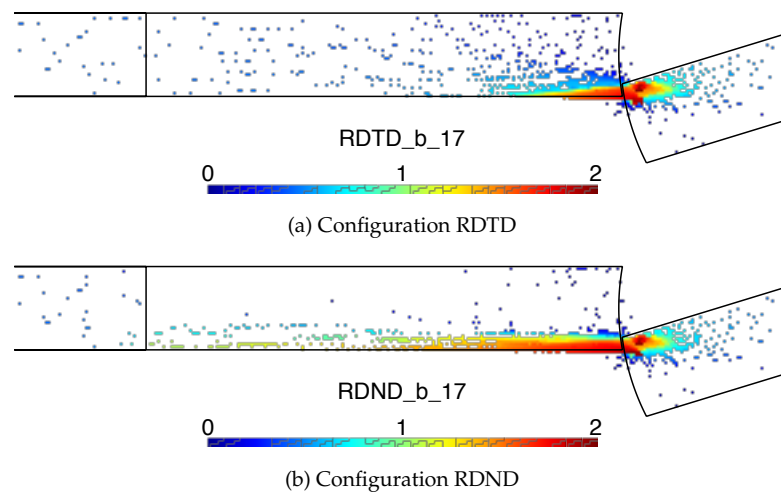


Figure 2.66 – Répartition de l'induction magnétique pour la position du rotor à 17°

Bilan et contribution

Nous avons pu voir, au travers d'une MRV simplifiée, que l'utilisation d'acier GO dans les dents statorique et rotorique conduit à une augmentation du couple statique. Il a notamment été mis en évidence que cette augmentation était principalement due à une courbe d'aimantation dans la RD présentant une induction à saturation plus élevée et que l'anisotropie avait une influence moindre. Mon apport personnel concerne la quasi intégralité de l'étude puisque je me suis occupé de la mise en œuvre du modèle sous GetDP.

5 Simulations en interaction avec d'autres modèles

Dans les deux parties précédentes, les simulations se suffisaient à elles-mêmes dans le sens où les grandeurs recherchées en étaient directement issues. J'ai participé à deux études dans lesquelles la simulation numérique entre en interaction avec d'autres modèles.

5.1 Contexte

À l'ère de la transition énergétique, la tendance est à l'électrification massive des moyens de transport, qu'ils soient terrestre, marin ou aérien. Si une défaillance d'un moteur électrique n'a « que » des répercussions économiques dans un contexte industriel, il n'en est pas de même pour les applications que nous venons de citer, en particulier dans le domaine aérien. En découle la nécessité de plus en plus forte de disposer d'actionneurs fiables d'une part et, d'autre part, d'outils de surveillance et de diagnostic de leur état de santé.

Dans une machine, les défauts peuvent avoir deux origines : électrique ou mécanique. Plusieurs études [47, 52] soulignent qu'environ 40 % des défaillances électriques sont provoquées par une rupture d'un élément du système d'isolation électrique. Ce dernier, le plus souvent prévu pour un fonctionnement sous 400 V, est particulièrement sensible aux surtensions. Or, à l'heure actuelle, les machines électriques sont de plus en plus souvent alimentées par des convertisseurs de puissance qui voient leurs fréquences de commutation continuellement augmenter. Les brusques variations de tensions aux bornes des bobinages génèrent précisément de forts champs électriques, et donc des surtensions, soulignant de manière encore plus forte la nécessité de mettre au point :

- des outils de dimensionnement poussés des machines allant jusqu'à la prise en compte des propriétés des isolants ;
- des outils de diagnostic dédiés au système d'isolation électrique.

Cette thématique a déjà donné lieu à plusieurs travaux de thèse au LSEE [87, 104, 114] avec deux approches :

- l'établissement d'un modèle à constantes localisées de bobinages de machines permettant de déterminer les contraintes dont ils sont le siège, c'est-à-dire les tensions interspires ;
- l'étude du PDIV et, de manière générale, du processus d'apparition de décharges partielles, ainsi que leur influence sur la durée de vie de la machine.

Nous allons voir dans cette partie que l'apport de la simulation numérique dans ces deux approches a été multiple. Dans le premier cas, elle a permis de déterminer les valeurs des paramètres du modèle à constantes localisées, ce qui a eu pour conséquences non seulement d'améliorer sensiblement sa précision, mais également de pouvoir le générer *a priori*, et donc de pouvoir l'employer dans une phase de dimensionnement d'un bobinage. Dans le second cas, la simulation a été utilisée afin de déterminer, dans le cadre de calculs électrostatiques, les longueurs des lignes de champ électrique, grandeur clé de la théorie de Paschen [1]. Nous verrons en particulier que dans cette étude, la simple application des formulations 2.5 et 2.8 telles quelles n'était pas suffisante et qu'un traitement particulier du potentiel vecteur électrique tel que défini par 2.7 a été nécessaire.

Nous verrons surtout que la simulation numérique, et c'est sa contribution la plus substantielle à cette thématique, permet de réaliser le lien entre les deux approches, et donc d'aboutir à un outil de diagnostic prédictif d'apparition de décharges partielles dans un bobinage de machine.

5.2 Élaboration d'un outil numérique de prédiction des contraintes électriques interspires

Modèle à constantes localisées prédictif de la distribution des tensions interspires dans un bobinage

Le modèle à constantes localisées établis au cours des travaux de thèse de Vasile Mihaila [87] est basé sur la construction d'une cellule élémentaire représentant une spire et constituée d'éléments permettant de représenter les phénomènes physiques. Cette cellule élémentaire est représentée à la figure 2.67.

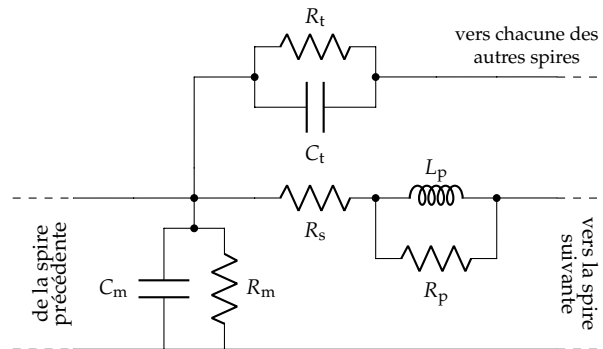


Figure 2.67 – Modèle à constantes localisées d'une spire

avec

- la résistance propre de chaque spire R_s ;
- l'inductance propre de chaque spire L_p ;
- la résistance représentant les pertes magnétiques R_p ;
- la capacité interspires C_t ;
- la capacité spire-masse C_m ;
- la résistance représentant les pertes dans l'isolation interspires R_t ;
- la résistance représentant les pertes dans l'isolation spire-masse R_m .

À noter que les inductances mutuelles M sont prises en compte dans le modèle mais ne sont pas représentées pour une question de lisibilité du circuit. À titre d'exemple, prenons le cas d'une bobine à noyau de fer de six spires (figure 2.68). Son modèle équivalent, sur lequel chacun des nœuds, numérotés de 1 à 6, correspond à l'entrée d'une spire, est présenté à la figure 2.69. Ici, la bobine est alimentée entre les spires n°1 et n°6.

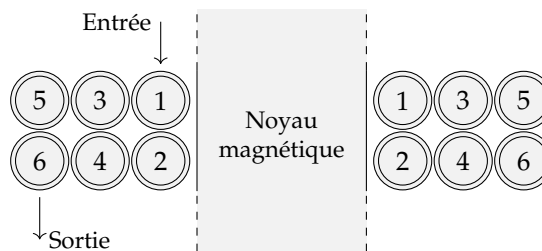


Figure 2.68 – Exemple d'une bobine à noyau de fer de six spires

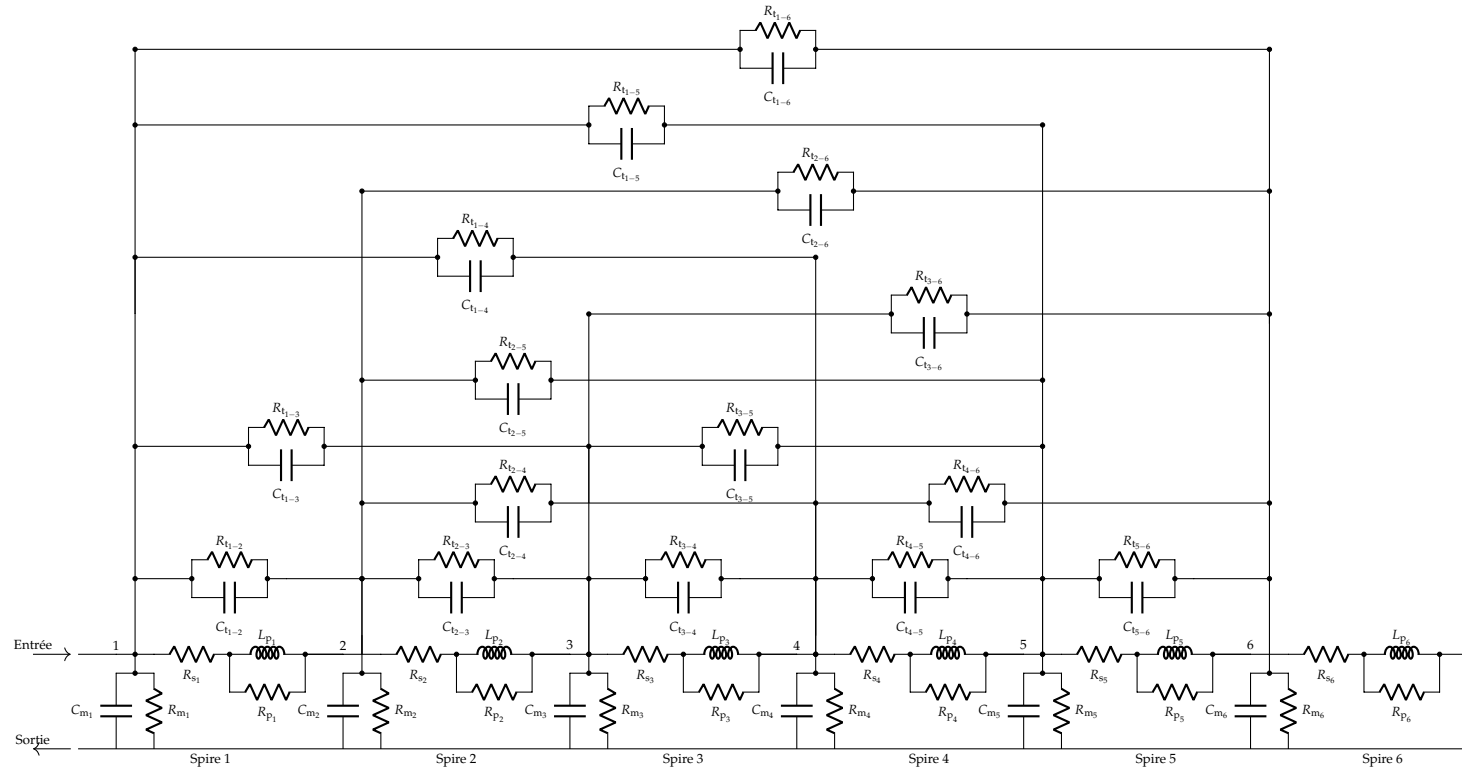


Figure 2.69 – Modèle équivalent de la bobine de six spires de la figure 2.68

Détermination des paramètres du modèle

La détermination des éléments du schéma de la figure 2.67 se déroule en suivant les recommandations du tableau 2.1 en fonction du phénomène physique considéré [67, Th-3, ACLI-14].

La résistance propre R_{si} rend compte des pertes Joules P_{si} générées à l'intérieur de la $i^{\text{ème}}$ spire. À la fréquence considérée, et compte-tenu de la géométrie d'une bobine, la densité de courant j_i présente un effet de peau et est soumise aux effets de proximités dus aux spires adjacentes. La résistance R_{si} est donc obtenue en réalisant un calcul magnétodynamique dans lequel seule la $i^{\text{ème}}$ spire est alimentée par un courant I_i , et en appliquant la relation :

$$R_{si} = \frac{P_{ji}}{I_i^2} = \frac{\iint_S j_i^2 dS}{\sigma I_i^2} \quad (2.30)$$

L'inductance d'une spire traduit la force électromotrice qui apparaît à ses bornes par l'action du flux magnétique qui la traverse. L'inductance propre L_{pi} de la $i^{\text{ème}}$ spire peut être déterminée à l'aide de l'énergie magnétique W_m emmagasinée lorsqu'elle seule est alimentée par un courant I_i , au travers de la relation :

$$L_{pi} = \frac{2W_{mi}}{I_i^2} = \frac{\iint_S b^2 dS}{\mu I_i^2} \quad (2.31)$$

Les inductances mutuelles M_{ij} , qui rendent compte de l'influence magnétique entre les spires i et j , sont déterminées de manière similaire, en les alimentant, au travers de la relation :

$$M_{ij} = \frac{1}{I_i I_j} (W_m - \frac{1}{2} L_{pi} I_i^2 - \frac{1}{2} L_{pj} I_j^2) \quad (2.32)$$

La résistance R_{pi} rend compte des pertes fer P_{fer} générées dans le noyau magnétique et peut être déterminée de manière classique :

$$R_{pi} = \frac{V^2}{P_{fer}} \quad (2.33)$$

Le lecteur aura certainement noté l'absence d'indice sur tension V dans cette relation. En effet, la manière dont on doit distribuer les pertes fer sur chacune des spires n'est pas triviale. Dans les résultats qui seront présentés, le choix a été fait de considérer une répartition homogène de P_{fer} entre toutes les spires. Ce choix sera discuté le cas échéant.

Les capacités interspires C_{tij} sont déterminées, à l'aide de calculs électrostatiques, en deux temps. Tout d'abord, tour à tour, chaque spire i est mise à un potentiel V_i et l'énergie électrique W_e correspondante est calculée afin de déterminer la capacité propre [16, 67] :

$$C_{ii} = \frac{2W_e}{V_i^2} \quad (2.34)$$

Ensuite, les capacités interspires C_{tij} sont déterminées en réalisant un calcul dans lequel les deux spires considérées sont alimentées à des potentiels différents afin de calculer W_e :

$$C_{tij} = \frac{1}{V_i V_j} (W_e - \frac{1}{2} C_{ii} V_i^2 - \frac{1}{2} C_{jj} V_j^2) \quad (2.35)$$

On peut d'ailleurs noter le parallèle entre les relations 2.35 et 2.32. Le calcul des capacités spire-masse C_{mi} , quant à lui, est réalisé selon la même procédure en considérant la masse comme pour un des conducteurs.

Les résistances des pertes dans les isolants, R_{ti} et R_{mi} , sont peut-être les moins évidentes à appréhender. Le problème ne vient pas de leur calcul en tant que tel, puisque leur définition

au travers de l'introduction d'une permittivité complexe est tout à fait connue et documentée dans la littérature [28, 29, 32, 53]. En revanche, le type d'isolant utilisé dans les bobinages de machines est difficile à caractériser. Le matériau en lui-même, le plus souvent du polyester-imide ou du polyamide-imide, est identifié et ses caractéristiques propres, c'est-à-dire lorsqu'il est seul dans des conditions de tests en laboratoire, sont connues. En revanche, son processus d'application sur le fil de cuivre, qui a une influence sur ses caractéristiques, diffère d'un fabricant à l'autre et relève du secret industriel. Dans les travaux de thèse de Vasile Mihaila [87], les valeurs de R_{ti} et R_{mi} ont été déterminées expérimentalement. Aussi, ces valeurs ont été reprises dans le cadre des travaux de thèse de Mustapha Toudji [Th-3]. En outre, il a été montré à cette occasion que leur influence était faible par rapport aux pertes Joule, légitimant cette approche.

Fréquence de travail

Dans les travaux qui ont été présentés jusqu'ici, les fréquences auxquelles se déroulent les phénomènes physiques étaient suffisamment basses pour qu'il soit possible d'appliquer l'approximation des régimes quasi statiques, et donc de réaliser tous les calculs à l'aide de modèles statiques. Le modèle à constantes localisées de la figure 2.67 a été établi pour déterminer les tensions interspires lorsque le bobinage considéré est soumis à des variations brusques de tension. Cette excitation s'apparentant à un échelon de tension, on peut facilement prévoir que les oscillations qui en découleront se feront à la fréquence de résonance de la bobine. C'est pourquoi les paramètres du modèle déterminés à l'aide de simulations magnétodynamiques le sont à cette fréquence.

Dans les travaux de Vasile Mihaila [87], tous les modèles ont été réalisés à partir de bobines existantes. Leurs fréquences de résonance étaient donc déterminées expérimentalement. Dans les travaux de thèse de Mustapha Toudji [Th-3], l'outil final a pour but d'être utilisé dès la phase de design. Il était donc nécessaire de déterminer la fréquence de résonance d'une bobine qui n'existe pas encore. Pour cela, la procédure qui a été mise en place consistait en une boucle itérative comme celle de la figure 2.70.

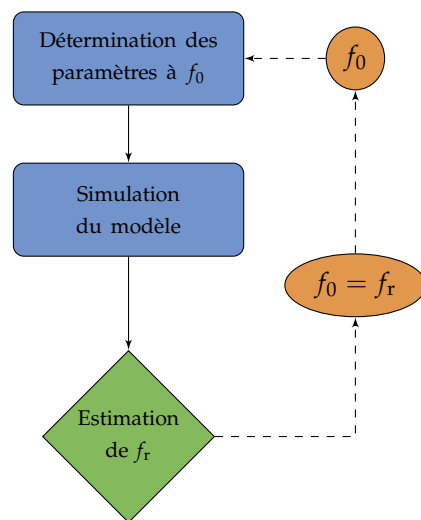
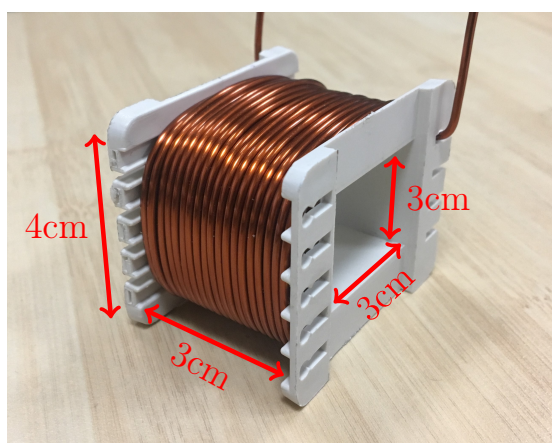


Figure 2.70 – Procédure de détermination de la fréquence de travail

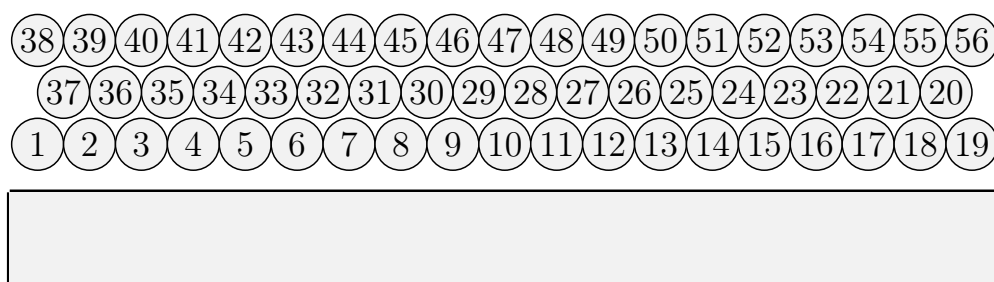
Validation et comparaison avec le modèle construit à l'aide de paramètres mesurés

On considère la bobine de la figure 2.71, qui est de section carrée (figure 2.71a) et composée de 56 spires arrangées régulièrement comme montré à la figure 2.71b. Pour valider la méthode de détermination des paramètres du modèle à constantes localisées à l'aide de simulations numériques, on étudie la réponse de cette bobine à un échelon de tension de 200 V avec un temps

de monté de 10 ns, appliqué sur le câble d'alimentation de la bobine. Les résultats obtenus sont comparés avec ceux obtenus en déterminant les paramètres via le protocole détaillé dans [87], ainsi qu'à une mesure. La seule grandeur finalement mesurable étant la tension d'entrée, entre les spires n°1 et n°38, elle sert ici de marqueur.



(a) Dimensions



(b) Arrangement des spires

Figure 2.71 – Bobine de test de 56 spires

Les résultats de la figure 2.72 montrent une nette amélioration de la réponse temporelle obtenue lorsque les paramètres du modèle sont issus des simulations numériques par rapport à celui de [87], que ce soit sur l'amplitude ou sur la phase. On constate l'intérêt de la discrimination des valeurs des paramètres du modèle spire par spire par rapport à une distribution globalisée.

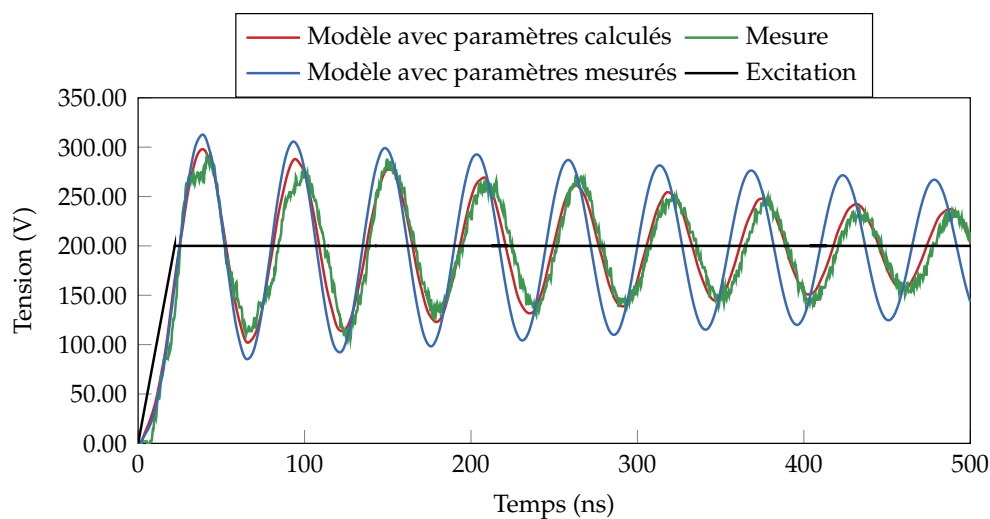


Figure 2.72 – Réponse de la bobine de 56 spires sans noyau magnétique à un échelon de tension

La bobine de la figure 2.71 ne permettant pas d'accéder aux valeurs de tensions interspires, on considère maintenant celle de la figure 2.73. Elle est constituée de 41 spires insérées dans les encoches d'une machine asynchrone, afin de se rapprocher le plus possible d'une situation réelle. Par ailleurs, ce dispositif, issu des travaux [87], est instrumenté et permet donc de réaliser une étude à l'intérieur de la bobine. On s'intéresse toujours à la réponse à un échelon de tension, cette fois-ci de 300 V avec un temps d'établissement de 10 ns. Les deux tensions qui sont étudiées dans ce cas sont la tension d'entrée (figure 2.74) ainsi que celle entre les spires n°4 et n°9 (figure 2.75).

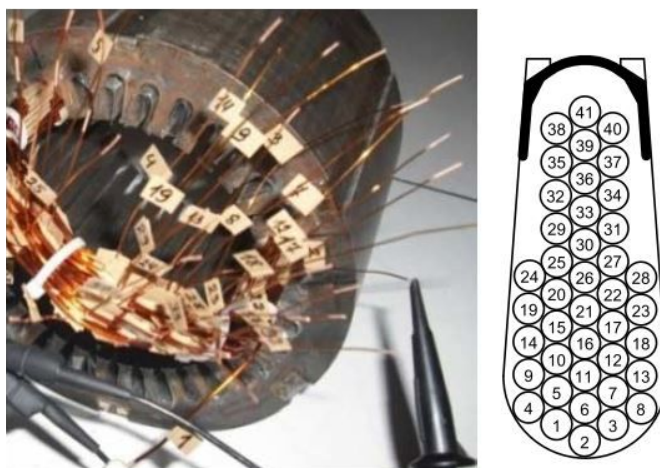


Figure 2.73 – Bobine de 41 spires instrumentée [87]

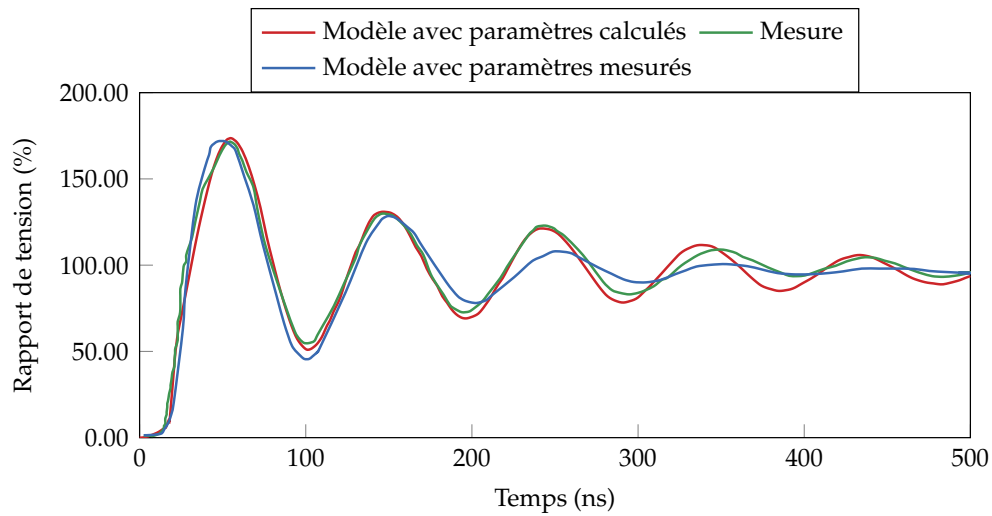


Figure 2.74 – Réponse de la bobine de 41 spires instrumentée

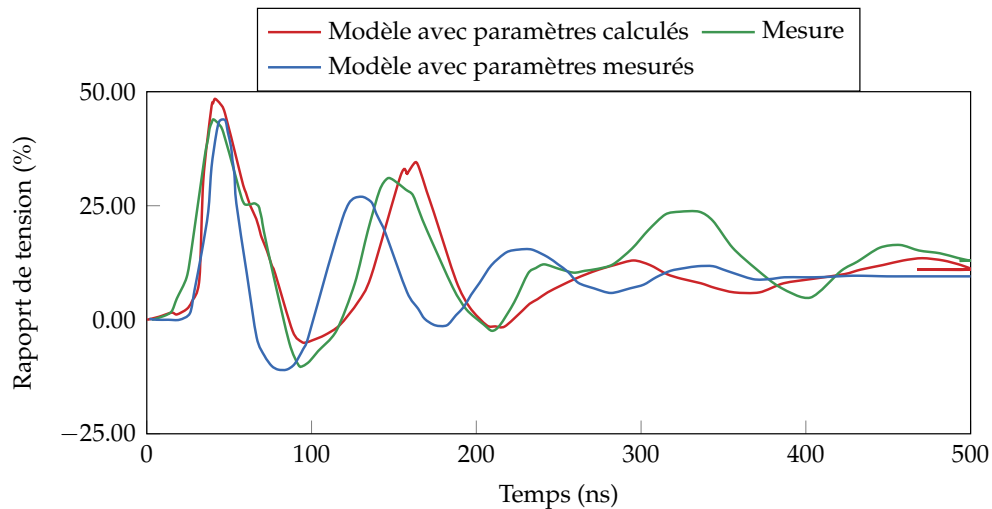


Figure 2.75 – Réponse de la bobine de 41 spires instrumentée - tension entre les spires n°4 et n°9

On retrouve dans les deux cas une nette amélioration des résultats lorsque les paramètres sont issus de calculs, en particulier au niveau de la tension d'entrée. En ce qui concerne la tension entre les spires n°4 et n°9, le modèle permet une très bonne prédiction des deux premières oscillations, que ce soit au niveau de l'amplitude ou du déphasage. La dégradation du reste du signal est à mettre sur le compte des hypothèses qui ont été faites, notamment sur les résistances R_t et R_m , mais surtout sur R_p , avec une distribution équitable entre toutes les spires du modèle, puisqu'on ne retrouve pas cette dérive sur le cas de la bobine sans noyau de magnétique (figure 2.72).

Application du modèle pour la localisation des contraintes

Le modèle à constantes localisées permet de déterminer la distribution des tensions inter-spires apparaissant à l'intérieur d'une bobine avec une précision acceptable, en particulier sur les valeurs maximums. Aussi, pour une excitation donnée, il est possible de déterminer les champs électriques qui y surviennent afin de localiser, aussi bien spatialement que temporellement, les points chauds pour lesquels le système d'isolation électrique est le plus sollicité. Pour

cela, on applique la démarche suivante :

1. établissement du modèle à constantes localisées en suivant la méthode de calcul des paramètres qui a été présentée;
2. détermination de la distribution des tensions interspires à l'aide du modèle obtenu;
3. réalisation d'un calcul électrostatique en pas à pas dans le temps en utilisant des tensions interspires issues du modèle comme grandeurs sources.

La bobine de test est composée de 56 spires dont l'arrangement est présenté à la figure 2.76.

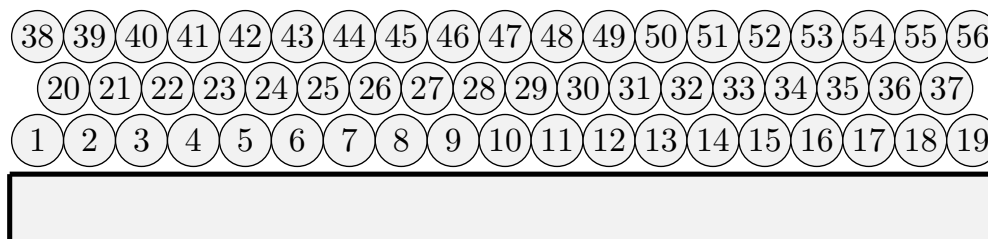


Figure 2.76 – Arrangement d'une bobine de 56 spires avec pas de pélerin

La distribution des potentiels électriques (figure 2.77) et des tensions interspires (figure 2.78) laisse apparaître que les spires soumises aux tensions les plus importantes se situent aux extrémités de la bobine. Autre phénomène remarquable : les spires subissant ces maximums de contraintes ne sont pas toujours les mêmes au cours du temps (figures 2.78 et 2.80). On peut en effet distinguer trois groupes (figure 2.79) :

- groupe 1 : spires n°1, n°2 et n°20 (en vert) ;
- groupe 2 : spires n°18, n°19 et n°37, mais également n°20, n°38 et n°39 (en bleu) ;
- groupe 3 : spires n°37, n°55 et n°56 (en rouge).

La contrainte la plus forte est tout d'abord localisée à l'instant t_1 au niveau du groupe 2 (figures 2.80a) pour ensuite se déplacer, en t_2 , au niveau du groupe 1 (figures 2.80b), et enfin au niveau du groupe 3 en t_3 (figures 2.80c). Le schéma se répète à partir de t_4 .

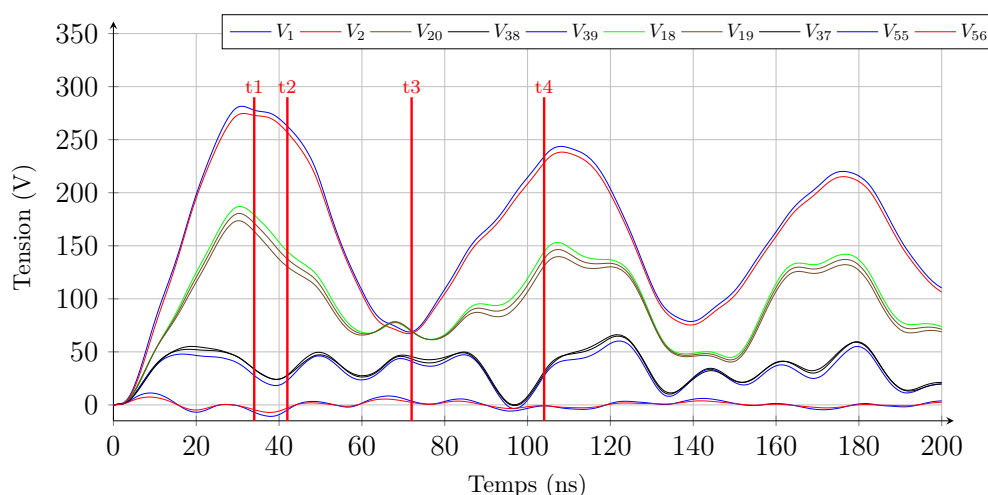


Figure 2.77 – Évolution des potentiels

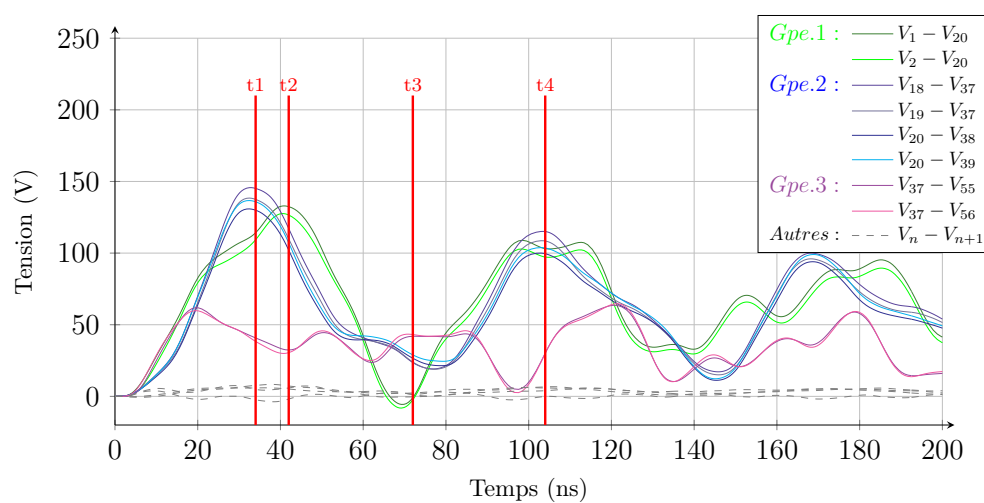


Figure 2.78 – Évolution des tensions interspires

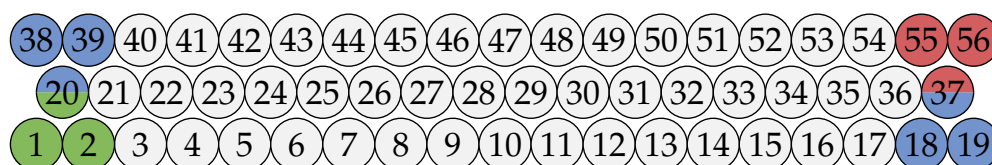


Figure 2.79 – Identification des groupes subissant les contraintes les plus fortes

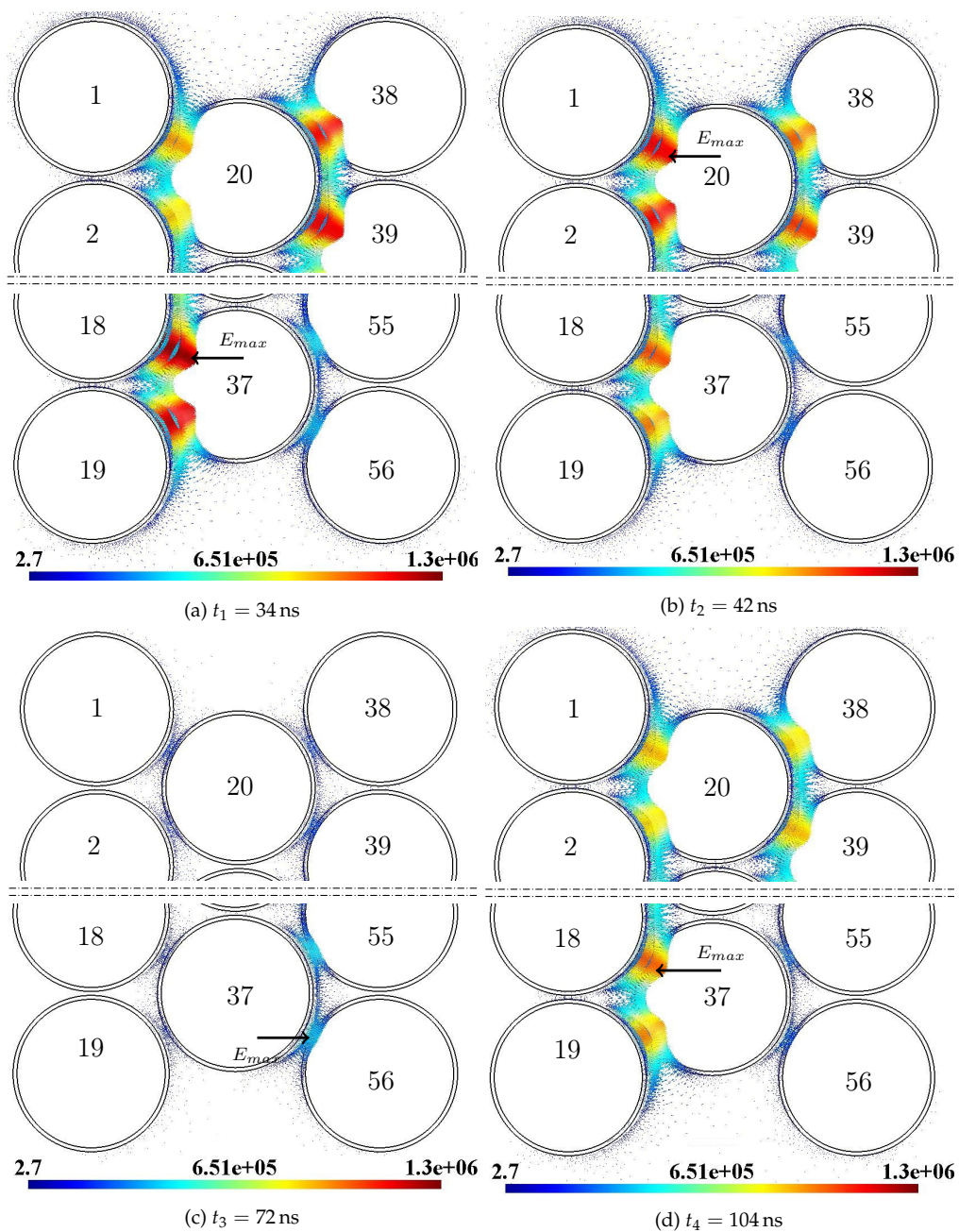


Figure 2.80 – Répartition du champ électrique dans la bobine

Bilan

Dans cette partie, nous avons vu que la simulation numérique a permis de déterminer les paramètres d'un modèle de bobine à constantes localisées. Les résultats ont montré que cette méthode conduit à une amélioration du modèle d'origine, notamment en terme de précision.

Mon apport sur le sujet a consisté en l'identification des formulations appropriées pour chaque calcul ainsi qu'à leur mise en œuvre pratique dans GetDP. Si la définition des différents éléments ne présentait pas un verrou scientifique en soi, il est tout de même apparu que la détermination de certaines grandeurs, comme les pertes fer et les pertes diélectriques, nécessite encore des travaux complémentaires. C'est pourquoi, à l'heure actuelle, ils sont orientés dans cette direction avec, notamment, une collaboration avec l'ULB¹ et KU Leuven².

5.3 Prédétermination du PDIV

Contexte

Dans son article publié en 1889 [1], Friedrich Paschen décrit la loi qui aujourd'hui porte son nom et qui permet de déterminer la tension V_b correspondant à l'amorçage des phénomènes qui conduisent à la rupture de l'isolation électrique d'un gaz immobile situé entre deux électrodes métalliques planes :

$$V_b = \frac{B p d}{\ln(A p d) - \ln[\ln(1 + \frac{1}{\gamma_{se}})]} \quad (2.36)$$

avec p la pression (en Torr), d la distance séparant les deux électrodes (en cm), γ_{se} le second coefficient de Townsend et A et B deux coefficients qui dépendent à la fois de la température et du gaz considéré [2]. Pour un gaz donné, on peut donc tracer la courbe de Paschen $V_b = f(d)$, où V représente la tension entre les deux électrodes. À titre d'exemple, à une température de 20 °C, sous une pression de 760 Torr (*ie* 1 bar), les coefficients pour l'air sont : $A = 15 \text{ Torr}^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$, $B = 365 \text{ V} \cdot \text{Torr}^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$ et $\gamma_{se} = 0.01$. La courbe correspondante est présentée à la figure 2.81.

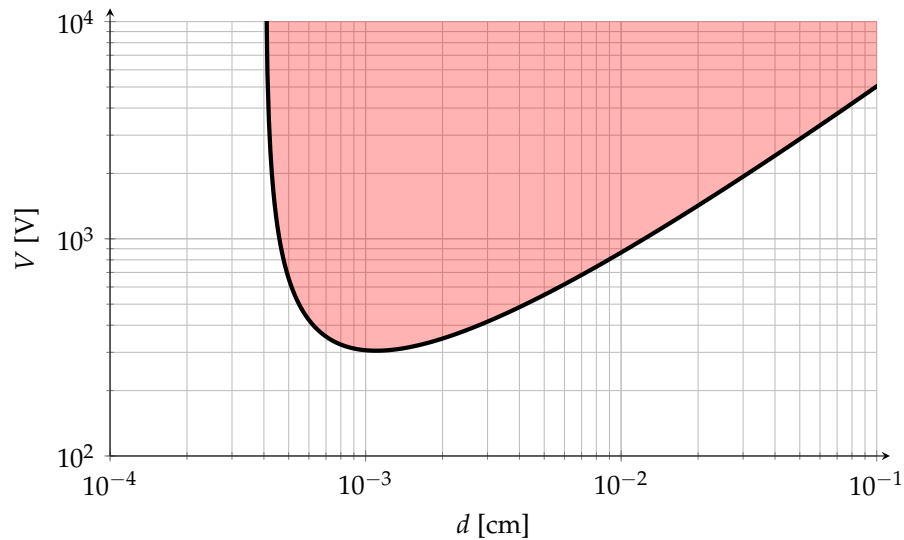


Figure 2.81 – Courbe de Paschen pour l'air avec $T = 20 \text{ °C}$ et $p = 760 \text{ Torr}$

Cette courbe peut être utilisée comme critère pour la détermination du PDIV. En effet, considérons deux électrodes plongées dans un gaz, alimentées sous une tension V_0 et séparées par une distance d_0 . Si le point de coordonnées (d_0, V_0) est situé au dessous de la courbe, alors

1. Université Libre de Bruxelles

2. Katholieke Universiteit Leuven

aucune décharge partielle n'apparaîtra. À l'inverse, s'il est situé au dessus, dans la zone représentée en rouge sur la figure 2.81, alors il y aura apparition de décharges partielles. Maintenant, et c'est la situation qui nous intéresse, si ce point est exactement sur la courbe, alors le PDIV est égal à V_0 .

Selon la théorie de Paschen, durant l'effet d'avalanche qui conduit à l'apparition de décharges partielles et sous un champ électrique uniforme, les électrons suivent une ligne de champ. Aussi, dans ces conditions, la distance d_0 et la tension V_0 , tels que nous les avons définis correspondent respectivement à la longueur d'une ligne de champ dans le gaz et à la différence de potentiels qui apparaît entre le départ et l'arrivée de cette dernière. Cette distance est impossible à mesurer, alors qu'elle est déterminable à l'aide de la simulation numérique.

Utilisation des deux formulations électrostatiques duales pour la détermination du PDIV

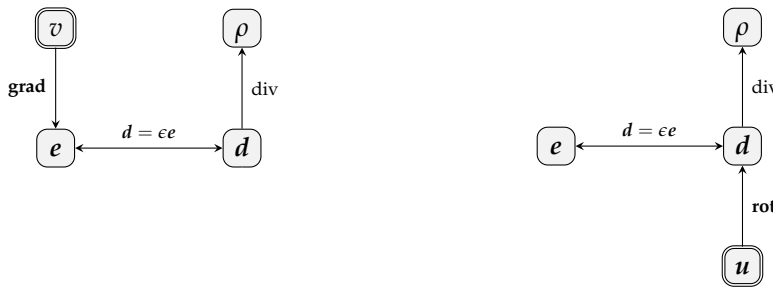
Le mode opératoire permettant de déterminer le PDIV correspond à un modèle électrostatique. Nous avons vu précédemment qu'un problème électrostatique peut être résolu soit à l'aide de la formulation en potentiel scalaire électrique 2.5, soit à l'aide de celle en potentiel vecteur 2.8. La première formulation est la plus largement implémentée et utilisée dans les codes de calculs, qu'ils soient commerciaux ou de recherche, pour ne pas dire la seule, pour deux raisons. D'une part, elle est très facile à implémenter dans la mesure où la grandeur source, le potentiel électrique v , apparaît directement dans l'équation à résoudre. Son imposition est donc immédiate. D'autre part, dans un cas 3D, le système à résoudre est plus petit que pour la formulation en potentiel vecteur puisque la grandeur à calculer, également v , est discrétisée sur les nœuds.

On peut également ajouter que, dans l'extrême majorité des cas, l'étude d'un système électromagnétique à l'aide d'un modèle électrostatique a pour objectif de déterminer la distribution du champ électrique, la différence de potentiel qui existe entre deux points ou encore de quantifier des effets capacitifs. Si on considère le diagramme de Tonti de la figure 2.82a, on constate que la formulation en potentiel scalaire électrique permet d'accéder facilement à toutes ces grandeurs. En particulier, la différence de potentiel entre deux points, qui est un des paramètres dont nous avons besoin pour exploiter la théorie de Paschen. Néanmoins, cette formulation ne permet pas d'accéder, de manière directe du moins, aux lignes de champ électrique.

La formulation en potentiel vecteur électrique, en revanche, donne directement accès à cette information dans le cas d'un calcul 2D. En effet, le potentiel vecteur u est relié au champ électrique au travers de son rotationnel (figure 2.82b). En 2D, la relation s'écrit :

$$d = \epsilon e = \text{rot } u = \text{grad } u_z \times z \quad (2.37)$$

avec u_z la norme de u et z l'axe normal au plan de l'étude. Il est donc possible, grâce cette formulation, de déterminer la longueur des lignes de champ puisque la relation 2.37 implique que ces dernières sont les lignes équi- u_z .



(a) Formulation en potentiel scalaire électrique

(b) Formulation en potentiel vecteur électrique

Figure 2.82 – Diagrammes de Tonti pour les formulations électrostatiques

Au regard de ce qui vient d'être établi, il s'avère nécessaire de réaliser deux calculs pour déterminer V_0 et d_0 , chacune des deux formulations ne donnant accès qu'à une de ces deux grandeurs. En réalité, ce n'est pas tout à fait vrai. En effet, la formulation en potentiel vecteur permet d'accéder à la distribution du champ électrique au travers de la loi de comportement électrique 2.2b (figure 2.82b). Aussi, à l'aide d'une opération de post-traitement, il est possible de calculer sa circulation le long de chaque ligne de champ. On obtient alors :

$$V_0 = \int_a^b \mathbf{e} \cdot d\mathbf{l} \quad (2.38)$$

où a et b sont respectivement les points de départ et d'arrivée de la ligne de champ considérée. Dans ces conditions, un seul calcul suffirait-il pour obtenir à la fois V_0 et d_0 ? En réalité, en raison de la dualité des deux formulations, l'une vérifiant fortement $\mathbf{rot} \mathbf{e} = 0$ et l'autre $\mathbf{div} \mathbf{d} = \rho$, il a été montré que l'utilisation de deux calculs permet d'obtenir la meilleure solution, tout en limitant la taille des maillages à utiliser [10, 11, 75, 81]. C'est cette solution que nous allons mettre en œuvre pour notre problème. Néanmoins, à titre de comparaison, nous indiquerons dans les deux exemples d'application la solution obtenue en utilisant la relation 2.38.

Mise en œuvre : le problème des coupures

Dans la relation 2.8, l'introduction d'un champ source $\mathbf{d}_s$ non nul rend le domaine d'étude multiplement connexe, et donc le potentiel u multivoque [14, 23, 58]. La manière la plus classique pour remédier à ce problème est de définir des coupures reliant les sources entre elles et au travers desquelles on impose une discontinuité de u . C'est ce qui est illustré à la figure 2.83a.

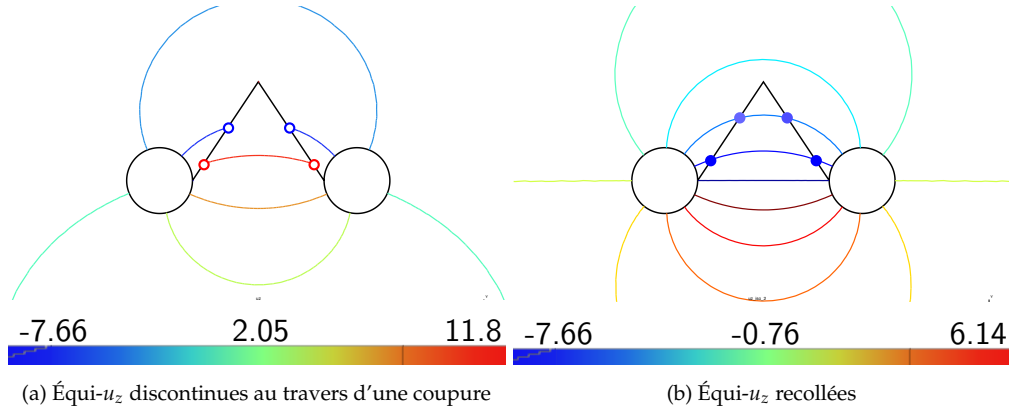


Figure 2.83 – Équi- u_z entre deux conducteurs reliés par une coupure

Si ce phénomène n'est pas un problème lorsqu'il s'agit d'étudier la répartition du champ électrique, ce potentiel vérifiant bien $\mathbf{e} = \frac{1}{\epsilon} \mathbf{rot} \mathbf{u}$, il est tout à fait réhabilitaire dans notre cas puisque les lignes de champs ne sont plus correctement définies.

La solution qui a été mise en place pour pallier à ce verrou a consisté à recoller les lignes de champs de part et d'autre des coupures. En effet à cet endroit, la valeur de la discontinuité est connue puisqu'il s'agit de la charge électrique portée par les conducteurs. Ainsi, il est possible de reconstituer chaque équi- u_z au travers de la coupure, comme illustré par la figure 2.83b [ACLI-13].

Validation sur des éprouvettes torsadées

La méthode de détermination du PDIV proposée a tout d'abord été validée sur un dispositif normalisé [26] constitué d'une paire de fils torsadés (figure 2.84). Chaque fil a un diamètre de 1,25 mm et est recouvert d'une isolation en polyester-imide et polyamide-imide.



Figure 2.84 – Éprouvette torsadée réalisée selon la norme [26]

La détermination du PDIV à l'aide de la méthode présentée précédemment se déroule de la façon suivante. Dans un premier temps, on réalise les deux calculs électrostatiques en imposant 0 V sur un des conducteurs et 1 V sur l'autre. À la suite de ces deux calculs, on trace dans le même plan la courbe de Paschen et la courbe $V_{lc} = f(d_{lc})$, où V_{lc} et d_{lc} correspondent respectivement à la tension aux bornes d'une ligne de champ et à la longueur de celle-ci. Notons qu'en présence d'isolant, V_{lc} ne correspond pas à la tension entre les conducteurs. Ensuite, tous les phénomènes mis en jeu étant linéaires, on détermine la tension à appliquer entre les deux conducteurs pour que la courbe $V_{lc} = f(d_{lc})$ soit tangente à la courbe de Paschen à l'aide d'une simple règle de trois. La valeur de tension d'alimentation ainsi obtenue est celle du PDIV.

La figure 2.85 présente les résultats obtenus à l'aide de la méthode des formulations duales et de la relation 2.38. Les courbes obtenues sont tangentes à la courbe de Paschen respectivement en ($d = 31 \mu\text{m}, V = 427 \text{ V}$) et ($d = 34 \mu\text{m}, V = 447 \text{ V}$), ce qui correspond à des valeurs de PDIV de 944 V et 937 V contre 920 V mesurés expérimentalement. Par ailleurs, la courbe obtenue à l'aide de la relation 2.38 présente un caractère bruité qu'on ne retrouve pas dans le cas de l'utilisation des formulations duales et qui est dû, comme nous l'avons évoqué, à la non vérification de $\text{rot } \mathbf{e} = 0$ au sens fort.

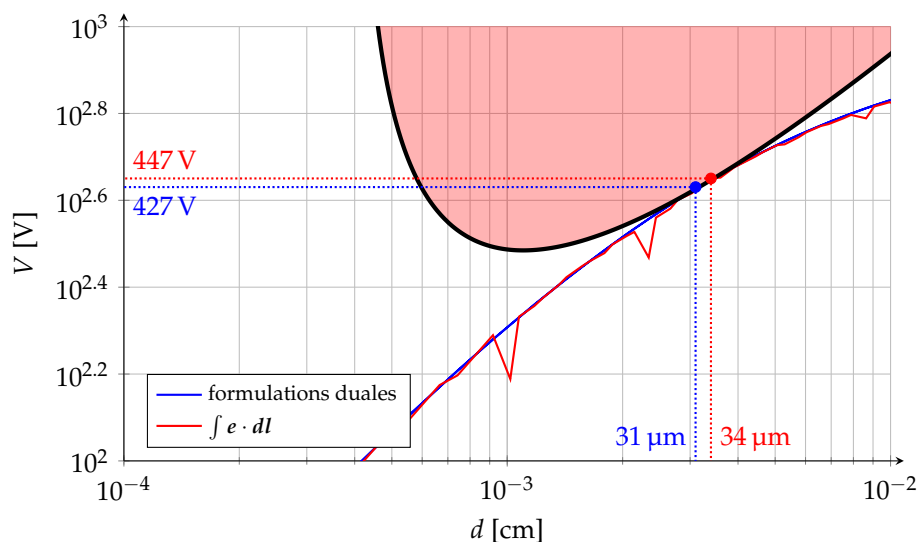


Figure 2.85 – Détermination du PDIV pour le cas d'une éprouvette torsadée normalisée

Application à une éprouvette de busbar

La même procédure est appliquée sur l'éprouvette de busbar de la figure 2.86. La figure 2.87 montre que, sur une géométrie plus complexe, l'utilisation de la relation 2.38 aboutit à des résul-

tats difficilement exploitables, alors que la méthode des formulations duales est plus robuste, à maillage donné.

En effet, le PDIV calculé à l'aide de la méthode des formulations duales et de 1557 V contre 996 V pour la relation 2.38, la mesure ayant donné 1716 V.



Figure 2.86 – Éprouvette de busbar

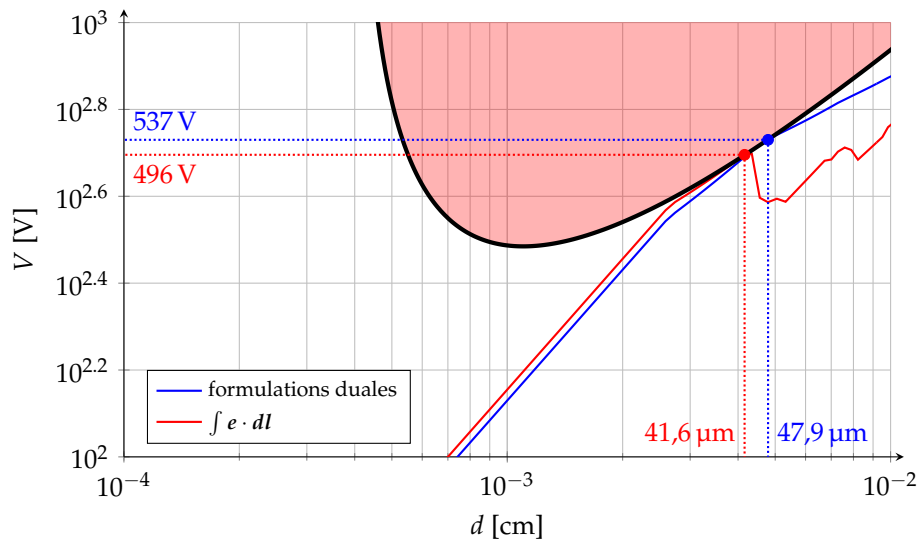


Figure 2.87 – Détermination du PDIV pour le cas d'une éprouvette de busbar

Bilan

Selon l'étude bibliographique que j'ai réalisée, la méthode présentée dans [55] constitue la seule approche dans laquelle la simulation numérique a été employée pour déterminer une valeur de PDIV jusqu'en 2018. En raison de l'utilisation de la formulation électrostatique en potentiel scalaire, elle est limitée aux dispositifs uniquement constitués de deux conducteurs identiques. La formulation en potentiel vecteur est également extrêmement peu mentionnée dans la littérature et les auteurs de [55], spécialistes des isolants et non des méthodes numériques, n'en avaient probablement pas connaissance. C'est d'ailleurs un constat qui peut encore être fait aujourd'hui puisque les auteurs de [123] proposent également de ne réaliser qu'un seul calcul, toujours en potentiel scalaire, et de déterminer les lignes de champ à l'aide d'un post-traitement sur e .

C'est donc à ce niveau que se situe mon apport, qui trouve son origine dans des discussions que j'ai pu avoir avec mes collègues du LSEE travaillant sur les problématiques d'isolation électrique. En effet, ces derniers faisaient le constat que les codes de calcul, lors d'un calcul électrostatique, ne donnent pas accès aux lignes de champ électrique alors que ces mêmes codes permettent, lors d'un calcul magnétostatique, de tracer les lignes de champ magnétique. La raison est simple, et a d'ailleurs été abordée précédemment : pour des raisons de facilité d'implémentation, la plupart des codes de calcul libres ou commerciaux utilisent la formulation en potentiel scalaire électrique pour les calculs électrostatiques et celle en potentiel vecteur magnétique pour les calculs magnétostatiques.

Les résultats obtenus laissent entrevoir qu'il est possible d'appliquer cette méthode à des dispositifs de géométries complexes, comme des busbars et des bobines. On retrouve là le lien avec les travaux de Mustapha Toudji concernant la localisation des contraintes électriques. Ces travaux sont encore en cours et nous y reviendrons dans la partie de ce manuscrit dédiée aux perspectives à court terme.

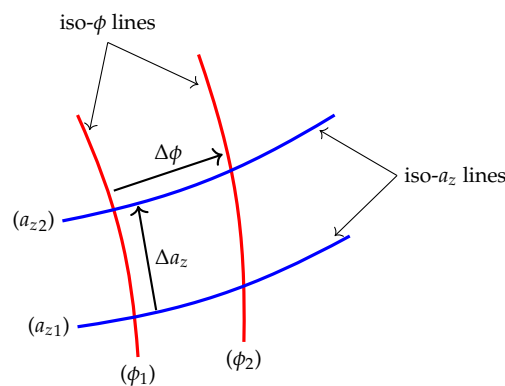


Figure 2.88 – Définition d'un tube de flux

Ces travaux ont également ouvert des perspectives qui ont dépassé le cadre de l'étude des PDIV. En effet, la méthode de recollement des lignes de champ peut également être appliquée en magnétostatique sur le potentiel scalaire magnétique de la relation 2.10. Dans ce cas, il est possible de définir un tube de flux (figure 2.88), et donc une reluctance. Il a été montré dans [ACLI-13] qu'il est alors possible de se servir de cette méthode pour établir des réseaux de reluctances pour des géométries complexes, comme des entrefer de MRV. Cette méthode a également été reprise dans des travaux sur la génération de maillages [121].

Chapitre 3

Bilan et perspectives

1 Bilan

Les travaux réalisés au sein d'un laboratoire de recherche sont menés en équipe, notamment au travers de coencadrements de thèses. À ce titre, outre ma contribution aux orientations à suivre ainsi qu'à la conception de certains dispositifs expérimentaux, mon apport personnel s'est principalement traduit par la mise en place et l'exploitation de simulations numériques dédiées et adaptées à chacun des projets permettant de compléter une approche théorique et/ou expérimentale. Comme l'a montré le chapitre précédent, mes travaux de recherche se sont inscrits dans les deux thématiques développées au LSEE : l'étude et l'amélioration de l'efficacité énergétique des transformateurs et des machines tournantes d'une part et, d'autre part, la conception d'outils pour l'analyse de la fiabilité de leur système d'isolation électrique.

1.1 Efficacité énergétique des dispositifs électrotechniques

Ma contribution à cette thématique s'est déclinée en deux axes. Tout d'abord, la conception et le dimensionnement d'un dispositif original d'amélioration de la qualité de l'énergie électrique [Th-2]. Ensuite, l'analyse de l'utilisation de tôles GO dans les systèmes électrotechniques. Cet axe peut lui-même être divisé en deux parties. La première porte sur l'étude de la composition des noyaux de transformateurs, tant au niveau de la qualité des tôles employées que de leur agencement dans les coins [Th-1]. La deuxième porte sur l'intégration de ce type d'acier dans la composition des noyaux de machines tournantes [Th-4, Th-5].

- Les travaux de thèse de Virginie Majchrzak [Th-2] ont permis d'aboutir à un prototype industriel de régulateur de tension série à électronique de puissance protégée. Dans ces travaux, la simulation numérique a d'abord permis de mieux comprendre le fonctionnement du principe de l'entrefer virtuel, notamment au travers de l'étude de l'interaction entre les flux magnétiques continus et alternatifs, mais également de montrer la viabilité de la mise en œuvre de ce principe pour réaliser un by-pass magnétique. Ensuite, l'utilisation de la simulation numérique, dont les résultats ont été confirmés par des essais expérimentaux réalisés à la fois sur une maquette de laboratoire à échelle réduite et sur le prototype, a permis de déterminer des lois de dimensionnement utilisables pour la conception de régulateurs à échelle industrielle intégrables dans le réseau électrique.
- Dans le cadre des travaux de thèse de Rémi Penin [Th-1], l'emploi des simulations numériques, réalisées systématiquement en association avec des relevés expérimentaux, a abouti à deux résultats majeurs dans l'étude du comportement des noyaux de transformateurs. Le premier, qui concerne l'étude des pertes fer dans les coins, a consisté à réaliser le lien entre l'épaisseur des entrefers interlaminaires et la répartition non homogène du flux magnétique dans cette zone. Le deuxième concerne l'induction critique, qui est un

des marqueurs utilisés par les fabricants de transformateurs pour le dimensionnement de noyaux de transformateurs silencieux. Il a en particulier été mis en évidence que la qualité des tôles utilisées a une influence sur sa valeur, résultat qui n'était pas présent, pour ce que nous avons pu constater, dans la littérature.

- Les travaux sur la thématique de l'utilisation de tôles GO dans les machines tournantes, initiés au LSEE au travers de la thèse [86], sont à la base des thèses [Th-4, Th-5] que j'ai, pour la première, coencadrée, et que je coencadre actuellement pour la seconde. Les travaux de Racha Aydoun [Th-5], actuellement en cours, ont déjà permis de mettre en évidence que la meilleure induction à saturation offerte par ce type de tôle conduit à une augmentation du couple statique d'une MRV.

1.2 Analyse de la fiabilité des systèmes d'isolation électrique

Comme pour l'efficacité énergétique, ma contribution aux travaux menés sur les systèmes d'isolation électrique s'est articulée autour de deux axes : la détermination des contraintes interspires générées par des fronts de tensions raides appliqués à l'entrée d'une bobine d'une part et, d'autre part, l'établissement d'une méthode permettant de déterminer le PDIV dans des dispositifs aux géométries quelconques.

- Les travaux de Mustapha Toudji [Th-3] ont permis de montrer que la simulation numérique pouvait être utilisée pour quantifier des phénomènes physiques, résistifs, capacitifs et inductifs, dans le but de déterminer les paramètres d'un modèle à constantes localisées et contribuer à en améliorer la granulosité. En outre, ce modèle étant basé sur l'identification d'une cellule de base reproduite autant de fois que la bobine étudiée compte de spires, le résultat le plus significatif de cette partie des travaux a été d'avoir pu mettre en évidence l'importance de la position de la spire sur la valeur des paramètres. En particulier, nous avons mis en lumière l'importance de la prise en compte de l'effet de peau et des effets de proximité sur la détermination des pertes Joule ainsi que sur les flux embrassés par chacune des spires. De plus, le modèle à constantes localisées permettant de déterminer avec une précision satisfaisante les tensions interspires qui apparaissent dans une bobine, il a été montré qu'il est possible, à l'aide d'une simulation électrostatique en pas à pas dans le temps, de localiser les contraintes qui s'appliquent sur le système d'isolation électrique, temporellement et spatialement.
- Les travaux relatifs à la détermination du PDIV sont complémentaires de ceux qui viennent d'être mentionnés. Jusqu'ici, les rares références bibliographiques utilisant la simulation numérique pour ce type d'étude étaient limitées aux géométries simples, en raison de l'utilisation de la formulation électrostatique en potentiel scalaire uniquement. Dans les travaux qui ont été menés, j'ai pu contribuer à lever ce verrou à l'aide d'une approche par formulations duales, qui permet de déterminer les deux paramètres requis pour tracer la courbe de Paschen. Cette courbe étant un marqueur reconnu dans la littérature pour l'étude de l'apparition des décharges partielles, nous disposons maintenant d'un outil capable de déterminer le PDIV de dispositifs aux géométries variées, dans les limites des hypothèses de Paschen. Nous y reviendrons dans les perspectives à court terme.

2 Perspectives

Les travaux présentés ont permis de lever certains verrous scientifiques sur des problématiques actuelles. Ces avancées ont aussi posé d'autres problématiques et généré des perspectives.

2.1 À court terme

Comme pour tout coencadrant de thèses encore en cours, une partie des perspectives à court terme concerne le travail à réaliser pour que ces dernières arrivent à leur terme dans les

meilleures conditions possibles.

C'est notamment le cas de celle de Racha Aydoun [Th-5] qui entre dans sa dernière année. Nous avons vu dans ce manuscrit que les simulations numériques ont mis en évidence l'intérêt de la MRV à flux axial par rapport à son homologue à flux radial, notamment en ce qui concerne l'encombrement, mais également l'intérêt de l'utilisation de tôles GO dans la composition du noyau magnétique. Cependant, en ce qui concerne ce point, qui est au cœur du sujet de la thèse, la validation a été réalisée sur une structure simplifiée, en 2D et avec un rotor en rotation. Il peut être intéressant, dans un premier temps, de réaliser la même étude en simulant un rotor en translation afin de se rapprocher d'une MRV à flux axial. Il pourra également être intéressant de mener l'étude déjà réalisée sur la machine en 3D en intégrant l'anisotropie. Cependant, lorsqu'il s'agira d'établir des conclusions sur la base de cette simulation, il sera important de bien prendre en compte toutes les limitations inhérentes à l'utilisation du modèle tensoriel 2.28.

Le cas de la thèse de Raphaël Pile [Th-6] est un peu différent. Compte-tenu du calendrier qui a été établi à son lancement il y a moins d'un an, le travail s'est pour le moment focalisé sur des développements analytiques concernant le calcul des efforts dans les entrefers de machines à l'aide du tenseur de Maxwell. Le fil conducteur de ce manuscrit étant focalisé sur l'apport de la simulation numérique, j'ai choisi de ne pas les intégrer. Néanmoins, toujours en accord avec le calendrier de travail, l'utilisation de la méthode des éléments finis pour la réalisation de calculs magnéto-mécaniques couplés est prévue.

Les thèses soutenues récemment, notamment [Th-2] sur le régulateur de tension série, [Th-3] sur l'étude des contraintes sur les systèmes d'isolation électrique, et [Th-4] sur les machines asynchrones à haute performance énergétique, ont également amené des perspectives à court terme. Nous avons vu que les travaux développés dans [Th-2] ont abouti à la réalisation d'un prototype. Ses deux fonctions principales, la régulation de tension et la protection du convertisseur électronique de puissance, ont été testées et validées expérimentalement. Les essais de validation n'ont pas été réalisés à l'aide de convertisseurs électroniques de puissance, mais à l'aide des sources de tension classiques. Aussi, il est nécessaire de réaliser toute la partie commande du dispositif, qui comprend la régulation de tension à l'aide d'un onduleur monophasé, la détection de courant de défaut ainsi que l'alimentation des bobinages auxiliaires. Ces travaux ont déjà démarré; le démonstrateur final est prévu pour la première moitié de l'année 2019.

En ce qui concerne la thèse [Th-3], il reste encore des compléments à apporter. Je pense notamment au calcul des résistances traduisant les pertes diélectriques ainsi qu'à une meilleure répartition des pertes fer sur chacune des spires. Ce travail a également déjà commencé au travers d'une collaboration avec l'ULB et KU Leuven. Par ailleurs, d'un point de vue pratique, il s'agira d'adapter les outils réalisés par Mustapha Toudji pour la détermination des paramètres du modèle à constantes localisées et par moi-même pour la détermination du PDIV afin de pouvoir les coupler. Nous disposerons alors d'un outil performant pour l'aide au dimensionnement de bobinages.

Il est à noter que le travail de finalisation de ce qui a été entrepris au cours des thèses [Th-2, Th-3] est doublement important. Tout d'abord, il permet de pouvoir initier les travaux suivants sur des bases saines et avec des outils, le prototype pour un cas, l'outil de prédiction des contraintes interspires pour l'autre, testés, validés et robustes. Ensuite, je pense que le monde de la recherche est en pleine mutation et qu'à ce titre, une grande partie des financements des travaux futurs proviendra de partenariats industriels. De ce point de vue, disposer de démonstrateurs numériques ou expérimentaux prêts à l'emploi constitue un atout indéniable pour initier des collaborations.

Enfin, les travaux réalisés dans la thèse [Th-4], mentionnés dans la partie de ce manuscrit consacrée à l'utilisation de tôles GO dans les empilements décalés, ont mis en évidence le chemin qu'il reste encore à parcourir dans la prise en compte de l'anisotropie. En effet, ces travaux nécessitaient des modélisations en 3D avec une prise en compte précise de la géométrie des stators des machines, en particulier les dents et l'entrefer, ce qui conduisait à des calculs pour lesquels la convergence était difficile à atteindre. Ces difficultés ont également été rencontrées

dans le cadre des travaux de thèse [Th-1] et [Th-2]. De manière générale, du point de vue de la simulation numérique, l'anisotropie des tôles GO a toujours été un verrou dans les différentes opérations auxquelles j'ai participé. Or, compte-tenu des activités menées au LSEE et du partenariat fort avec tkES, il apparaît nécessaire de disposer d'un modèle à la fois précis et robuste les concernant.

2.2 À moyen terme

J'ai choisi d'intégrer la modélisation du comportement magnétique des tôles GO dans mes perspectives à moyen terme pour deux raisons. La première vient de l'étude bibliographique que j'ai pu réaliser sur le sujet et qui montre que, depuis le milieu des années 80 jusqu'au début des années 2000, plusieurs modèles ont été développés sans qu'aucun ne s'impose comme référence. Il convient donc d'être prudent, même si les travaux qui ont déjà été initiés sur le sujet au LSEE au cours du stage de Fan Jiang [AE-4] ont montré que la méthode des fonctions de distribution des orientations est très prometteuse [ACLI-15]. La deuxième raison concerne les dispositifs de caractérisation d'aciers électriques eux-mêmes. Les dispositifs actuellement normalisés, le SST¹ et le cadre Epstein, ne sont pas adaptés pour la caractérisation d'aciers présentant un caractère anisotrope [12, 49] dans la mesure où l'excitation est unidirectionnelle. Différentes études ont proposé des dispositifs de mesure en champ bidirectionnels [25, 89, 116, 122], essentiellement pour la caractérisation des pertes fer. Il ressort de ces références que le principal verrou concerne la mesure du champ magnétique à l'aide de *H-coil*.

On voit que ce travail fait apparaître deux axes distincts : l'établissement de modèles du comportement magnétique des aciers GO d'une part et, d'autre part, leur caractérisation expérimentale. Le LSEE a une expertise certaine en ce qui concerne ce second axe. C'est pourquoi je pense que ce travail pourra être mené à bien en collaborant avec des laboratoires ayant déjà une expertise dans le domaine de la modélisation des matériaux. Je porte d'ailleurs un projet de thèse en cotutelle avec le laboratoire GRUCAD² de l'université fédérale de Santa Catarina au Brésil. Le travail se déroulera en deux phases. Dans la première, qui se déroulera au sein du LSEE, il s'agira de mettre en place deux dispositifs de caractérisation d'acier électrique en champ tournant identifiés suite à une étude bibliographique déjà réalisée. Le premier dispositif consiste à exciter deux culasses en forme de C décalées de 90°. Ce dispositif présente l'avantage d'être relativement facile à mettre en œuvre en laboratoire. Néanmoins, compte-tenu des dimensions des culasses, la zone de l'échantillon sur laquelle le champ magnétique est homogène est assez réduite. En raison de la taille importante (quelques cm) des grains présents dans les tôles GO, une étude devra être réalisée pour que le dimensionnement des culasses permette de limiter ce phénomène le plus possible. Le deuxième dispositif se base sur le principe de cadre Hallbach. Par rapport au dispositif précédent, il présente l'avantage de garantir une répartition uniforme du champ magnétique dans l'échantillon testé. Néanmoins, le système étant réalisé à l'aide d'un stator de machine asynchrone triphasée dans lequel est placé l'échantillon, il est plus délicat à instrumenter. De plus, une attention particulière devra être portée sur le champ créé par les parties frontales des bobinages et qui pourrait venir polluer les mesures. Dans la seconde phase, qui se déroulera au sein du GRUCAD, il s'agira d'adapter les modèles hystériques développés antérieurement aux spécificités des tôles GO.

En ce qui concerne l'étude du système d'isolation électrique, un verrou fort concernant le modèle à constantes localisées qui a été présenté réside dans la dépendance de ses paramètres à la fréquence. En effet, ceux-ci sont calculés à une fréquence donnée, ce qui limite sa validité à une bande de fréquence relativement restreinte. Les pistes les plus prometteuses peuvent être trouvées dans les outils classiques de traitement du signal, comme la transformée inverse.

1. Single Sheet Tester

2. Grupo de Concepção e Analise de Dispositivos Electromagnéticos

2.3 À plus long terme

Au cours des différentes études auxquelles j'ai participé au sein du LSEE, j'ai pu me rendre compte de l'intérêt de travailler avec des outils ouverts tels que GMSH et GetDP, en particulier en ce qui concerne les possibilités qu'ils offrent en matière d'implémentation de fonctionnalités non intégrées à la base. Il est également apparu au cours de mes travaux que la réalisation de modèles 3D pouvait être fastidieuse, la géométrie étant à réaliser à partir de la feuille blanche. Dans le cadre des activités du LSEE, les collègues, permanents comme doctorants, ne peuvent pas toujours consacrer un temps important à la réalisation de modèles complexes, ce qui est souvent, pour eux, un frein à la réalisation de simulations numériques qui pourraient pourtant être très utiles à leurs travaux. Aussi, il pourrait être intéressant d'envisager la création de topologies préétablies de transformateurs ou de machines tournantes.

En ce qui concerne l'étude du système d'isolation électrique, on observe une montée en fréquence importante des composants d'électronique de puissance qui équipent les convertisseurs. Cette augmentation pose la question de la validité de l'approximation des régimes quasi statiques, voire même de l'emploi des modèles dynamiques dans lesquels les courants de déplacement sont négligés devant les courants de conduction dans la relation 2.1a. L'utilisation du modèle *full wave* reste encore difficile à envisager pour deux raisons. La première concerne l'instabilité numérique dont il souffre aux fréquences qui nous concernent, celles-ci étant situées dans la partie basse des hautes fréquences. La deuxième concerne l'éternel taille du système matriciel à résoudre. Une première piste serait d'envisager un calcul par sous problèmes en limitant l'emploi de la formulation *full wave* à des régions précises du domaine d'étude, à l'image de ce qui a été proposé par la méthode des perturbations développée à l'Ulg [63]. Une autre piste serait d'imaginer les conditions d'applications de la formulation *full wave* aux cas 2D, même si, sur le papier, cela paraît tout à fait antinomique.

Quelle que soit la piste envisagée, le positionnement thématique du LSEE et la validation par l'expérimentation permettent d'envisager des collaborations fructueuses avec les laboratoires spécialisés dans le développement de méthodes numériques. Et c'est, à mon sens, une piste particulièrement intéressante à suivre.

Annexe A

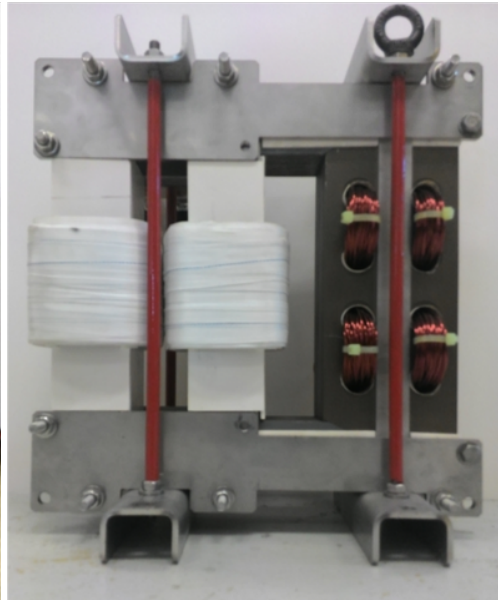
Prototype de régulateur série à électronique de puissance protégée

Cahier des charges	
Tension régulée efficace	23 V
Courant nominal efficace	41 A
Courant de défaut à limiter maximal	5 fois le courant nominal
Rapport de transformation	1
Partie transformateur	
Type	UI
Largeur des colonnes CE et RE	5 cm
Épaisseur	4,8 cm
Hauteur	30 cm
Section	24 cm ²
Nombre de spires des bobines CE et RE	32
Partie colonne de retour	
Nombre de paires de trous	4
Nombre de spires du bobinage auxiliaire	4 × 80
Courant continu nominal du bobinage auxiliaire	5 A
Largeur de la colonne de retour	10 cm
Pertes	
Pertes totales dans la partie transformateur	80 W
Pertes Joule dans le bobinage auxiliaire	5,5 W

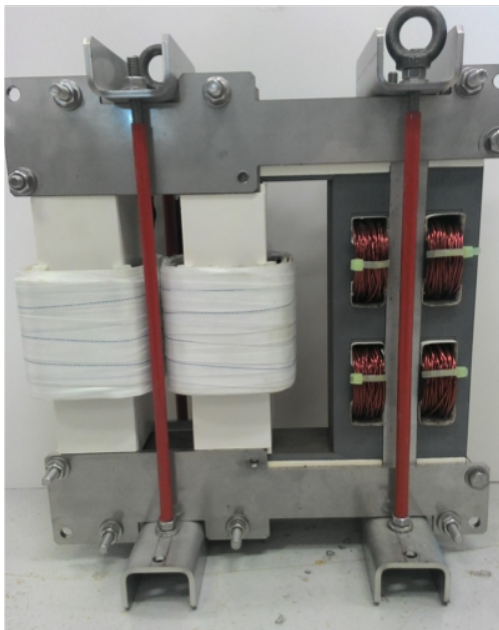
Tableau A.1 – Caractéristiques du prototype basse tension de régulateur série à électronique de puissance protégée



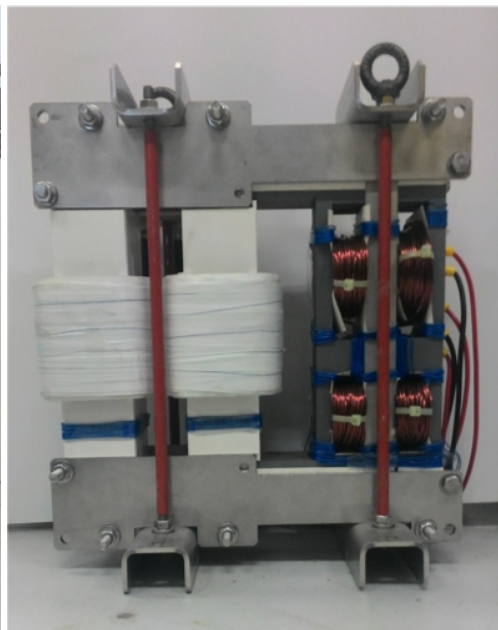
(a) Prototype 4pC-GO



(b) Prototype 4pC-NO



(c) Prototype 4pR-GO



(d) Prototype 4pRb-GO

Figure A.1 – Prototypes réalisés [Th-2]

Annexe B

Références des encadrements et des contrats

- [Th-1] R. PENIN, « Evaluation a priori des performances environnementales d'un noyau magnétique de transformateur triphasé sur la base de tests simplifiés », thèse de doct., Université d'Artois, 8 avr. 2014.
- [Th-2] V. MAJCHRZAK, « Régulateur magnétique à haute fiabilité pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique. », thèse de doct., Université d'Artois, 28 nov. 2016.
- [Th-3] M. TOUDJI, « Développement de méthodes d'analyse des contraintes sur les isolants inter-spires des bobinages des machines électriques », thèse de doct., Université d'Artois, 14 déc. 2017.
- [Th-4] V. MALLARD, « Définition de machines asynchrones à très hautes efficacité énergétique par actions conjuguées du cuivre rotorique et de l'acier à grains orientés », thèse de doct., Université d'Artois, 2018.
- [Th-5] R. AYDOUN, « Conception d'une machine à reluctance variable à flux axial et tôles à grains orientés », thèse de doct., Université d'Artois, 2019.
- [Th-6] R. PILE, « Méthodes numériques appliquées au calcul des vibrations d'origine électromagnétique : schémas de projection des efforts magnétiques et développement de modèles réduits », thèse de doct., Université de Lille, 2021.
- [PDoc-1] R. PENIN, *Fiabilisation de la mesure de bruit des transformateurs*, 2014.
- [AE-1] V. MAJCHRZAK, *Nouveau transformateur de couplage pour les régulateurs série*, 2013.
- [AE-2] I. NACEUR, *Dimensionnement et réalisation d'un limiteur de courant*, 2014.
- [AE-3] E. CAILLEAUX, *Conception et essais de la commande d'un convertisseur électronique pour un régulateur de tension série*, 2016.
- [AE-4] F. JIANG, *Modélisation de l'anisotropie magnétique dans les tôles à grains orientés par la méthode des fonctions de distribution des orientations*, 2017.
- [CAT-1] *Core models*, 2010.
- [CAT-2] *Régulateur magnétique à haute fiabilité pour améliorer la qualité de la tension d'un réseau de distribution*, 2013.
- [CAT-3] *Définition de machines asynchrones à très hautes efficacité énergétique par actions conjuguées du cuivre rotorique et de l'acier à grains orientés*, 2014.
- [CIP-1] *Prestation d'étude pour optimiser un moteur à hystérésis*, 2012.
- [CIP-2] *Utilisation alternative des tôles à grains orientés*, 2012.

- [CIP-3] *Contribution apportée par les tôles à grains orientés au bruit des noyaux de transformateur de puissance*, 2014.
- [CIP-4] *Conception et essais de la commande d'un convertisseur électronique pour un régulateur de tension série*, 2016.

Bibliographie

Références bibliographiques

- [1] F. PASCHEN, « Ueber die zum Funkenübergang in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure bei verschiedenen Drucken erforderliche Potentialdifferenz », *Annalen der Physik*, t. 273, n° 5, p. 69-96, 1889.
- [2] E. BADAREAU et I. POPESCU, *Gaz ionisés : décharges électriques dans les gaz*. Dunod, 1968.
- [3] P. C. JOSLIN, A. J. MOSES et 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*, t. 119, n° 6, p. 709, 1972.
- [4] T. YAMAMOTO, S. TAGUCHI, A. SAKAKURA et T. NOZAWA, « Magnetic properties of grain-oriented silicon steel with high permeability Orientcore HI-B », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 8, n° 3, p. 677-681, 1972.
- [5] A. J. MOSES, « Effects of stresses on magnetic properties of silicon-iron laminations », *Journal of Materials Science*, t. 9, n° 2, p. 217-222, 1974.
- [6] S. TAGUCHI, T. YAMAMOTO et A. SAKAKURA, « New grain-oriented silicon steel with high permeability "ORIENTCORE HI-B" », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 10, n° 2, p. 123-127, 1974.
- [7] T. WEILAND, « Eine methode zur Lösung der Maxwellschen Gleichungen für sechskomponentige felder auf diskreter basis », *Electronics and Communication (AEÜ)*, t. 31, n° 3, p. 116-120, 1977.
- [8] H.-J. BUNGE, *Texture analysis in materials science*. Butterworth-Heinemann, 1982.
- [9] T. NAKATA, N. TAKAHASHI et Y. KAWASE, « Magnetic performance of step-lap joints in distribution transformer cores », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 18, n° 6, p. 1055-1057, 1982.
- [10] P. HAMMOND et T. TSIBOUKIS, « Dual finite-element calculations for static electric and magnetic fields », *IEE Proceedings A Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, Reviews*, t. 130, n° 3, p. 105, 1983.
- [11] —, « Dual finite-element calculations for static electric and magnetic fields », *IEE Proceedings A Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, Reviews*, t. 130, n° 3, p. 105, 1983.
- [12] A. MOSES et S. HAMADEH, « Comparison of the Epstein-square and a single-strip tester for measuring the power loss of nonoriented electrical steels », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 19, n° 6, p. 2705-2710, 1983.
- [13] G. BERTOTTI, « General properties of power losses in soft ferromagnetic materials », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 24, n° 1, p. 621-630, 1988.

- [14] A. BOSSAVIT, « Magnetostatic problems in multiply connected regions : some properties of the curl operator », *IEE Proceedings A Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, Reviews*, t. 135, n° 3, p. 179, 1988.
- [15] Y. TAKADA, M. ABE, S. MASUDA et J. INAGAKI, « Commercial scale production of Fe-6.5 wt. % Si sheet and its magnetic properties », *Journal of Applied Physics*, t. 64, n° 10, p. 5367-5369, 1988.
- [16] S. CRISTINA et M. FELIZIANI, « A finite element technique for multiconductor cable parameters calculation », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 25, n° 4, p. 2986-2988, 1989.
- [17] R. KRISHNAN, M. ABOUZEID et X. MANG, « A design procedure for axial field switched reluctance motors », in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1990, p. 241-246.
- [18] F. PIRIOU et A. RAZEK, « Finite element analysis in electromagnetic systems-accounting for electric circuits », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 29, n° 2, p. 1669-1675, 1993.
- [19] Z. VALKOVIC, « Effect of electrical steel grade on transformer core audible noise », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 133, n° 1-3, p. 607-609, 1994.
- [20] F. LOFFLER, T. BOOTH, H. PFÜTZNER, C. BENGTSSON et K. GRAMM, « Relevance of step-lap joints for magnetic characteristics of transformer cores », *IEE Proc.-Electr. Power Appl*, t. 142, n° 6, p. 371-378, 1995.
- [21] R. J. NELSON, N. H. WOODLEY, D. G. RAMEY et E. M. GULACHENSKI, « Requirements for dynamic voltage restoration to relieve distribution system voltage sags », in *57th American Power Conference*, 1995.
- [22] P.-A. RAVIART et E. SONNENDRÜCKER, « Approximate models for the Maxwell equations », *Journal of Computational and Applied Mathematics*, t. 63, n° 1-3, p. 69-81, 1995.
- [23] Z. REN, « A 3D vector potential formulation using edge element for electrostatic field computation », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 31, n° 3, p. 1520-1523, 1995.
- [24] A. HASENZAGL, B. WEISER et H. PFÜTZNER, « Magnetostriction of 3% SiFe for 2-D magnetization patterns », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 160, p. 55-56, 1996.
- [25] —, « Novel 3-phase excited single sheet tester for rotational magnetization », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 160, p. 180-182, 1996.
- [26] « IEC60851 : Methods of test for winding wires - Part 1 - General », International Electrotechnical Commission, Standard, 1996.
- [27] P.-A. RAVIART et E. SONNENDRÜCKER, « A hierarchy of approximate models for the Maxwell equations », *Numerische Mathematik*, t. 73, n° 3, p. 329-372, 1996.
- [28] B. SARENI, L. KRÄHENBÜHL, A. BEROUAL et C. BROSSEAU, « Complex effective permittivity of a lossy composite material », *Journal of Applied Physics*, t. 80, n° 8, p. 4560-4565, 1996.
- [29] —, « Effective dielectric constant of periodic composite materials », t. 80, n° 3, p. 1688-1696, 1996.
- [30] B. WEISER, A. HASENZAGL, T. BOOTH et H. PFÜTZNER, « Mechanisms of noise generation of model transformer cores », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 160, p. 207-209, 1996.
- [31] A. MARIA, « Introduction to modeling and simulation », in *Proceedings of the 1997 Winter Simulation Conference*, 1997, p. 7-13.
- [32] B. SARENI, L. KRÄHENBÜHL, A. BEROUAL et C. BROSSEAU, « Effective dielectric constant of random composite materials », *Journal of Applied Physics*, t. 81, n° 5, p. 2375-2383, 1997.

- [33] P. DULAR, C. GEUZAIN, F. HENROTTE et W. LEGROS, « A general environment for the treatment of discrete problems and its application to the finite element method », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 34, n° 5, p. 3395-3398, 1998.
- [34] T. JAUCH, A. KARA, M. RAHMANI et D. WESTERMANN, « Power quality ensured by dynamic voltage correction », *ABB review*, p. 25-36, 1998.
- [35] A. KARA, P. DAHLER, D. AMHOF et H. GRUNING, « Power supply quality improvement with a dynamic voltage restorer (DVR) », in *30th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, t. 2, IEEE, 1998, p. 986-993.
- [36] S. MIDDLEKAUFF et E. COLLINS, « System and customer impact : considerations for series custom power devices », *IEEE Transactions on Power Delivery*, t. 13, n° 1, p. 278-282, 1998.
- [37] V. MOLCRETTE, J.-L. KOTNY, J.-P. SWAN et J.-F. BRUDNY, « Reduction of inrush current in single-phase transformer using virtual air gap technique », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 34, n° 4, p. 1192-1194, 1998.
- [38] C. GEUZAIN, B. MEYS, F. HENROTTE, P. DULAR et W. LEGROS, « A Galerkin projection method for mixed finite elements », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 35, n° 3, p. 1438-1441, 1999.
- [39] L. MORAN, I. PASTORINI, J. DIXON et R. WALLACE, « A fault protection scheme for series active power filters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 14, n° 5, p. 928-938, 1999.
- [40] N. WOODLEY, L. MORGAN et A. SUNDARAM, « Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer », *IEEE Transactions on Power Delivery*, t. 14, n° 3, p. 1181-1186, 1999.
- [41] A. ILO, H. PFÜTZNER et T. NAKATA, « Critical induction – a key quantity for the optimisation of transformer core operation », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 215-216, p. 637-640, 2000.
- [42] C. KRELL, N. BAUMGARTINGER, G. KRISMANIC, E. LEISS et H. PFÜTZNER, « Relevance of multidirectional magnetostriction for the noise generation of transformer cores », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 215-216, p. 634-636, 2000.
- [43] G. MECHLER et R. GIRGIS, « Magnetic flux distributions in transformer core joints », *IEEE Transactions on Power Delivery*, t. 15, n° 1, p. 198-203, 2000.
- [44] B. WEISER, H. PFÜTZNER et J. ANGER, « Relevance of magnetostriction and forces for the generation of audible noise of transformer cores », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 36, n° 5, p. 3759-3777, 2000.
- [45] M. MARRONE, « Computational aspects of the cell method in electrodynamics », *Progress In Electromagnetics Research*, t. 32, p. 317-356, 2001.
- [46] SUNG-MIN WOO, DAE-WOOK KANG, WOO-CHOL LEE et DONG-SEOK HYUN, « The distribution STATCOM for reducing the effect of voltage sag and swell », in *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, t. 2, 2001, p. 1132-1137.
- [47] W. THOMSON et M. FENGER, « Current signature analysis to detect induction motor faults », *IEEE Industry Applications Magazine*, t. 7, n° 4, p. 26-34, 2001.
- [48] E. TONTI, « A direct discrete formulation of field laws : the Cell Method », *Computer Modelling in Engineering and Science*, t. 2, n° 2, p. 237-258, 2001.
- [49] S. TUMANSKI et T. BAKON, « Measuring system for two-dimensional testing of electrical steel », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 223, n° 3, p. 315-325, 2001.
- [50] G. ALBERTIER, « Utilisation de la notion de maillage dual pour le calcul de champ », mém. de mast., Université de Lille 1, 2002.

- [51] J. PRAVEEN, P. BISHNU, S. MUNI et H. MAKTHAL, « Review of dynamic voltage restorer for power quality improvement », in *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, t. 1, 2004, p. 749-754.
- [52] H. TOLİYAT et G. KLIMAN, *Handbook of electric motors*. CRC press, 2004.
- [53] X. ZHAO, Y. WU, Z. FAN et F. LI, « Three-dimensional simulations of the complex dielectric properties of random composites by finite element method », *Journal of Applied Physics*, t. 95, n° 12, p. 8110-8117, 2004.
- [54] S. CHOI, T. WANG et D. VILATHGAMUWA, « A series compensator with fault current limiting function », *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005.
- [55] N. HAYAKAWA et H. OKUBO, « Partial discharge characteristics of inverter-fed motor coil samples under ac and surge voltage conditions », *IEEE Electrical Insulation Magazine*, t. 21, n° 1, p. 5-10, 2005.
- [56] A. KONRAD et J.-F. BRUDNY, « An improved method for virtual air gap length computation », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 41, n° 10, p. 4051-4053, 2005.
- [57] J. NIELSEN et F. BLAABJERG, « A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 41, n° 5, p. 1272-1280, 2005.
- [58] A. T. PHUNG, O. CHADEBEC, P. LABIE, Y. LE FLOCH et G. MEUNIER, « Automatic cuts for magnetic scalar potential formulations », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 41, n° 5, p. 1668-1671, 2005.
- [59] M. F. DE CAMPOS, « Anisotropy of steel sheets and consequence for Epstein test : I theory », in *XVIII IMEKO World Congress*, 2006.
- [60] A. HAIDAR, S. TAIB, I. DAUT et S. UTHMAN, « Evaluation of transformer magnetizing core loss », *Journal of Applied Sciences*, t. 6, n° 12, p. 2579-2585, 2006.
- [61] J.-F. TSAI et Y.-P. CHEN, « design and performance analysis of an axial-flux disk-type switched reluctance motor for hybrid scooters », *JSME International Journal Series C*, t. 49, n° 3, p. 882-889, 2006.
- [62] D. S. DOLAN et P. LEHN, « Analysis of a virtual air gap variable reactor », in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007, p. 1182-1187.
- [63] P. DULAR et R. V. SABARIEGO, « A perturbation method for computing field distortions due to conductive regions with h-conform magnetodynamic finite element formulations », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 43, n° 4, p. 1293-1296, 2007.
- [64] A. KONRAD et J.-F. BRUDNY, « Virtual air gap length computation with the finite-element method », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 43, n° 4, p. 1829-1832, 2007.
- [65] Y. W. LI, D. M. VILATHGAMUWA, P. C. LOH et F. BLAABJERG, « A dual-functional medium voltage level DVR to limit downstream fault currents », *IEEE Transactions on Power Electronics*, t. 22, n° 4, p. 1330-1340, 2007.
- [66] R. V. SABARIEGO et P. DULAR, « A perturbation approach for the modeling of eddy current nondestructive testing problems with differential probes », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 43, n° 4, p. 1289-1292, 2007.
- [67] V. VENEGAS, J. GUARDADO, E. MELGOZA et M. HERNANDEZ, « A finite element approach for the calculation of electrical machine parameters at high frequencies », in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, IEEE, 2007, p. 1-5.
- [68] J.-F. BRUDNY, B. CASSORET, R. LEMAÎTRE et J.-N. VINCENT, « Magnetic core and use of magnetic core for electrical machines », WO2009030779 A1, 2008.
- [69] S. CLÉNET et F. PIRIOU, « Calcul du champ électromagnétique en basses fréquences - Modèles numériques par éléments finis », *Techniques de l'ingénieur*, 2008.

- [70] D. CVORIC, S. W. H. de HAAN et J. A. FERREIRA, « Comparison of the four configurations of the inductive fault current limiter », in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, p. 3967-3973.
- [71] T. P. PHWAY et A. J. MOSES, « Magnetostriction trend of non-oriented 6.5% Si-Fe », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 320, n° 20, e611-e613, 2008.
- [72] D. SNELL, « Noise generated by model step lap core configurations of grain oriented electrical steel », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, t. 320, n° 20, e887-e890, 2008.
- [73] C. GEUZAIN et J.-F. REMACLE, « Gmsh : A 3-D finite element mesh generator with built-in pre- and post-processing facilities », *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, t. 79, n° 11, p. 1309-1331, 2009.
- [74] S. LOPEZ, B. CASSORET, J. BRUDNY, L. LEFEBVRE et J. VINCENT, « Grain oriented steel assembly characterization for the development of high efficiency AC rotating electrical machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 45, n° 10, p. 4161-4164, 2009.
- [75] Z. REN, « On the complementarity of dual formulations on dual meshes », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 45, n° 3, p. 1284-1287, 2009.
- [76] Y.-H. CHANG, C.-H. HSU et C.-P. TSENG, « Magnetic properties improvement of amorphous cores using newly developed step-lap joints », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 46, n° 6, p. 1791-1794, 2010.
- [77] T. DEVARAJU, « Role of custom power devices in power quality enhancement : a review », *International Journal of Engineering Science and Technology*, t. 2, n° 8, p. 3628-3634, 2010.
- [78] N. HIHAT, « Modèles quasi 3D pour l'analyse de structures présentant une anisotropie 3D », thèse de doct., Université d'Artois, 2010.
- [79] T. D. KEFALAS, G. LOIZOS et A. G. KLADAS, « Normal flux distribution at step-lap joints of si-fe wound cores », *Materials Science Forum*, t. 670, p. 284-290, 2010.
- [80] S. MAGDALENO et C. P. ROJAS, « Control of the magnetizing characteristics of a toroidal core using virtual gap », in *IEEE Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference*, 2010, p. 540-545.
- [81] Z. REN et H. QU, « Investigation of the complementarity of dual eddy current formulations on dual meshes », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 46, n° 8, p. 3161-3164, 2010.
- [82] H. ARIHARA et K. AKATSU, « Characteristics of axial type switched reluctance motor », in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, p. 3582-3589.
- [83] B. COUGO, A. TUYSÜZ, J. MUHLETHALER et J. W. KOLAR, « Increase of tape wound core losses due to interlamination short circuits and orthogonal flux components », in *37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2011, p. 1372-1377.
- [84] N. HIHAT, K. KOMEZA, E. NAPIERALSKA JUSZCZAK et J. P. LECOINTE, « experimental and numerical characterization of magnetically anisotropic laminations in the direction normal to their surface », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 47, n° 11, p. 4517-4522, 2011.
- [85] N. HIHAT, E. NAPIERALSKA-JUSZCZAK, J.-P. LECOINTE, J. K. SYKULSKI et K. KOMEZA, « Equivalent permeability of step-lap joints of transformer cores : computational and experimental considerations », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 47, n° 1, p. 244-251, 2011.
- [86] S. LOPEZ, « Définition de nouvelles structures de circuits magnétiques de machines AC utilisant des tôles à grains orientés », thèse de doct., Université d'Artois, 2011.

- [87] V. MIHAILA, « Nouvelle conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt », thèse de doct., Université d'Artois, 2011.
- [88] « NF EN 50160 : Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution », rapp. tech., 2011.
- [89] J. SIEVERT, « Two-dimensional magnetic measurements—history and achievements of the workshop », *Journal of Electrical Review*, t. 87, p. 1-10, 2011.
- [90] ADEME, « Transformateur de distribution et économies d'énergie », rapp. tech., 2012.
- [91] J. AVILA-MONTES et E. MELGOZA, « Scaling the virtual air-gap principle to high voltage large power applications », in *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, p. 757-762.
- [92] S. DJEBARRI, J. F. CHARPENTIER, F. SCUILLER, M. BENBOUZID et S. GUEMARD, « Rough design of a Double-Stator Axial Flux Permanent Magnet generator for a rim-driven marine current turbine », in *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2012, p. 1450-1455.
- [93] C. GEUZAIN, *Numerical techniques for forward modelling*, 2012.
- [94] P. GUINIC, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et M. DESSOUDE, « Series voltage regulator with electronics protected against short-circuits by magnetic circuit-based decoupling using holes and windows », WO2012126884, 2012.
- [95] G. LOIZOS et A. G. KLADAS, « Core vibration analysis in si-fe distributed gap wound cores », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 48, n° 4, p. 1617-1620, 2012.
- [96] R. MADHAVAN et B. G. FERNANDES, « Comparative analysis of axial flux SRM topologies for electric vehicle application », in *International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2012, p. 1-6.
- [97] X. ROBOAM, B. SARENI et A. ANDRADE, « More electricity in the air : toward optimized electrical networks embedded in more-electrical aircraft », *IEEE Industrial Electronics Magazine*, t. 6, n° 4, p. 6-17, 2012.
- [98] M. ROSSI, « Conception optimale et multi-physique de composants passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire », thèse de doct., École Centrale de Lille, 2012.
- [99] T. SHIBAMOTO, K. NAKAMURA, H. GOTO et O. ICHINOKURA, « A design of axial-gap switched reluctance motor for in-wheel direct-drive EV », in *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, p. 1160-1165.
- [100] F. BADRKHANI AJAEI, S. FARHANGI et R. IRAVANI, « Fault current interruption by the dynamic voltage restorer », *IEEE Transactions on Power Delivery*, t. 28, n° 2, p. 903-910, 2013.
- [101] R. P. FEYNMAN, R. B. LEIGHTON et M. SANDS, *The feynman lectures on physics - mainly electromagnetism and matter*. Basic books, 2013, t. 2.
- [102] *Grain oriented electrical steel PowerCore® - Our products*, ThyssenKrupp Electrical Steel, 2013.
- [103] R. MADHAVAN et B. G. FERNANDES, « Axial flux segmented srm with a higher number of rotor segments for electric vehicles », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, t. 28, n° 1, p. 203-213, 2013.
- [104] S. SAVIN, « Nouvel indicateur de vieillissement de l'isolation interspires des machines électriques utilisées en aéronautique », thèse de doct., Université d'Artois, 2013.

- [105] S. B. SHAH, P. RASILO, A. BELAHSEN et A. ARKKIO, « Modeling of losses due to inter-laminar short-circuit currents in lamination stacks », *Electrical, Control and Communication Engineering*, t. 3, n° 1, p. 31-36, 2013.
- [106] L. SOLER, « Qu'est-ce qu'un modèle scientifique? Des caractéristiques du modèle qui importent du point de vue de l'enseignement intégré de science et de technologie », *Spirale - Revue de recherches en éducation*, t. 52, n° 1, p. 177-214, 2013.
- [107] M. V. F. da LUZ, P. DULAR, J. V. LEITE et P. KUO-PENG, « Modeling of transformer core joints via a subproblem FEM and a homogenization technique », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 50, n° 2, p. 1009-1012, 2014.
- [108] J. MAGNUSSON, J. A. MARTINEZ-VELASCO, A. BISSAL, G. ENGBAHL et L. LILJESTRAND, « Optimal design of a medium voltage hybrid fault current limiter », in *IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, 2014, p. 431-438.
- [109] S. MURAKAMI, H. GOTO et O. ICHINOKURA, « A study about optimum stator pole design of Axial-gap switched reluctance motor », in *XXIth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, p. 975-980.
- [110] S. PATI, S. K. KAR, K. B. MOHANTY et S. S. DASH, « Performance improvement of a DFIG based wind energy conversion system during low voltage conditions using STATCOM », in *9th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, 2014, p. 1-7.
- [111] XIN ZHAO, J. M. GUERRERO et XIAOHUA WU, « Review of aircraft electric power systems and architectures », in *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, 2014, p. 949-953.
- [112] Y. ZHANG, R. A. DOUGAL et H. ZHENG, « Tieline reconnection of microgrids using controllable variable reactors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 50, n° 4, p. 2798-2806, 2014.
- [113] K. R. CHWASTEK, A. P. S. BAGHEL, M. F. de CAMPOS, S. V. KULKARNI et J. SZCZYGLOWSKI, « A description for the anisotropy of magnetic properties of grain-oriented steels », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 51, n° 12, p. 1-5, 2015.
- [114] J. MOENCLAY, « Méthode de conception des bobinages des actionneurs électriques adaptés aux nouvelles contraintes de l'avionique », thèse de doct., Université d'Artois, 2015.
- [115] Z. SHUAI, P. YAO, Z. J. SHEN, C. TU, F. JIANG et Y. CHENG, « Design considerations of a fault current limiting dynamic voltage restorer (FCL-DVR) », *IEEE Transactions on Smart Grid*, t. 6, n° 1, p. 14-25, 2015.
- [116] J. WANJIKU et P. PILLAY, « Design considerations of 2-D magnetizers for high flux density measurements », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 51, n° 5, p. 3629-3638, 2015.
- [117] S. MBENGUE, N. BUIRON et V. LANFRANCHI, « An anisotropic model for magnetostriction and magnetization computing for noise generation in electric devices », *Sensors*, t. 16, n° 4, p. 553, 2016.
- [118] G. SHAHGHOLIAN et Z. AZIMI, « Analysis and design of a DSTATCOM based on sliding mode control strategy for improvement of voltage sag in distribution systems », *Electronics*, t. 5, n° 4, p. 41, 2016.
- [119] P. ANDRADA, E. MARTÍNEZ, M. TORRENT et B. BLANQUÉ, « Electromagnetic evaluation of an in-wheel double rotor axial-flux switched reluctance motor for electric traction », *Renewable Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ)*, t. 1, n° 15, p. 8-12, 2017.
- [120] M. BELHADI, G. KREBS, C. MARCHAND, H. HANNOUN et X. MININGER, « Evaluation of axial SRM for electric vehicle application », *Electric Power Systems Research*, t. 148, p. 155-161, 2017.

- [121] L. DEBUSSCHERE, Y. LE MENACH, S. CLÉNET, L. CHEVALLIER, B. GROUSAUD et J.-P. DUCREUX, « Génération de maillage par intersection de lignes équipotentielles », in *NUMELEC*, 2017.
- [122] O. de la BARRIERE, C. APPINO, C. RAGUSA, F. FIORILLO, M. LOBUE et F. MAZALEYRAT, « 1-D and 2-D loss-measuring methods : optimized setup design, advanced testing, and results », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 54, n° 9, p. 1-15, 2018.
- [123] F. FRESNET, F. LOUBEAU, R. MISSOUM et S.-A. RANDI, « Modelling tools to design insulation behaviours of E-motor », in *XXV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2018.

Références personnelles

- [ACLI-1] **G. PARENT**, P. DULAR, J.-P. DUCREUX et F. PIRIOU, « Using a Galerkin projection method for coupled problems », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 44, n° 6, p. 830-833, juin 2008.
- [ACLI-2] **G. PARENT**, P. DULAR, F. PIRIOU et A. ABAKAR, « Accurate projection method of source quantities in coupled finite-element problems », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 45, n° 3, p. 1132-1135, mar. 2009.
- [ACLI-3] X. MARGUERON, A. BESRI, P. JEANNIN, J.-P. KERADEC et **G. PARENT**, « Complete analytical calculation of static leakage parameters : a step toward HF transformer optimization », *IEEE Transactions on Industry Applications*, t. 46, p. 1055-1063, mai 2010.
- [ACLI-4] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Analysis of the magnetic flux distribution in a new shifted non-segmented grain oriented AC motor magnetic circuit », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 49, n° 5, p. 1977-1980, mai 2013.
- [ACLI-5] G. VOGT, C. DEMIAN, R. ROMARY, **G. PARENT** et V. COSTAN, « Experimental model for study of electromagnetic phenomena in stator core-end laminations of large generators », *Progress In Electromagnetics Research B*, t. 56, p. 89-107, 2013.
- [ACLI-6] R. PENIN, J.-P. LECOINTE, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Grain-oriented steel rings for an experimental comparison of relative magnetostriction and Maxwell's forces effects », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 61, n° 8, p. 4374-4382, août 2014.
- [ACLI-7] —, « Impact of mechanical deformations of transformer corners on core losses », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 51, n° 4, p. 1-5, avr. 2015.
- [ACLI-8] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Design of a coupling transformer with a virtual air gap for dynamic voltage restorers », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 52, n° 7, p. 1-4, juil. 2016.
- [ACLI-9] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « A new approach to the critical induction in transformer cores », *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, t. 50, n° 4, p. 583-592, 2016.
- [ACLI-10] —, « Determination of specific losses in the limbs of an Epstein frame using a three Epstein frame methodology applied to grain oriented Electrical Steels », *Sensors*, t. 16, n° 6, p. 826, 2016.
- [ACLI-11] J.-F. BRUDNY, **G. PARENT** et I. NACEUR, « Characterization and modeling of a virtual air gap by means of a reluctance network », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 7, p. 1-7, 2017.

- [ACLI-12] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Influence of the electrical circuit configurations of a DVR coupling transformer with a magnetic bypass », *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, t. 36, n° 3, p. 804-810, mai 2017.
- [ACLI-13] **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of flux tube portions by adjunction of electric or magnetic multivalued equipotential lines », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 6, p. 1-4, juin 2017.
- [ACLI-14] M. TOUDJI, **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of winding lumped parameter equivalent circuit by means of finite element method », *IEEE Transactions on Magnetics*, t. 53, n° 6, p. 1-4, juin 2017.
- [ACLI-15] F. JIANG, M. ROSSI et **G. PARENT**, « Anisotropy model for modern grain oriented electrical steel based on orientation distribution function », *AIP Advances*, t. 8, n° 5, p. 056 104, 2018.
- [ACLI-16] V. MALLARD, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et **G. PARENT**, « The use of segmented-shifted grain-oriented sheets in magnetic circuits of small AC motors », *Open Physics*, 2018, in press.
- [ACLI-17] V. MALLARD, **G. PARENT**, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et C. DEMIAN, « Increasing the energy efficiency of induction machines by the use of grain-oriented magnetic materials and die-casting copper squirrel cage in the rotor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, in press.
- [ACTI-1] **G. PARENT**, Y. LE MENACH, J.-P. DUCREUX et F. PIRIOU, « Study of the coupling between magnetic and electric equations by using FEM, FIT and Cell-Method », in *XIX Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2006.
- [ACTI-2] **G. PARENT**, P. DULAR, J.-P. DUCREUX et F. PIRIOU, « Using Galerkin projection method in magneto-thermal coupled problems », in *16th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG)*, 2007.
- [ACTI-3] **G. PARENT**, P. DULAR, F. PIRIOU et A. ABAKAR, « Accurate projection method of source quantities in coupled problems », in *13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2008.
- [ACTI-4] **G. PARENT**, M. ROSSI, M. HECQUET, V. LANFRANCHI et M. BEKEMANS, « Multi-physics modeling of industrial inductors associated to converters », in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, sept. 2010, p. 1-6.
- [ACTI-5] M. ROSSI, **G. PARENT**, M. HECQUET, V. LANFRANCHI et M. BEKEMANS, « Thermal modeling of industrial inductors and transformers associated to the converters », in *XIXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, sept. 2010.
- [ACTI-6] C. DEMIAN, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « AC magnetic circuits using non segmented shifted grain oriented electrical steel sheets : study of magnetic flux transition between sheets », in *20th Soft Magnetic Conference (SMM)*, sept. 2011.
- [ACTI-7] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Analysis of the magnetic flux distribution in a new shifted non-segmented grain oriented AC motor magnetic circuit », in *15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, nov. 2012, p. 471.
- [ACTI-8] **G. PARENT**, L. PETREA, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Contribution to iron losses decrease in AC motor : a new shifted non segmented Grain Oriented magnetic circuit », in *15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, nov. 2012, p. 483.

- [ACTI-9] R. PENIN, J.-P. LECOINTE, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Estimation of relative magnetostriction and Maxwell's forces in stacked grain oriented steel structures », in *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, sept. 2012, p. 1971-1976.
- [ACTI-10] G. VOGT, R. ROMARY, **G. PARENT** et V. COSTAN, « Study of stator core-end packets under the action of two incident fluxes - Real scale model », in *38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, oct. 2012, p. 2043-2048.
- [ACTI-11] R. PENIN, **G. PARENT**, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Impact of structural deformations on transformer core losses », in *21th Soft Magnetic Conference (SMM)*, sept. 2013, p. 325.
- [ACTI-12] J.-F. BRUDNY, F. MORGANTI, J.-P. LECOINTE et **G. PARENT**, « On the use of carrier phase jumps to reduce some PWM switching effects », in *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, nov. 2014, p. 762-768.
- [ACTI-13] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Coupling transformer with a virtual air gap for the protection of dynamic voltage restorers », in *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, nov. 2014, p. 462-468.
- [ACTI-14] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Influence of the electrical steel grade on the magnetic flux distribution in transformer core corners », in *16th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, mai 2014.
- [ACTI-15] J.-F. BRUDNY, **G. PARENT** et I. NACEUR, « Characterization of a virtual air gap », in *International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF)*, 2015.
- [ACTI-16] **G. PARENT**, R. PENIN, J.-P. LECOINTE, J.-F. BRUDNY et T. BELGRAND, « Three Epstein frames to characterize iron losses and mean path length of grain oriented electrical steel lamination », in *International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF)*, 2015.
- [ACTI-17] S. DUCHESNE, **G. PARENT**, J. MOENCLAY et D. ROGER, « Prediction of PDIV in motor coils using Finite Element Method », in *International Conference on Dielectrics*, 2016.
- [ACTI-18] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Coupling transformer operation of a dynamic voltage restorer under electrical grid conditions », in *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2016.
- [ACTI-19] —, « Design of a coupling transformer with a virtual air gap for dynamic voltage restorers », in *Joint Magnetism and Magnetic Materials - INTERMAG Conference*, 2016.
- [ACTI-20] —, « Electrical circuit design of a coupling transformer with a virtual air gap », in *XXIV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2016.
- [ACTI-21] **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of flux tube portions by adjunction of electric or magnetic multivalued equipotential lines », in *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2016.
- [ACTI-22] M. TOUDJI, V. IOSIF, S. DUCHESNE, **G. PARENT** et D. ROGER, « Coupled magneto-thermal formulation to characterize a coil composed of conductors with an inorganic insulation », in *XXIV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2016.
- [ACTI-23] M. TOUDJI, **G. PARENT**, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of winding lumped parameter equivalent circuit by means of finite element method », in *17th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2016.

- [ACTI-24] F. JIANG, M. ROSSI et **G. PARENT**, « Anisotropy model for modern grain oriented electrical steel based on orientation distribution function », in *62nd annual Conference on Magnetism and Magnetic Materials (MMM)*, 2017.
- [ACTI-25] V. MALLARD, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et **G. PARENT**, « Using segmented-shifted GO sheet in magnetic circuits of small AC motors », in *International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF)*, 2017.
- [ACTI-26] V. MALLARD, **G. PARENT**, C. DEMIAN, J.-F. BRUDNY et A. DELAMOTTE, « Increasing the energy-efficiency of induction machines by the use of grain-oriented magnetic materials and die-casting copper squirrel cage in the rotor », in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017.
- [ACTI-27] D. ROGER, M. TOUDJI, S. DUCHESNE et **G. PARENT**, « Concentrated winding machines fed by PWM inverters : insulation design helped by simulations based on equivalent circuits », in *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 2017.
- [ACTI-28] R. AYDOUN, **G. PARENT**, J.-P. LECOINTE et A. TOUNZI, « Investigating the use of grain-oriented electrical steel in axial-flux switched reluctance machines », in *XXV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, 2018.
- [ACTI-29] **G. PARENT**, M. ROSSI, S. DUCHESNE et P. DULAR, « Determination of partial discharge inception voltage and location of partial discharges by means of paschen's theory and FEM », in *18th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2018.
- [ACTI-30] R. PILE, **G. PARENT**, É. DEVILLERS, T. HENNERON, Y. LE MENACH, J. LE BESNE-RAIS et J.-P. LECOINTE, « Application limits of the airgap maxwell tensor », in *18th IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2018.
- [ACTI-31] M. TOUDJI, **G. PARENT** et S. DUCHESNE, « Diagnostic prédictif basé sur une modélisation HF du bobinage des machines électriques », in *Conférence Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb (CISTEM)*, 2018.
- [ACTN-1] V. MAJCHRZAK, « Transformateur de couplage avec entrefer virtuel en tant que dispositif de protection du convertisseur de tension série », in *Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE)*, 2014.
- [ACTN-2] D. ROGER, S. DUCHESNE, **G. PARENT**, V. IOSIF et M. TOUDJI, « Caractérisation électrique haute fréquence d'un fil de cuivre possédant un revêtement de nickel », in *Symposium de Génie Electrique (SGE) : EF-EPF-MGE*, 2016.
- [ACTN-3] M. TOUDJI, **G. PARENT** et S. DUCHESNE, « Détermination par la méthode des éléments finis des paramètres d'un circuit électrique équivalent des bobinages des machines électriques », in *Jeune Chercheur en Génie Electrique (JCGE)*, 2017.
- [ACTN-4] R. AYDOUN, **G. PARENT**, A. TOUNZI et J.-P. LECOINTE, « Comparaison des performances de machines à réluctance variable 8/6 à flux radial et axial », in *Symposium de Génie Electrique (SGE) : EF-EPF-MGE*, 2018.
- [COM-1] V. MAJCHRZAK, **G. PARENT**, J.-F. BRUDNY, V. COSTAN et P. GUINIC, « Coupling transformer for dynamic voltage restorers protection against default currents », in *International Colloquium on Lightning & Power Systems organized by CIGRE*, 2014.