



HAL
open science

Conception optimale et multi-physique de composants passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire

Mathieu Rossi

► **To cite this version:**

Mathieu Rossi. Conception optimale et multi-physique de composants passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire. Autre. Ecole Centrale de Lille, 2012. Français. NNT : 2012ECLI0034 . tel-00917884

HAL Id: tel-00917884

<https://theses.hal.science/tel-00917884v1>

Submitted on 12 Dec 2013

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.

N° d'ordre : 212

ECOLE CENTRALE DE LILLE

THESE

Présentée en vue
d'obtenir le grade de

DOCTEUR

en

Spécialité : Génie Electrique

par

Mathieu ROSSI

DOCTORAT DELIVRE PAR L'ECOLE CENTRALE DE LILLE

Titre de la thèse :

Conception optimale et multi-physique de composants passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire

Soutenue le 18 Décembre 2012 devant le jury d'examen :

Président :	S. Harmand	<i>Professeur</i>	UVHC Valenciennes	(TEMPO)
Rapporteur :	G. Barakat	<i>Professeur</i>	UFR Havre	(GREAH)
Rapporteur :	P. Dessante	<i>HDR - Maître de Conférences</i>	SUPELEC	(E3S)
Directeur de thèse :	M. Hecquet	<i>Professeur</i>	EC Lille	(L2EP)
Co-directeur :	V. Lanfranchi	<i>HDR - Maître de Conférences</i>	UTC Compiègne	(LEC)
Co-directeur :	S. Brisset	<i>HDR - Maître de Conférences</i>	EC Lille	(L2EP)
Membre invité :	F. Tridon	<i>Responsable R&D</i>	Transrail B&V	
Membre invité :	J. Bou Saada	<i>Responsable R&D</i>	Alstom Transport	

Thèse préparée dans le Laboratoire L2EP à l'Ecole Centrale de Lille
Ecole Doctorale SPI 072 (Lille I, Lille III, Artois, ULCO, UVHC, EC Lille)

PRES Université Lille Nord-de-France

REMERCIEMENTS

La Page des remerciements ... La partie la moins scientifique du mémoire, mais qui a beaucoup d'importance à mes yeux. Sans tout le soutien et les aides extérieures, je ne serais certainement pas là à écrire ces remerciements. Bon, j'ai "un peu" débordé sur le planning initial prévu en trois ans, mais c'est parce que je ne voulais pas quitter le cocon familiale du laboratoire. Comme il est de coutume, je commencerai par remercier les différents membres du jury :

Georges Barakat, Philippe Dessante et Souad Harmand qui ont eu l'amabilité de rapporter et d'examiner mon mémoire de thèse dans un délai très très court. Leur intérêt pour mes travaux me touche beaucoup et la qualité de leurs remarques et observations m'a impressionnée.

Michel Hecquet, mon directeur de thèse, dont la patience et la bonne humeur sont ... incommensurables. Les libertés qu'il m'a laissées et ses compétences scientifiques m'ont permis de m'épanouir durant cette thèse.

Stéphane Brisset, dont la pertinence de remarques est toujours bonne à prendre. Je regrette finalement de ne pas avoir travaillé un peu plus ensemble.

Mon deuxième co-directeur **Vincent Lanfranchi**, un ami avant tout. Sans lui je ne serais jamais parti en thèse et n'aurais pas étudié la mécatronique. Comme quoi, les rencontres au badminton ont parfois des conséquences importantes ! Mon seul regret : ne pas l'avoir plus impliqué dans ma thèse.

Je remercie Alstom Transport Charleroi, d'avoir financé ma thèse. Mes deux années avec **Marc Bekemans** ont été très enrichissantes. Sa culture scientifique et sa pédagogie en font un modèle pour moi. Je ne compte plus les fois où durant une conversation je notais dans un coin de ma tête ses réflexions et raisonnements scientifiques. Les reprenants au calme, afin de les comprendre pour finalement m'entendre dire "ha ouais quand même, il est bon !!!". Savoir rendre simple un problème, ou des choses en apparence compliqués tout en fournissant des solutions innovantes fait parti de ses

grandes qualités. Après malheureusement son départ, **Johnny Bou-Sadaa** a repris ses fonctions. Je le remercie d'avoir continué à suivre ma thèse avec intérêt et d'avoir participé à mon jury de thèse. Ses compétences scientifiques sont impressionnantes. Ce fût également l'occasion de rencontrer des personnes géniales, comme **Fisal, Perrine, Laurent, Paul ...**

Un partenaire industriel c'est bien, mais deux c'est mieux! Je remercie la société Transrail, Boige et Vignal d'avoir participé à mes travaux de thèse et pour le financement de mon Post-doctorat. Bien qu'une relation client-fournisseur ne facilitait pas l'échange entre les deux sociétés, **Cédric Brachet** m'a accueilli et m'a fait confiance en me donnant accès à des données confidentielles. Son remplaçant, **Bruno Lefebvre** fut également une personne très compétente avec laquelle j'ai pris beaucoup de plaisir à travailler et à collaborer. De même que sa remplaçante **Florence Tridon**, qui a réussi à reprendre le flambeau avec brio. J'ai beaucoup apprécié son implication dans les sujets R&D et elle a su m'épauler dans les moments difficiles avec l'aide de **Frédéric Rochette**. J'ai rencontré des personnes fantastiques (**Bertrand, Didier, Kader ...**) et souvent, une petite pensée pour **Daniel** me vient quand je vois un tiramitsu.

Le L2EP est un laboratoire où il fait bon vivre et travailler. Les professeurs sont très accessibles, et il y règne une bonne ambiance. Ce laboratoire m'a permis de faire de nombreuses rencontres inoubliables surtout vu le nombre important de doctorants.

Martin, Ramzi, Alex, Amir, Sophie, Jinlin, Kodor, ..., des doctorants avec qui j'ai passé des moments inoubliables et dont je garde beaucoup d'anecdotes. **Nico**, mon compagnon de bureau et de conférence. Beaucoup de temps passé ensemble devant le tableau blanc et les bières belges ... Les débuts ont été difficiles, mais au final il en ressort un vrai ami. Bon courage pour Saint-Nazaire.

Xavier, celui qui représente à mes yeux la bonne humeur et le côté festif du labo. Un maître de conf, et un ami, toujours prêt à rendre service et à fournir les bières. Dommage qu'il n'ait pas pu être dans mon encadrement de thèse, car sa jovialité est à l'image de ces compétences.

Ma thèse a permis à **Guillaume** de faire un post-doc sur le thème des nuisances sonores. Les centres d'intérêt commun aidant, l'amitié a vite pris et je prends toujours plaisir à boire une tripel hop chez lui devant Puzzle Bubble. Malheureusement pour lui, je lui ai refilé ma passion du bricolage... En parlant de bricolage, merci à **Simon** de m'avoir prêté l'atelier pour mes projets personnels.

Mes virées nocturnes sur Lille avec Kodor m'ont permis de rencontrer **la bande du mardi**. Un groupe de potes, presque une famille... Difficile de quitter Lille maintenant. Merci également aux amis de longues dates : **Laurent, David, Romain, Margaux ...** On

se voit moins souvent, mais le plaisir est toujours le même.

Je remercie mes parents et ma famille. Sans eux, rien de tout cela ne serait possible. Mon esprit de curiosité (certains diront maladif) me vient de mon papa qui a toujours su titiller ma curiosité pour les sciences et le bricolage. Sans parler de ma maman qui se serait coupée en deux pour que je réussisse.

Mon dernier remerciement va à Laura, ma compagne qui a supporté cette thèse. Elle a eu droit au package “all inclusive” incluant des weekends à bosser, une année pendant laquelle une semaine sur deux je travaillais à Lyon ainsi que la relecture du mémoire à des heures invraisemblables. Merci d’avoir supporté tout cela, de m’avoir épaulé et merci d’égayer mon quotidien.

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières	7
Introduction	13
I Contexte de l'étude et objectifs	15
1 Le convertisseur auxiliaire	17
2 Les composants magnétiques passifs et les limites de conception actuelle	23
1 Le composant "self"	24
2 Le composant " transformateur"	26
3 Un hybride : le transformateur à self intégrée	28
3 Objectifs de la thèse	31
II Etat de l'art	33
4 Méthode de modélisation et exemples d'application	35
1 Problématique rencontrée : choix d'un modèle	37
1.1 problème direct et inverse	37
1.1.1 Modèle direct	37
1.1.2 Modèle inverse	37
1.1.3 D'un modèle direct à un modèle de conception	37
1.2 Granularité	37
2 Méthode analytique	38
3 Méthode semi-analytique	39
4 Méthode des éléments finis et différences finies	40
4.1 La méthode des différences finies	41
4.2 La méthode des éléments finis	46

5	Exemple d'une modélisation analytique dans le cas d'une modélisation systémique d'un convertisseur DC/DC	47
5.1	Objectifs	47
5.2	Géométrie du transformateur	48
5.3	Produit des aires	48
5.4	Induction nominale	50
5.5	Densité de courant	51
5.6	Modèle thermique	51
5.7	Optimisation de la structure	51
5.8	Résultats	53
5.8.1	Masse du transformateur seul	53
5.8.2	Ensemble transformateur - électronique de puissance	54
5.9	Conclusion	55
6	Exemple d'une modélisation éléments finis dans le cas d'une modélisation multi-physique	55
6.1	Objectifs	56
6.2	Modélisation magnétique de la self actuelle	58
6.2.1	Modèle géométrique	58
6.2.2	Induction B	59
6.2.3	Champ magnétique H	59
6.2.4	Valeur de self	59
6.3	Modélisation thermique de la self actuelle	59
6.4	Introduction des caloducs dans la self	61
6.4.1	Géométrie des caloducs	61
6.4.2	Modèle géométrique de la self	62
6.4.3	Courants induits dans les caloducs	62
6.4.4	Champ magnétique H	63
6.4.5	Valeur de self	63
6.5	Modélisation thermique du refroidissement par caloducs	64
6.6	Etude de sensibilité	67
6.6.1	Position des caloducs	67
6.6.2	Ouverture dans le circuit magnétique	68
6.7	Conclusion	70
5	Approche multi-physique	71
1	Domaine "Magnétique"	74
1.1	Les équations de Maxwell	74
1.2	Les matériaux magnétiques	76
2	Domaine "Electrique"	77

2.1	Les pertes Fer	78
2.1.1	Les pertes par hystérésis	78
2.1.2	Les pertes par courant de Foucault	80
2.1.3	Les modèles de pertes fer	81
2.2	Les pertes Joules	83
2.2.1	L'effet pelliculaire	83
2.2.2	L'effet de proximité	83
2.2.3	Les modèles de pertes Joules	85
3	Domaine "Thermique"	88
3.1	La précision de la modélisation	90
3.1.1	Les incertitudes	91
3.1.2	La complexité du bobinage	91
3.2	Les hypothèses	92
3.3	La conduction	92
3.3.1	La résolution analytique de l'échauffement d'une plaque	93
3.3.2	La résolution par différences finies de l'échauffement d'une plaque	94
3.4	La convection dans les canaux de ventilation	97
3.4.1	L'analogie électrique	99
3.4.2	Un exemple d'une plaque refroidie par un canal de ven- tilation	100
3.5	Le rayonnement	101
4	Domaine "Aéroulrique"	102
4.1	La mécanique des fluides appliquée aux composants magnétiques	102
4.2	Le théorème de Bernoulli	105
4.3	L'approche semi-analytique	106
5	Domaine "Bruit et Vibration"	106
5.1	Les bruits dans la chaîne de traction ferroviaire et ses auxiliaires	108
5.2	Le phénomène générant le bruit d'origine électromagnétique .	109
5.3	Les vibrations à l'origine des bruits électriques dans les transfor- mateurs et les inductances	110

III Définition et validation des modèles appliqués aux composants

113

6	Modèle électromagnétique	115
1	Schéma électrique équivalent	116
2	Résistance de bobinage r	117
2.1	Résistance à basse fréquence	118

2.2	Influence de la fréquence	121
3	Inductance de fuite l_f	121
3.1	Détermination pour un transformateur	121
3.1.1	influence de la fréquence	125
3.2	Détermination pour une self	126
4	Inductance magnétisante l_μ	126
4.1	Calcul de l_μ	127
4.2	Prise en compte de la saturation	127
4.3	Validation	129
5	Résistance pertes fer r_μ	130
6	Validation fréquentielle du modèle	131
7	Modèle thermique	135
1	Réseau nodal	136
1.1	Modélisation d'une couche de conducteurs	136
1.2	Connexion entre couches de conducteurs	138
1.3	Modélisation du circuit magnétique	140
1.4	Conditions limites	141
1.5	Résolution	141
2	Difficultés de validation du modèle thermique	142
3	Validation thermique d'une self monophasée DC	143
3.1	Spécification	143
3.2	Calcul de l'aéraulique	145
3.3	Calcul thermique	146
3.3.1	Courant nominal de $230A_{eff}$	147
3.3.2	Courant nominal de $308A_{eff}$	149
3.4	Constataions et conclusions	150
4	Validation thermique d'un transformateur à self intégrée	150
4.1	Spécification	150
4.2	Calcul aéraulique	153
4.3	Calcul thermique	154
4.3.1	Essai sur convertisseur à charge nominale	157
4.3.2	Essais en court circuit et à vide	158
4.4	conclusion	158
8	Modèle vibro-acoustique	161
1	Analyse modale	162
1.1	Analyse modale expérimentale	162
1.2	Analyse de la Déformée Opérationnelle	164
2	Essais expérimentaux	164

2.1	Analyse modale expérimentale	165
2.2	Comparaison avec une analyse modale éléments finis	167
2.3	Analyse des déformées opérationnelles	169
2.4	Conclusion des essais	171
3	Premier modèle de prédétermination du bruit émis par ces selfs	171
4	Conclusion et perspectives de travail	173
 IV Optimisation des composants passifs		175
 9 La conception optimale		177
1	Processus d'optimisation	178
1.1	Elaboration du cahier des charges	179
1.2	Formulation du problème d'optimisation	179
1.3	La dominance des solutions	180
1.4	Optimalité des solutions	181
2	Les méthodes d'optimisation	182
2.1	Les méthodes déterministes	183
2.2	Les méthodes stochastiques	184
2.3	Les algorithmes génétiques	185
2.3.1	Codage Binaire des individus	186
2.3.2	Codage réel des individus	187
3	L'algorithme NSGA-II	187
3.1	Distance de surpeuplement	187
3.2	Opérateur de sélection	188
3.3	Algorithme	188
4	Conclusion	189
 10 Application de l'optimisation aux composants passifs		191
1	Optimisation bi-objectif d'une self triphasée	192
2	Analyse des résultats	195
3	Analyse de sensibilité	197
4	Conclusion	198
 Conclusion et Perspectives		201
 Bibliographie		205

INTRODUCTION

De nos jours, le processus de conception des composants magnétiques dans le domaine ferroviaire devient de plus en plus complexe compte tenu des contraintes imposées. Pour se conformer aux spécifications drastiques, trouver le compromis optimal : compromis entre le poids, le volume, l'efficacité, le coût et la durée de vie ne suffit plus.

En effet, il est nécessaire à l'heure actuelle d'intégrer au cahier des charges les impacts environnementaux comme l'éco-conception, l'assurance de la recyclabilité ou les nuisances sonores. De plus, la miniaturisation nécessite de prendre en compte les problèmes thermiques, voire aéro-thermiques, mais aussi vibratoires dès la phase de conception. Ainsi, dans le domaine ferroviaire, la durée de vie des transformateurs, autour de 20 à 30 ans, est proche de l'usure des isolants et vernis qui peut être accélérée par des températures plus élevées. Il est alors nécessaire de trouver une manière de déterminer avec précision la température au niveau des bobines avec une discrétisation suffisante afin d'éviter des points chauds. Une autre question essentielle concerne les vibrations de ces composants qui sont sources de bruit d'origine électromagnétique. Par exemple, quand un train est en attente dans la gare, le convertisseur auxiliaire (comprenant une self et un transformateur associés à de l'électronique de puissance) et la climatisation peuvent générer jusqu'à 90 dBA. Pour comparaison, lors du démarrage du train, le bruit émis par le moteur de traction électrique peut atteindre 110 dBA ce qui correspond à la limite autorisée. Ainsi, pour le confort de l'être humain, le comportement acoustique de ces composants doit être prévisible afin d'en tenir compte dès la phase de conception.

En conséquence, les fabricants ont la volonté d'améliorer les performances de leurs produits en intégrant les aspects multi-physiques : électromagnétique mais aussi aéro-thermique et acoustique. La modélisation globale et multi-physique d'un système regroupant une association de composants comme par exemple le convertisseur associé à un transformateur et sa charge impose de nouvelles approches de modélisation et d'optimisation multi-objectif, mais aussi de représentation permettant au concepteur de faire les bons choix. La modélisation multi-physique de ces composants est en effet, un enjeu important : l'optimum électromagnétique seul est bien souvent un non sens thermique et inversement, sans parler du bruit émis et des vibrations. Pour prétendre optimiser, il faut donc tenir compte simultanément d'un grand nombre de phéno-

mènes physiques que ce soit en termes de performances attendues ou de contraintes à respecter. Il serait tout aussi dangereux pour la conception de négliger la fiabilité, la commande, les aspects économiques ou encore la trace écologique. Il est donc nécessaire de mettre au point des modèles couplés, avec pour chaque domaine physique ou disciplinaire la forme la plus adaptée de type circuits à constantes localisées ou équations purement analytiques. Le nombre de variables multi-physiques impose une bonne adéquation entre méthodologie d'optimisation et modèles adaptés et malléables, ceci permettant de résoudre les multiples conflits qui résultent de la prise en compte des exigences contradictoires typique de la démarche de conception. En ce sens, les modèles analytiques ou semi-analytiques de type circuits sont les mieux adaptés aux problèmes de conception. L'utilisation de modèles à constantes localisées, comme un réseau nodal associé à un réseau de perméances, est particulièrement intéressante réalisant un bon compromis entre rapidité et précision. Ce sont des modèles rapides et souples, et peuvent s'appliquer à différents domaines de la physique comme : l'aérothermique, l'électromagnétique, l'acoustique. La facilité d'application à ces différents domaines est liée à l'exploitation de la théorie des circuits pour la résolution. Une fonctionnalité importante pour développer l'usage de cette approche est de faciliter la discrétisation et la construction des réseaux, voir automatiser cette tâche, afin d'apporter toute la souplesse et la malléabilité indispensable à la génération de ces modèles.

Dans ce contexte, notre travail réside dans le développement d'un outil de modélisation multi-physique et d'optimisation de composants passifs concernant une application ferroviaire. Cet outil sera une aide à la conception optimale offrant des éléments de réponse sur le bon compromis performances – température – volume en y intégrant les problématiques aérauliques et acoustiques. Des résultats sous forme de fronts de Pareto associés à une étude de sensibilité faciliteront le choix des concepteurs. *Dans la première partie*, nous rappelons le contexte de l'étude, les problématiques de conception des composants passifs étudiés, ainsi que nos objectifs. Les démarches de conception actuelles seront rappelées. *Dans la seconde partie*, un état de l'art sur le sujet est présenté rappelant les différentes méthodes de modélisation ainsi que les aspects multi-physiques de ces composants. *Dans la troisième partie*, nous appliquerons ces modèles à deux composants retenus : une self et un transformateur à self intégrée. Nous veillerons à valider nos modèles à partir de nombreux essais, mais aussi à partir de simulations éléments finis. Puis nous terminerons par une optimisation sur l'un des deux composants.

Première partie

Contexte de l'étude et objectifs

LE CONVERTISSEUR AUXILIAIRE

La tendance actuelle des équipements électriques ferroviaires est à une concentration de matériels dans des volumes de plus en plus faibles et pour des puissances de plus en plus élevées. Ce progrès est permis par des composants rapides à faibles pertes (IGBT), qui malheureusement génèrent des pertes harmoniques importantes dans les composants magnétiques provoquant du bruit à forte composante tonale. En conséquence, les cahiers des charges deviennent de plus en plus drastiques et augmentent la difficulté de conception optimale des transformateurs et inductances. Cette étude s'intéresse plus particulièrement aux transformateurs et inductances présents dans les convertisseurs auxiliaires du domaine ferroviaire. Ces composants bobinés sont indispensables afin de réaliser une isolation galvanique, d'adapter les tensions et effectuer du filtrage. La conception de ces composants basse ou moyenne fréquence (fréquences inférieures à 10kHz et d'une puissance comprise entre 100 et 400kVA) est rendue difficile par la présence d'un cahier des charges de plus en plus exigeant. En effet, celui-ci fait apparaître de nombreuses contraintes, telles que :

- Une masse et un encombrement restreints.
- Une durée de vie importante.
- Ues contraintes thermiques.
- Une émission acoustique limitée.

Ces contraintes remettent en cause la conception actuelle des composants magnétiques. Celles-ci laissent peu de marge de manœuvre aux concepteurs qui doivent respecter toutes ces exigences. De nombreuses recherches ont apporté une part de réponse à cette problématique sans pour autant prendre le problème dans son intégralité [HWB98]. L'obtention d'une solution optimale devient difficile de par :

- L'aspect multi-physique fortement couplé du problème (électrique, magnétique,

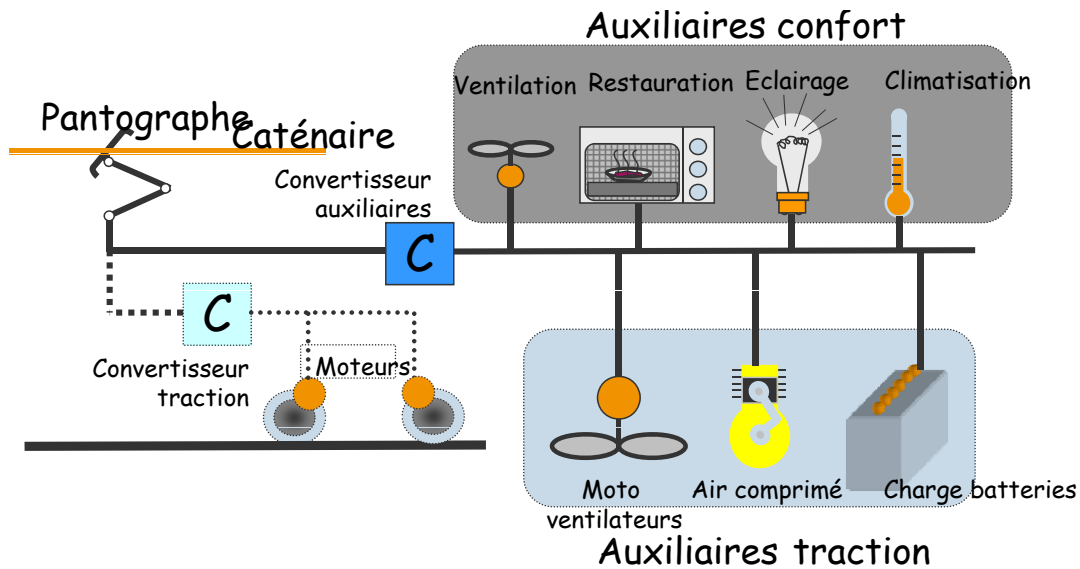


FIGURE 1.1: Appareils électriques reliés au convertisseur auxiliaire.

thermique, mécanique).

- L'imprécision des modèles actuels : celle-ci se traduit par la mise en place de coefficients de sécurité obligeant le constructeur à surdimensionner ses transformateurs afin de garantir leur bon fonctionnement. Ce surdimensionnement implique un prix de revient supérieur.
- La variété des matériaux magnétiques, de types de conducteur et d'isolant dont le prix peut varier rapidement. Ainsi une solution qui était économique, peut devenir non compétitive et doit donc être réétudiée.

Le convertisseur auxiliaire occupe un rôle important au sein des véhicules ferroviaires [Cha04]. Celui-ci a la lourde tâche de fournir de l'énergie électrique aux composants ne faisant pas partie directement de la chaîne de traction. On distingue ces composants en deux catégories : les auxiliaires de confort et les auxiliaires de traction (Fig. 1.1).

La figure (1.2) illustre la localisation des composants électriques dans une application ferroviaire. Ce placement peut varier selon les projets. Ainsi, les convertisseurs auxiliaires peuvent être également placés à l'intérieur du train sous la forme d'une « cabine ».

Dans le cas d'un convertisseur placé sous le train, la figure (1.3) montre la composition typique d'un coffret. Ces convertisseurs sont d'une puissance comprise entre 100 et 400 kVA, selon le type d'application ferroviaire développée, et alimentent des charges 380V ou 220V ainsi que des batteries.

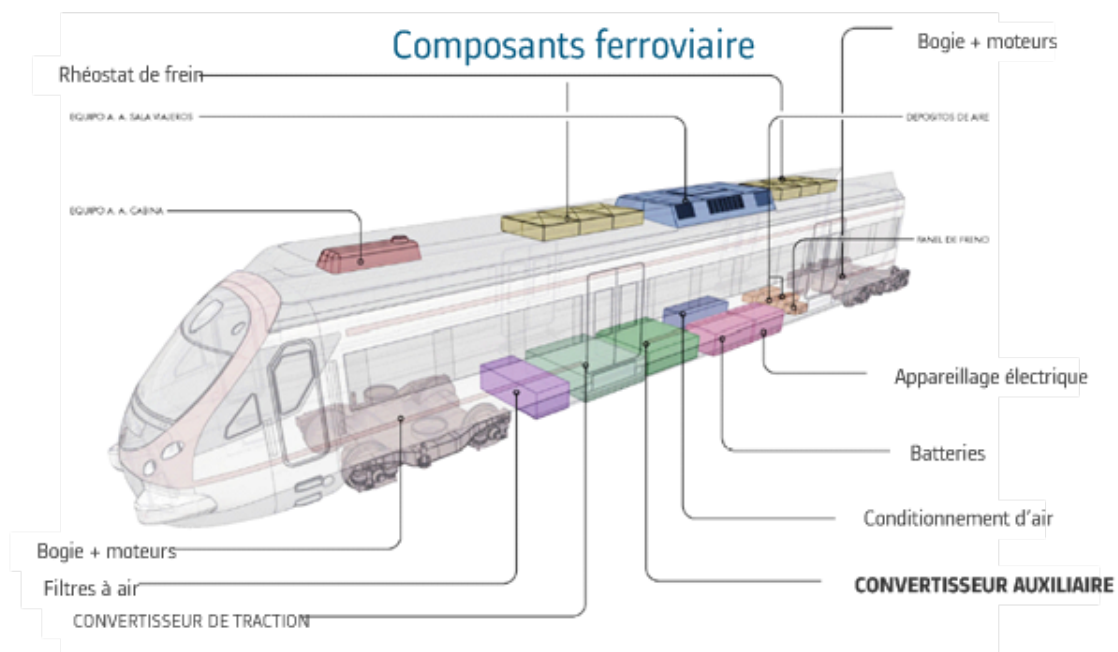


FIGURE 1.2: Les Composants ferroviaires

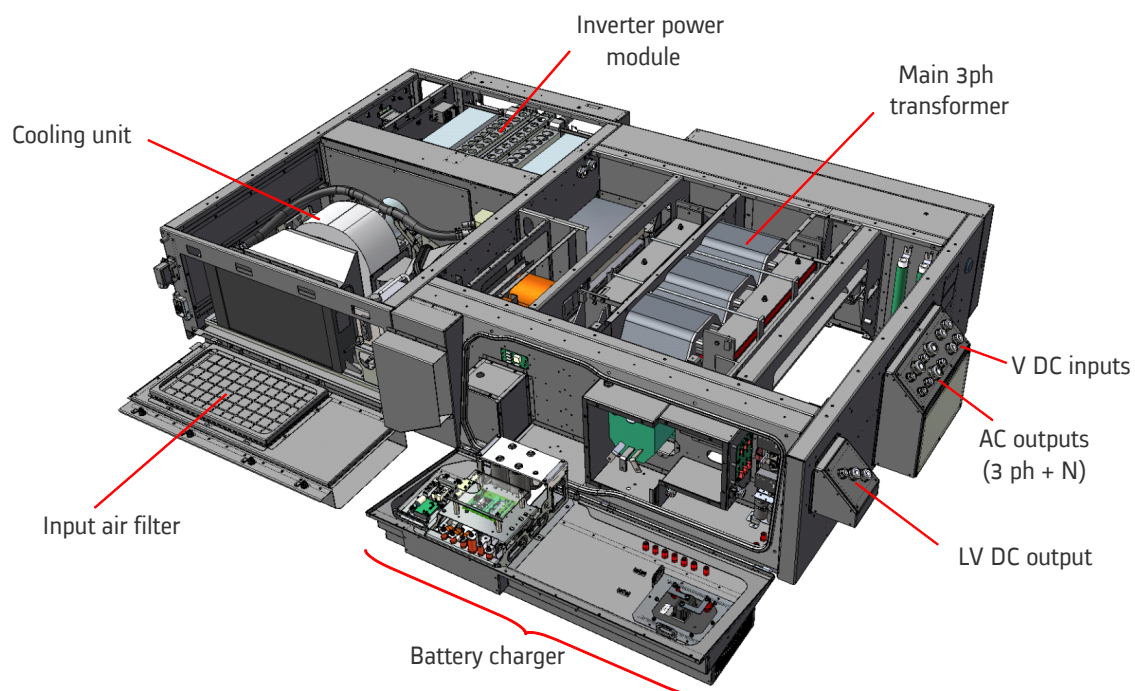


FIGURE 1.3: Vue d'ensemble d'un convertisseur auxiliaire

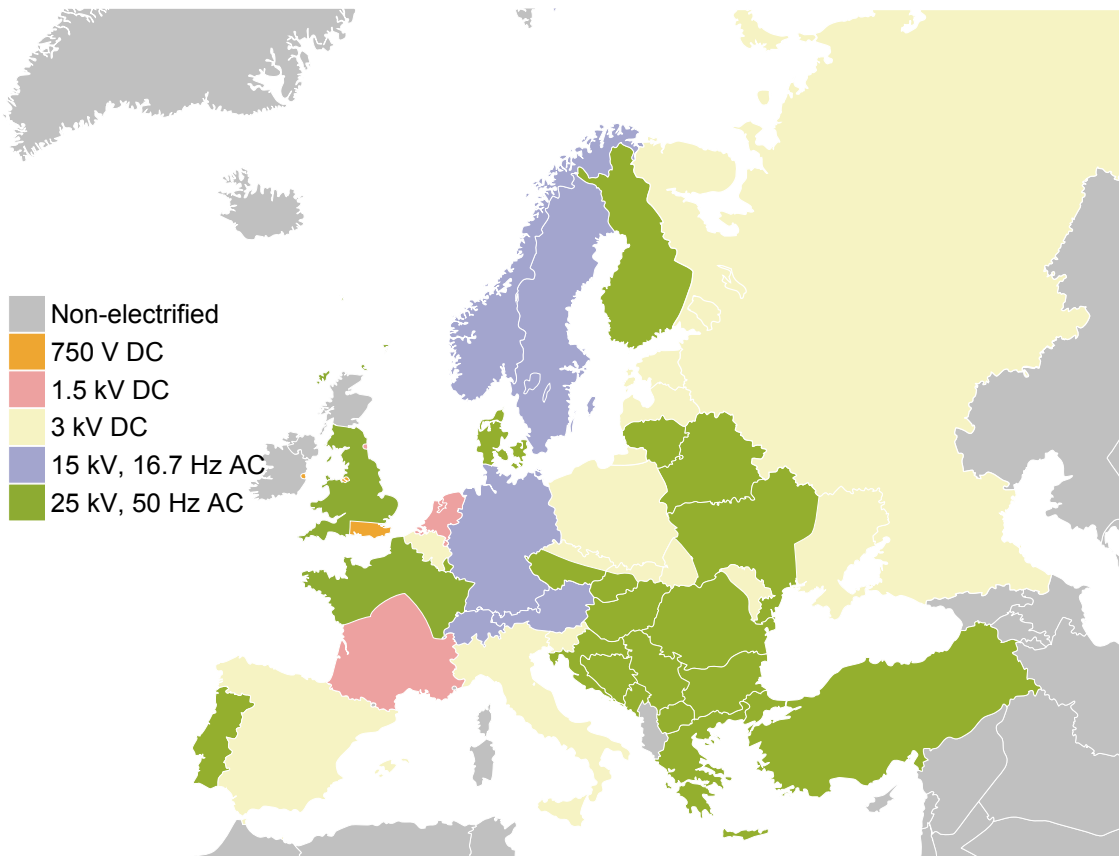


FIGURE 1.4: Alimentation des caténaires en Europe

L'entrée de ces convertisseurs dépend de la caténaire du véhicule. Selon le pays, le réseau électrique diffère. Deux catégories de caténaires se distinguent : les caténaires AC et DC, de même pour le niveau de tension qui peut varier entre différents pays. La figure (1.4) montre les réseaux électriques ferroviaires en Europe qui sont très hétéroclites et posent beaucoup de problèmes pour les trains internationaux. Ces choix sont historiques et peuvent actuellement poser des problèmes. C'est le cas des réseaux 16.7Hz qui engendrent des composants magnétiques bien plus encombrants.

Le type de caténaire influe directement sur la topologie du convertisseur. La figure (1.5) détaille la topologie du convertisseur suivant son type. La présence d'un transformateur est obligatoire dans ces convertisseurs afin d'adjoindre une isolation galvanique. Il permet également, principalement pour les caténaires AC, d'abaisser la tension de la caténaire. De même, un filtre est placé en sortie du convertisseur. Celui-ci est composé d'une self de lissage et d'un banc de capacité.

Le transformateur du convertisseur fait transiter toute la puissance de ce dernier. De ce fait, pour des topologies du type de la figure (1.5), le poids, le volume et le prix de ce composant sont considérables, vis-à-vis des autres composants du convertisseur.

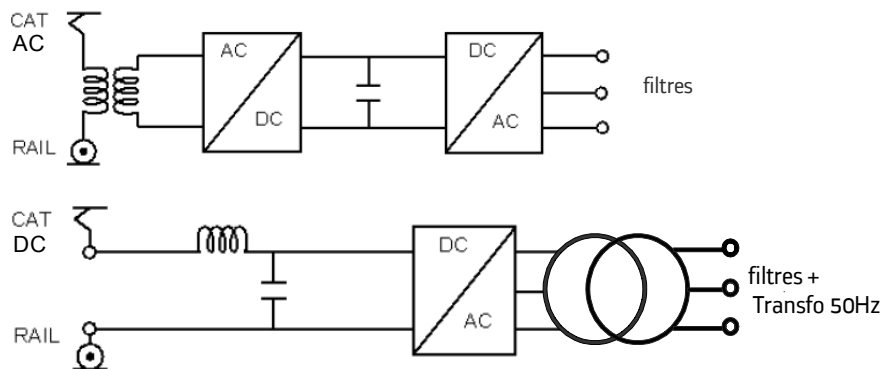


FIGURE 1.5: Topologie des convertisseurs pour caténaire AC et DC

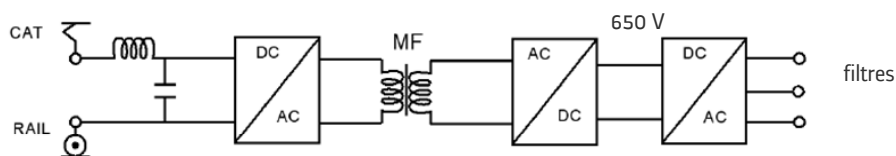


FIGURE 1.6: Topologie avec étage moyenne fréquence

C'est pourquoi dans certains cas, il devient intéressant d'insérer un étage fonctionnant à des fréquences de découpage plus hautes, afin de diminuer les dimensions du transformateur. La diminution du transformateur engendrera donc en contrepartie un surplus d'électronique à l'image de la figure (1.6). Il est également possible d'inclure la fonction de filtrage du courant dans le transformateur que l'on appellera transformateur à self intégrée.

LES COMPOSANTS MAGNÉTIQUES PASSIFS ET LES LIMITES DE CONCEPTION ACTUELLE

Deux grandes catégories de composants magnétiques se distinguent dans les convertisseurs auxiliaires. On y trouve en effet, des transformateurs et des inductances ainsi qu'un composant hybride : le transformateur à self intégrée. Ces deux catégories de composants, bien que leur principe de fonctionnement reste identique, n'apportent pas les mêmes fonctions. Les transformateurs servent à transférer de l'énergie électrique tout en introduisant une isolation galvanique et permettent grâce au ratio de spires d'adapter les tensions. Les selfs quant à elles, stockent de l'énergie sous forme magnétique. Grâce à cette propriété, les inductances servent principalement comme élément de filtrage.

Tous les composants magnétiques du convertisseur auxiliaire ne sont pas étudiés. Il a été choisi de développer cette étude uniquement sur des composants répondants aux critères suivants :

- les bobinages sont concentriques et non en galette.
- les composants sont refroidis par une ventilation forcée.
- les composants possèdent un circuit magnétique.

Ces critères correspondent à une grande majorité des composants magnétiques du convertisseur auxiliaire. De plus ce choix permet d'appliquer par la suite des modèles généralisés pour les différents composants.

1 Le composant “self”

Les selfs présentes dans les convertisseurs servent à filtrer, soit le bus DC, soit le courant en sortie du convertisseur. Il est donc nécessaire de prendre en compte les selfs monophasées et triphasées. La figure (2.1) montre l'exemple d'une self DC de 1.5mH et parcourue par un courant de 230A. Plusieurs remarques peuvent être émises :

- les deux colonnes sont bobinées.
- les deux bobines seront couplées en série ou en parallèle selon le choix du bureau d'étude.

Le seul cas où une seule colonne est bobinée correspond aux selfs cuirassées. Pour les composants triphasés, chaque colonne du circuit magnétique correspond à une phase électrique.



FIGURE 2.1: Exemple d'une self monophasée avec une vue en coupe

Les selfs monophasées sont dimensionnées afin de limiter l'ondulation de courant sur le bus continu. Cette ondulation étant faible à la fréquence du convertisseur, ce composant est de loin le plus simple à dimensionner. En effet, ses caractéristiques font que le circuit magnétique ne dissipe aucune perte, et que les pertes du bobinage sont facilement estimables. Les variations d'inductions générées par les harmoniques de courant sont également faibles dans le circuit magnétique provoquant ainsi peu de perturbations acoustiques.

Les selfs triphasées sont plus difficiles à concevoir. Celles-ci filtrent les harmoniques générées par le convertisseur dues à la modulation de largeur d'impulsion. Le fondamental est dans ce cas à 50 ou 60Hz.

La démarche de conception de ces composants, utilisée par une société, a été synthétisée et est représentée sur la figure (2.2). Le point d'entrée est la spécification du composant. Cette spécification ne définit pas seulement les aspects électriques du

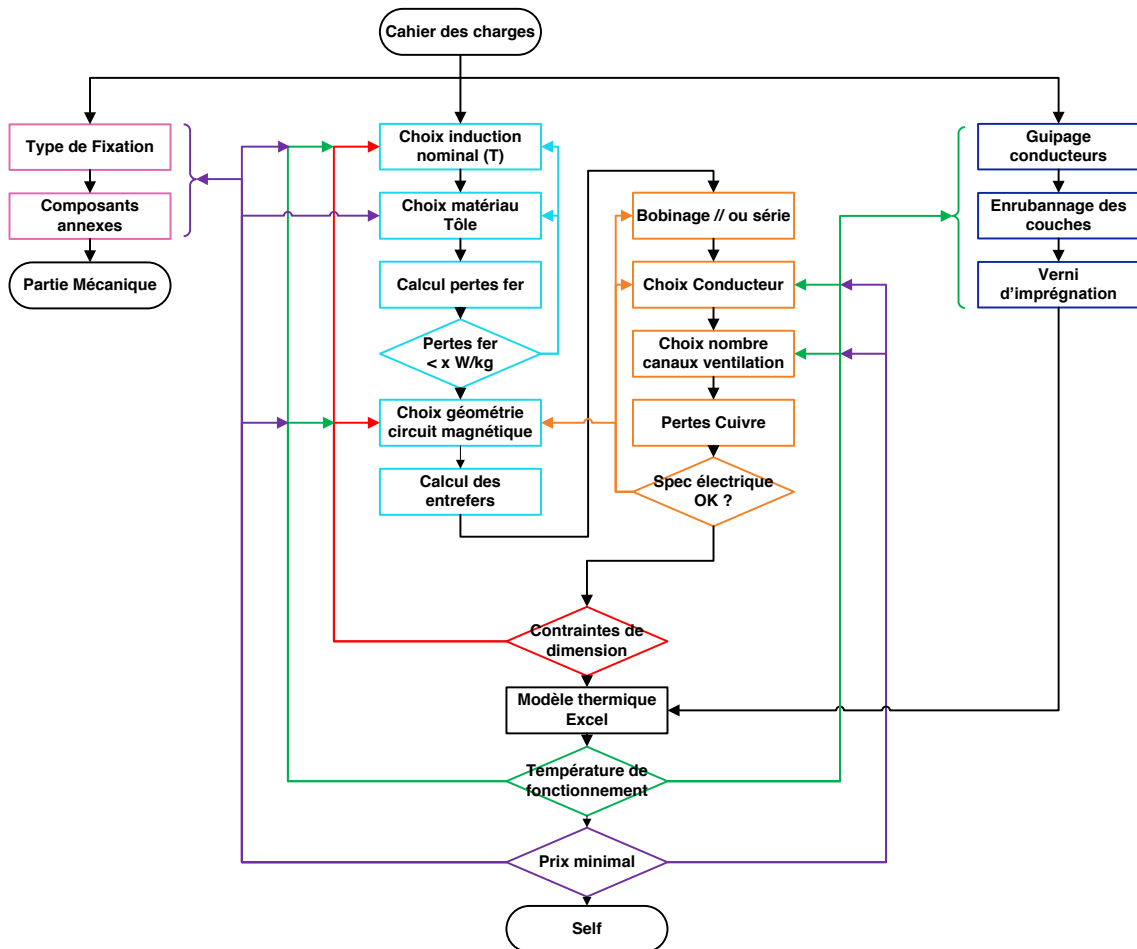


FIGURE 2.2: Algorithme de conception d'une self

composant. De nombreuses autres contraintes sont ajoutées, comme les contraintes dimensionnelles, thermiques, diélectriques ou mécaniques. La spécification définit également le milieu dans lequel la self sera utilisée. Ainsi la température ambiante, la ventilation, les spectres harmoniques, le système de fixation sont aussi précisés dans le document.

A partir de ces spécifications, le fabricant de composants magnétiques va essayer de répondre au mieux à la demande en suivant la démarche présentée. Le premier choix à définir est l'induction nominale du composant. Plus celle-ci sera haute plus le composant sera petit. En contrepartie, les pertes seront élevées et la self saturera rapidement. L'expérience de l'ingénieur d'études est forte dans cette démarche. En effet, afin de respecter toutes les contraintes et d'optimiser le prix du composant, il est souvent nécessaire d'effectuer plusieurs bouclages durant la démarche de conception. De plus la démarche met souvent en avant la limite des modèles. Ainsi les pertes fer sont limitées à une densité maximale de pertes garantissant des résultats thermiques acceptables. L'expérience montre que le dimensionnement des selfs réalisées par cette société est souvent optimal grâce au savoir-faire du bureau d'étude, mais cette dé-



FIGURE 2.3: transformateur triphasé 200kVA 50Hz

marque reste longue et séquentielle. De plus, il est très peu fréquent qu'un ingénieur d'études reparte de zéro pour obtenir un dimensionnement différent et de comparer les différentes solutions obtenues par manque de temps. Ainsi s'il converge rapidement vers une solution acceptable, il ne peut garantir l'optimalité de la conception.

2 Le composant “ transformateur”

Le transformateur est généralement placé en sortie du convertisseur. Dans le cas de convertisseur sans étage moyenne fréquence, ces composants sont généralement imposants, car ils fonctionnent avec une fréquence fondamentale de 50 ou 60Hz. Ainsi un transformateur triphasé de 200kVA comme montré sur la figure (2.3) pèse plus de 800kg.

Ces composants sont généralement couplés en triangle-étoile afin de créer un neutre au secondaire et de supprimer les problèmes de courants homopolaires au primaire. Parfois ces transformateurs possèdent un bobinage tertiaire afin d'alimenter un chargeur de batterie. La montée en fréquence des convertisseurs utilisés en ferroviaire impose des harmoniques de courants de plus en plus hauts en fréquence. Les courants importants imposent cependant des conducteurs avec des sections importantes. Il est donc nécessaire de faire très attention aux courants induits dans les conducteurs créant des effets de peau et de proximité.

La méthode de conception est illustrée sur la figure (2.4). L'algorithme a été simpli-

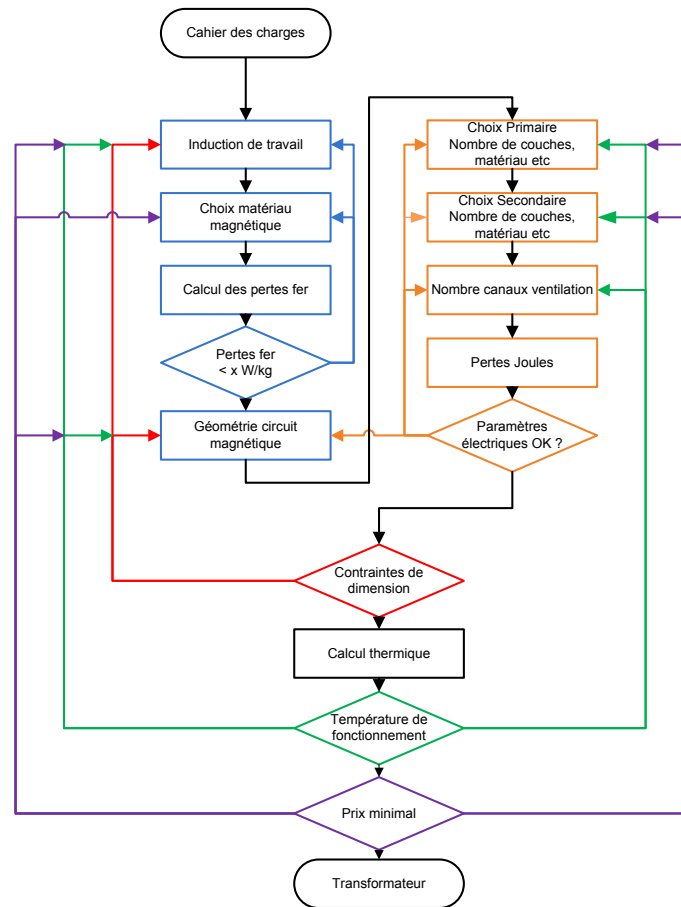


FIGURE 2.4: Algorithme de conception d'un transformateur

fié et ne montre pas les aspects mécanique et diélectrique. Cette démarche est proche de celle présentée pour les selfs. La complexité provient de l'ajout d'un ou plusieurs bobinages secondaires. Afin de limiter les forces exercées sur les bobines en cas de court circuit, il est nécessaire que les hauteurs des différentes bobines soient identiques. De même, le rapport de transformation définit un ensemble de couples de nombre de spires respectant ce ratio. Les différents multiples de nombre de spires permettent d'obtenir la répartition entre le nombre de spires par couche et le nombre de couches de conducteurs. Il faut donc trouver à cela un conducteur fournissant une largeur permettant de répondre à tous ces critères. L'aspect diélectrique est également plus difficile à gérer et l'adjonction d'un écran en laiton entre primaire et secondaire ne facilite pas la conception de l'isolation électrique.

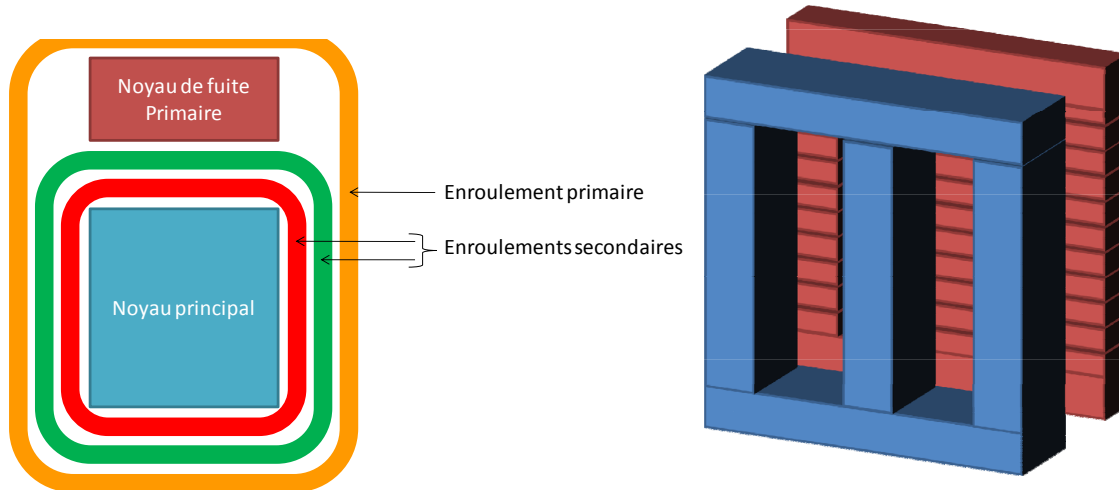


FIGURE 2.5: Schématisation de la coupe d'une colonne d'un transformateur à self intégrée et représentation 3D des deux circuits magnétiques

3 Un hybride : le transformateur à self intégrée

Ce type de composant permet de supprimer la self de filtrage du convertisseur. Pour cela, la valeur de la self de fuites du transformateur est fortement augmentée. Cette self de fuites dépend en partie sur les transformateurs de la distance entre primaire et secondaire. Afin d'augmenter les fuites, il est possible de mettre des cales entre primaire et secondaire afin de les écarter l'un de l'autre. Cet écartement est généralement insuffisant, un second circuit magnétique est donc ajouté entre les deux bobinages (Fig. 2.5) dans le but d'augmenter et de canaliser les fuites magnétiques. Cependant la mise en place d'un circuit magnétique est coûteuse vis-à-vis du prix et de la masse. Or, la valeur d'inductance entraînant la nécessité de placer un circuit supplémentaire n'est pas parfaitement connue. Il peut donc arriver que le cahier des charges impose une inductance légèrement supérieure à ce palier entraînant la mise en place d'un noyau supplémentaire.

Le transformateur à self intégrée permet donc de s'affranchir d'un composant. Le gain total en masse, prix et volume en font un composant de choix dans les convertisseurs auxiliaires. Cependant la complexité de ce composant est importante et le dimensionnement peu évident. La figure (2.6) montre cette démarche de conception telle qu'elle est pratiquée chez un fabricant. Elle consiste à dimensionner la partie transformateur et par la suite d'introduire un circuit magnétique permettant de garantir une self de fuites acceptable.

Cette méthode pose plusieurs soucis. En effet, cette dernière est très itérative et l'adjonction du circuit magnétique supplémentaire demande de repartir dans la conception du transformateur, car cela modifie grandement la géométrie du composant. Les ingénieurs d'études passent donc énormément de temps sur le dimensionnement. De

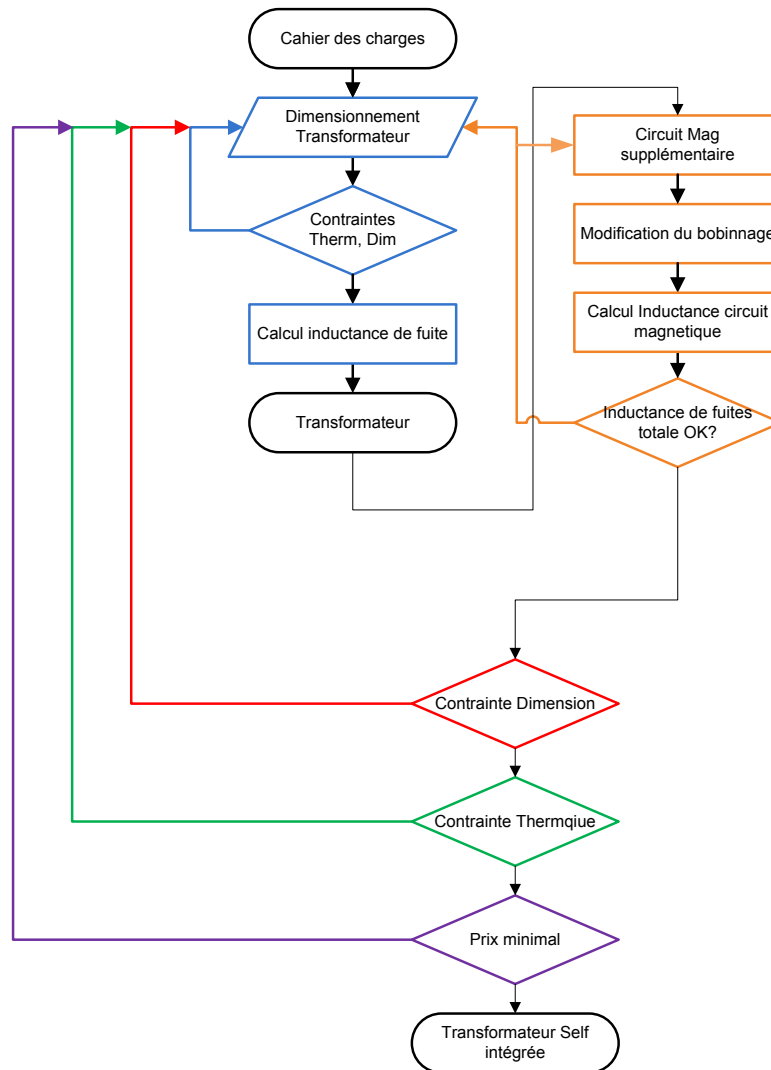


FIGURE 2.6: Algorithme de conception d'un transformateur à self intégrée

plus, cette démarche sépare la conception de la self et du transformateur. Le concepteur tente finalement d'optimiser un transformateur et ensuite cherche à le modifier pour y intégrer un circuit magnétique supplémentaire. Cette démarche n'est pas optimale : il est possible que des transformateurs moins optimaux au niveau encombrement ou prix, une fois le circuit magnétique ajouté, deviennent bien meilleurs. Dans l'objectif d'obtenir un transformateur à self intégrée optimal, il est nécessaire d'inclure la mise en place du circuit magnétique supplémentaire dès le début du dimensionnement. La mise en place d'une méthode d'optimisation est cruciale pour ces composants, permettant ainsi de parcourir tout l'espace de recherche.

OBJECTIFS DE LA THÈSE

L'objectif de cette thèse est d'améliorer la conception des différents composants magnétiques présentés précédemment (Chap. 2). Or avant de chercher à améliorer leur conception, il est nécessaire de les modéliser correctement. La méthodologie retenue afin de concevoir de façon optimale les composants magnétiques est visible sur la figure (3.1).

Une première étape consiste à modéliser correctement les transformateurs et inductances. Ensuite une boucle d'optimisation sera ajoutée afin de trouver des conceptions optimales. Les modèles ainsi placés dans une boucle d'optimisation devront être suffisamment rapides en temps de calcul afin de garantir des optimisations ne dépassant pas une heure tout en gardant une précision suffisante. Le choix du type de modélisation et les hypothèses prises sur les différentes parties du modèle multi-physique permettront de limiter le temps de calcul tout en conservant un ratio temps de calcul et précision correct.

Le développement d'un outil de modélisation multi-physique et d'optimisation de

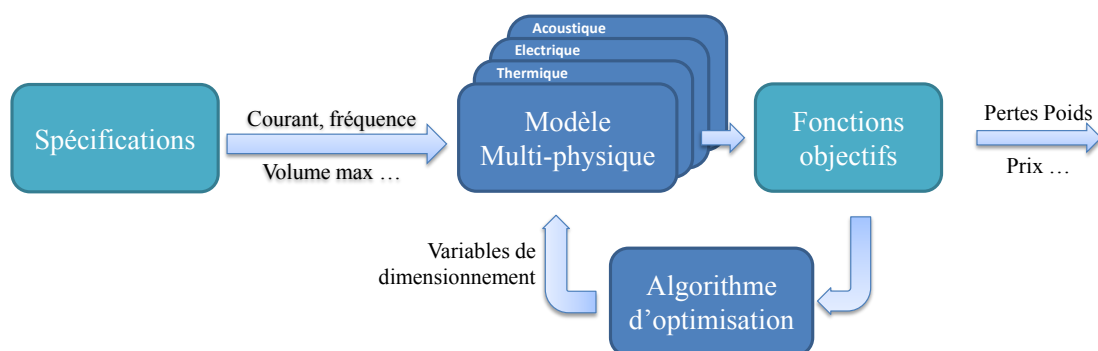


FIGURE 3.1: Méthode de conception optimale

ces composants passifs sera développé. Cet outil sera une aide à la conception optimale. Il évitera ainsi la démarche séquentielle actuellement exploitée. Les résultats seront fournis sous forme de fronts de Pareto optimaux.

La thèse s'articule en deux parties. Dans un premier temps, les méthodes de modélisation sont présentées et illustrées avec des exemples. Ensuite, l'approche multi-physique appliquée aux transformateurs et inductances est introduite. Par la suite le modèle multi-physique est validé grâce à des mesures expérimentales. La thèse finira sur la mise en place d'un algorithme d'optimisation agissant sur le modèle multi-physique afin d'obtenir des composants optimaux.

Deuxième partie

Etat de l'art

MÉTHODE DE MODÉLISATION ET EXEMPLES D'APPLICATION

1	Problématique rencontrée : choix d'un modèle	37
1.1	problème direct et inverse	37
1.1.1	Modèle direct	37
1.1.2	Modèle inverse	37
1.1.3	D'un modèle direct à un modèle de conception	37
1.2	Granularité	37
2	Méthode analytique	38
3	Méthode semi-analytique	39
4	Méthode des éléments finis et différences finies	40
4.1	La méthode des différences finies	41
4.2	La méthode des éléments finis	46
5	Exemple d'une modélisation analytique dans le cas d'une modélisation systémique d'un convertisseur DC/DC	47
5.1	Objectifs	47
5.2	Géométrie du transformateur	48
5.3	Produit des aires	48
5.4	Induction nominale	50
5.5	Densité de courant	51
5.6	Modèle thermique	51
5.7	Optimisation de la structure	51
5.8	Résultats	53
5.8.1	Masse du transformateur seul	53

5.8.2	Ensemble transformateur - électronique de puissance	54
5.9	Conclusion	55
6	Exemple d'une modélisation éléments finis dans le cas d'une modélisation multi-physique	55
6.1	Objectifs	56
6.2	Modélisation magnétique de la self actuelle	58
6.2.1	Modèle géométrique	58
6.2.2	Induction B	59
6.2.3	Champ magnétique H	59
6.2.4	Valeur de self	59
6.3	Modélisation thermique de la self actuelle	59
6.4	Introduction des caloducs dans la self	61
6.4.1	Géométrie des caloducs	61
6.4.2	Modèle géométrique de la self	62
6.4.3	Courants induits dans les caloducs	62
6.4.4	Champ magnétique H	63
6.4.5	Valeur de self	63
6.5	Modélisation thermique du refroidissement par caloducs	64
6.6	Etude de sensibilité	67
6.6.1	Position des caloducs	67
6.6.2	Ouverture dans le circuit magnétique	68
6.7	Conclusion	70

1 Problématique rencontrée : choix d'un modèle

1.1 problème direct et inverse

Un modèle peut avoir principalement deux buts : déterminer le comportement d'un composant ou permettre son dimensionnement. Dans le premier cas, on parlera de modèle direct où les causes sont connues et l'on recherche à obtenir les effets. Dans le second cas, il s'agit de modèle inverse. Ce dernier en fixant le comportement permet d'obtenir une géométrie en sortie par exemple.

1.1.1 Modèle direct

Les modèles directs permettent de comprendre et d'analyser le comportement d'un composant. Les données d'entrées sont connues telles que la géométrie ou les courants d'entrées. On cherche à déterminer les performances (prix, rendement ...) mais aussi le comportement physique (niveau d'induction, température de fonctionnement, etc.).

1.1.2 Modèle inverse

Les modèles inverses sont des modèles de conception où les entrées sont les performances du composant et les sorties sa géométrie. Bien qu'idéal dans la théorie, ces modèles ne sont pas toujours définissables et se cantonnent à des problématiques analytiques. De plus pour des performances données, il peut exister plusieurs solutions. Il n'y a donc pas d'unicité de la solution et les modèles inverses ne garantissent pas l'optimalité de la solution fournie [Gil09, Bri07].

1.1.3 D'un modèle direct à un modèle de conception

Il est tout à fait possible de créer un modèle de dimensionnement en utilisant un modèle direct. Pour cela, un algorithme d'optimisation est couplé avec le modèle direct comme sur la figure (3.1). L'ensemble modèle direct et algorithme d'optimisation forme finalement un modèle inverse, à la différence que la résolution n'est pas directe, car celle-ci demande un certain nombre d'itérations de la part de l'algorithme d'optimisation. En contrepartie, l'algorithme d'optimisation garantit une solution optimale. C'est cette démarche qui a été retenue par la suite.

1.2 Granularité

La granularité d'un modèle définit son niveau de détail et sa précision. Selon la granularité recherchée, les méthodes de modélisation seront plus ou moins adaptées. La

précision recherchée est donc le premier élément à définir avant de choisir une méthode de modélisation. Ce choix influencera directement le temps de calcul des modèles. Plus la granularité est fine, plus les temps de calcul sont importants (Fig. 4.1). Afin de limiter le temps pris par l'optimisateur, il ne faut pas choisir inutilement des modèles trop fins. Le choix de modèles trop grossiers engendrera par contre des résultats trop imprécis, et l'optimalité d'une solution peut être remise en cause. Dans le cas d'une modélisation multi-physique la granularité des différents modèles doit être compatible afin de ne pas limiter la granularité globale du modèle multi-physique.

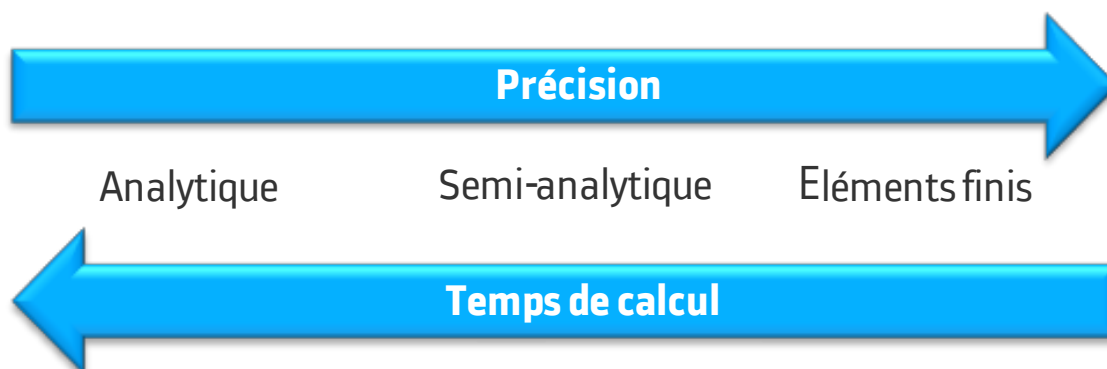


FIGURE 4.1: Compromis entre la précision et le temps de calcul

Les trois types de modélisation indiqués sur la figure (4.1) sont détaillés dans les paragraphes suivants.

2 Méthode analytique

La méthode analytique est très souvent utilisée pour modéliser les transformateurs et inductances [Pic65, McL04]. Le point fort de cette méthode est son temps d'exécution très faible. La granularité obtenue avec cette méthode dépend fortement des hypothèses qui ont été posées. Il est tout à fait possible d'obtenir un modèle très fin, bien meilleur que par une méthode éléments finis, mais les hypothèses émises sont souvent incompatibles avec la modélisation souhaitée.

Ainsi il est tout à fait possible de calculer le champ magnétique et électrique exact d'un conducteur de section ronde soumis à un courant alternatif haute fréquence et d'observer l'effet de peau. Par contre il ne sera pas possible de modéliser des conducteurs de sections rectangulaires sauf à faire l'hypothèse d'un conducteur infiniment long sur une dimension.

La modélisation analytique est souvent employée avec de nombreuses hypothèses simplificatrices permettant d'obtenir des lois de fonctionnement simples. La formule de Boucherot est un exemple parmi tant d'autres, où les hypothèses données permettent d'obtenir une loi de comportement, estimant l'induction moyenne B dans le

circuit magnétique d'un transformateur en fonction de la tension d'alimentation U , la section magnétique S et le nombre de spires N (Eq.4.1).

$$B = \frac{U}{\sqrt{2}\pi.S.freq.N} \quad (4.1)$$

La précision de cette équation est très faible, donnant simplement l'induction moyenne dans le circuit magnétique, négligeant les saturations locales. Un exemple de modélisation d'un transformateur est présenté en section (5).

L'utilisation des méthodes analytiques demande donc d'analyser et de poser les bonnes hypothèses et oblige donc le concepteur de très bien connaître le comportement des composants magnétiques afin d'être sûr de la validité et des limites du modèle.

La modélisation analytique telle qu'elle a été présentée, se base sur les équations physiques régissant le composant. D'autres méthodes analytiques existent permettant de modéliser un système. Il est ainsi possible d'utiliser des surfaces de réponses [VHAHB05, Viv02] obtenues par plan d'expérience. La transformation conforme est également une méthode analytique puissante, permettant de résoudre le problème en partant d'une géométrie simple [MJP04, DT02]. Cette méthode a été beaucoup utilisée pour calculer analytiquement le champ magnétique dans l'entrefer d'une machine électrique .

3 Méthode semi-analytique

La méthode semi-analytique cherche à mettre le problème sous forme de circuit électrique équivalent. Chaque élément du circuit est déterminé analytiquement et la résolution est numérique en mettant le problème sous forme matricielle grâce aux équations de Kirchhoff. Il suffit alors d'un schéma numérique d'inversion de matrice afin d'obtenir les différents potentiels et flux inconnus.

Cette méthode à constantes localisées se base sur la notion de tube de flux [Mak06]. Ce tube de flux unidirectionnel est conservatif. Toutes les lignes de flux entrant par une extrémité en ressortent par l'autre, exprimant ainsi la notion de divergence nulle d'un point de vue physique. Le tableau (4.1) donne la correspondance entre les potentiels et les flux pour différentes physiques. Le lien entre potentiel et flux est donné par la loi d'Ohm et permet de définir des résistances équivalentes pour chaque physique.

La complexité des réseaux à constantes localisées réside dans le fait que l'utilisateur doit connaître préalablement la direction des lignes de champ. La granularité de cette méthode dépend grandement du nombre d'éléments constituant le réseau et les hypothèses émises. La figure (4.2) montre la modélisation magnétique d'un électroaimant par une méthode semi-analytique [DSR06]. Celle-ci reste simple avec peu d'éléments

	Potentiel	Flux
Électrique	V	A
Thermique	°K	W
Magnétique	A	Wb
Mécanique	m	N

TABLE 4.1: Equivalence des flux et potentiels pour différents domaines physiques.

et beaucoup d'hypothèses. La précision est faible mais permet d'obtenir un modèle facile à mettre en place, avec la possibilité d'insérer une courbe de non-linéarité du matériau (élément en jaune sur la figure).

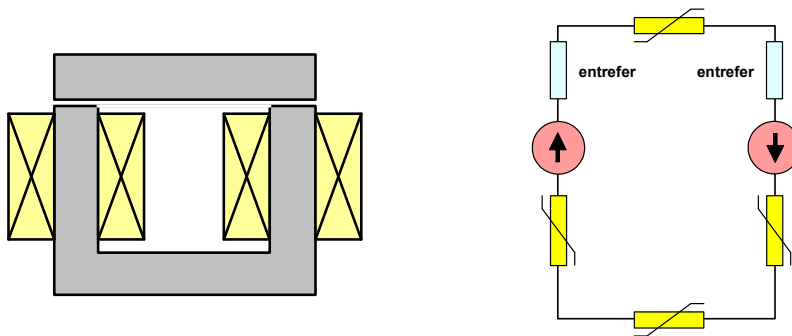


FIGURE 4.2: Modélisation d'un électroaimant par un réseau simple de perméances .

A l'opposé, on peut prendre l'exemple de l'étude du champ de fuites d'un transformateur [TTK90] (Fig. 4.3). La discrétisation et donc le nombre d'éléments permettent dans ce cas d'obtenir des résultats proches d'une méthode numérique avec un gain de temps fort appréciable.

Avec cette finesse de modélisation, il devient nécessaire de mettre en place des algorithmes permettant la création automatique du réseau et le calcul de chaque élément. L'emploi de cette méthode est très fréquent dans les démarches de conception optimale en Génie électrique [Bra12, PHB⁺06], car les modèles garantissent souvent un compromis idéal entre le temps de calcul et la précision.

4 Méthode des éléments finis et différences finies

Les méthodes numériques permettent de résoudre les équations régissant les différents domaines physiques. Pour cela, l'espace dimensionnel du composant est discrétisé en un ensemble d'éléments. Cette méthode limite très fortement le nombre d'hypothèses et permet d'obtenir une très bonne granularité. A contrario, cette précision se répercute sur le temps de calcul qui est élevé. C'est pourquoi les méthodes numériques ont longtemps été évincées des méthodes d'optimisation. La montée en puissance des ordinateurs et l'amélioration des méthodes de résolution et d'optimisation rendent

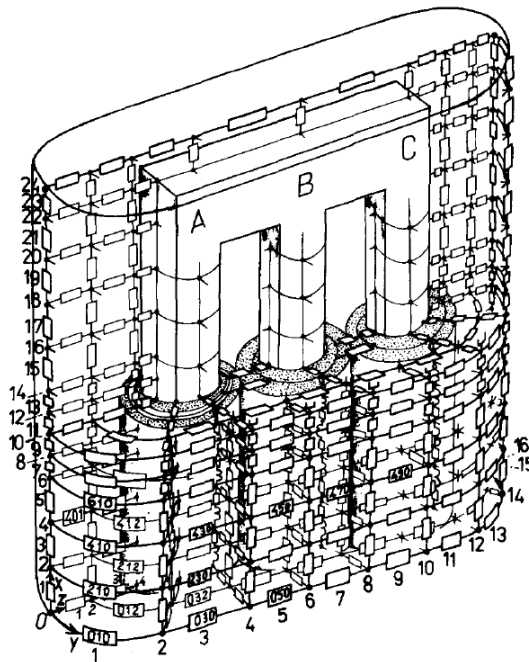


FIGURE 4.3: Réseau équivalent de perméances pour la détermination du champ de fuites d'un transformateur.

maintenant possible une optimisation utilisant des modèles numériques importants [BAGB⁺12]. La parallélisation des méthodes de résolution numérique permet actuellement de profiter de la puissance de gros clusters mettant en parallèle nombre de processeurs. De même, le développement du calcul sur processeur graphique (GPGPU) [GBWT09] va également dans ce sens. La démocratisation des superordinateurs rend actuellement possible la location à l'heure de serveurs hautes performances, dépassant le téraFLOPS, pour seulement quelques euros de l'heure [ama].

4.1 La méthode des différences finies

La méthode des différences finies permet, dans le cas d'un problème aux limites, d'obtenir facilement une solution grâce à la mise en équation matricielle du problème mono ou multi-dimensionnel. Cette méthode est moins performante que les éléments finis et se limite à des géométries simples contrairement aux éléments finis. En contrepartie, cette méthode est simple à mettre en place dans des outils tel que Matlab [QSG11].

Approximation :

Cette méthode de résolution se base sur la définition de la dérivée d'une fonction. Ainsi, pour une fonction $f(x)$, on peut écrire sa dérivée (Eq. 4.2).

$$\frac{df(x)}{dx} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x) - f(x-h)}{h} \quad (4.2)$$

Ou la dérivée centrée :

$$\frac{df(x)}{dx} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x+h) - f(x-h)}{2h} \quad (4.3)$$

De même, la dérivée seconde peut s'écrire de la façon suivante :

$$\frac{d^2 f(x)}{dx^2} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(x+h) - 2f(x) + f(x-h)}{h^2} \quad (4.4)$$

Par exemple la résolution temporelle d'un circuit RL classique régit par l'équation 4.5 peut se faire en discrétisant assez finement l'espace du temps t en éléments de longueur Δt (Fig. 4.4), il est possible de résoudre les problèmes aux limites par un schéma numérique.

$$E = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (4.5)$$

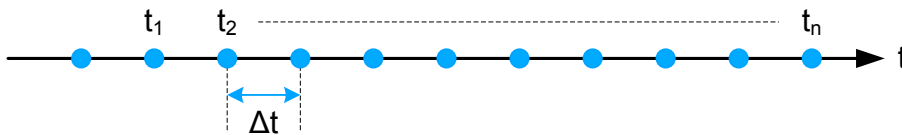


FIGURE 4.4: discrétisation de la variable x

Le temps est discrétisé en 9 intervalles de Δt seconde. En remplaçant h par Δt dans l'équation 4.2 l'écriture de la dérivée du courant i peut se formuler comme sur l'équation 4.6.

$$\frac{di(t_n)}{dt} = \frac{i(t_n) - i(t_{n-1})}{\Delta t} \quad (4.6)$$

On obtient un système matriciel (Eq. 4.7). Le système se résout alors en inversant la matrice du problème. En prenant pour valeur : $L=1\text{mH}$, $R=100\Omega$ et $\Delta t=10\mu\text{s}$, on obtient le résultat présenté sur la figure (4.5).

$$\begin{bmatrix}
 \frac{-L}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\
 0 & \frac{-L}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} & 0 & & & & & & \vdots \\
 \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & & & & \vdots \\
 \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & & & \vdots \\
 \vdots & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\
 \vdots & & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\
 \vdots & & & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\
 \vdots & & & & & & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\
 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \frac{-L}{\Delta t} & R + \frac{L}{\Delta t} \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i(t_0) \\ i(t_1) \\ i(t_2) \\ i(t_3) \\ i(t_4) \\ i(t_5) \\ i(t_6) \\ i(t_7) \\ i(t_8) \\ i(t_9) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ E \\ E \\ E \\ E \\ E \\ E \\ E \\ E \\ i(0) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

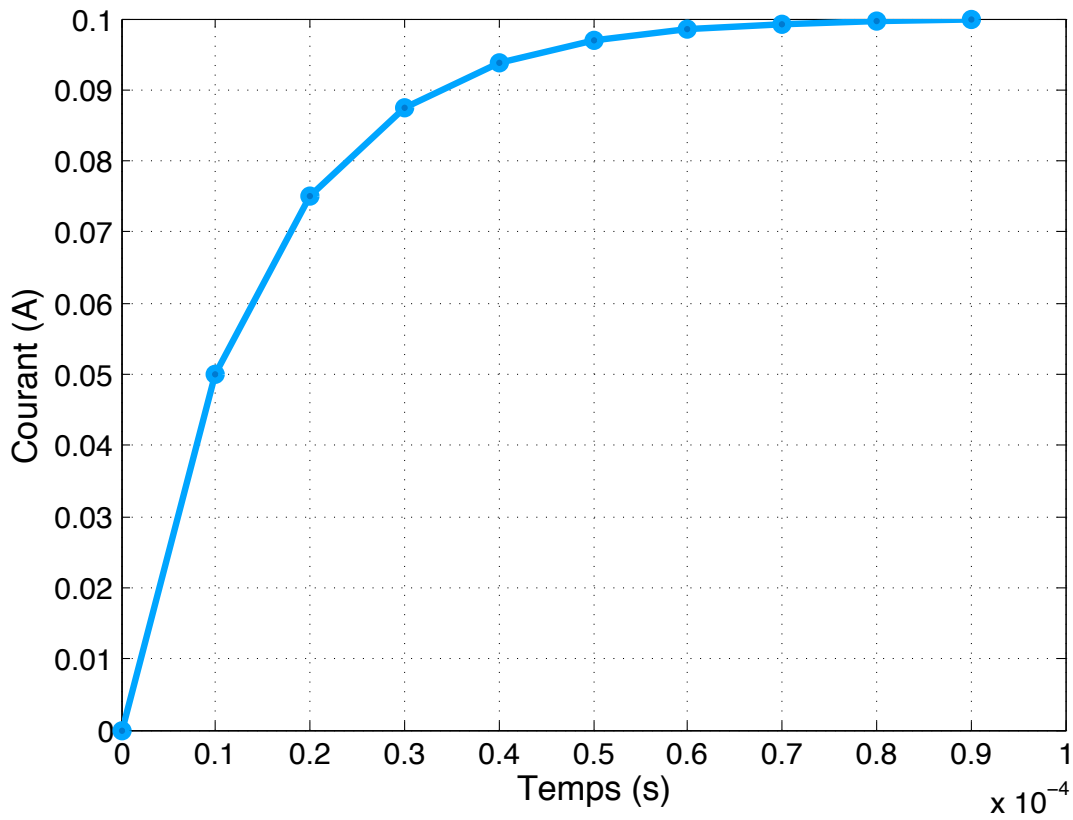


Figure 4.5: Résolution d'un circuit RL par différences finies

Méthode de la grille :

La méthode de la grille permet de résoudre des problèmes à deux dimensions. Le domaine est divisé en une grille (Fig. 4.6). Les nœuds de la grille définissent les points

où le problème sera résolu. Il est alors possible de définir les dérivées partielles de la fonction $f(x, y)$ (Eq.4.8 et 4.9).

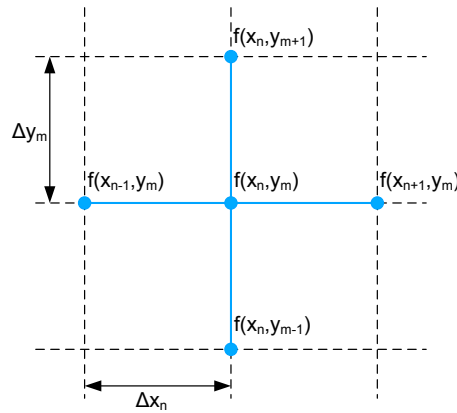


FIGURE 4.6: Grille pour un problème de dimension 2

$$\frac{\partial f(x_n, y_m)}{\partial x} = \frac{f(x_n, y_m) - f(x_{n-1}, y_m)}{\Delta x_n} \quad (4.8)$$

$$\frac{\partial f(x_n, y_m)}{\partial y} = \frac{f(x_n, y_m) - f(x_n, y_{m-1})}{\Delta y_m} \quad (4.9)$$

Exemple en magnétostatique :

L'exemple suivant décrit la résolution magnétostatique d'un transformateur en 2D. Les équations magnétiques sont décrites par les équations de Maxwell qui seront définies dans la section (1.1) et rappelées dans le cas de la magnétostatique par l'équation 4.10.

$$\begin{aligned} \text{rot } H &= J \\ \text{div } B &= 0 \\ B &= \mu H \end{aligned} \quad (4.10)$$

L'écriture du rotationnel dans un espace à trois dimensions cartésien (x;y;z) est définie par l'équation 4.11.

$$\text{rot } \mathbf{H} = \begin{pmatrix} \partial H_z / \partial y - \partial H_y / \partial z \\ \partial H_x / \partial z - \partial H_z / \partial x \\ \partial H_y / \partial x - \partial H_x / \partial y \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Dans le cas d'un problème magnétostatique en 2d, le courant est considéré perpendiculaire au plan d'étude (x;y) et le champ H est invariant selon l'axe z ce qui permet

d'écrire :

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = J \quad (4.12)$$

De plus l'équation 4.10, décrit la conservation du flux et permet d'obtenir, en développant l'opérateur de divergence, l'équation 4.13 .

$$\frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} = 0 \quad (4.13)$$

La caractéristique du matériau donne le lien entre B et H :

$$B_x = \mu \cdot H_x \quad (4.14)$$

$$B_y = \mu \cdot H_y \quad (4.15)$$

Le système possède quatre inconnues et quatre équations sont bien présentes. Ces inconnues sont discrétisées sur une grille de dimension (X;Y) avec des éléments de taille (dx;dy). Le système d'équations peut se formuler alors comme sur l'équation 4.16.

$$\begin{aligned} \frac{H_y(x_{n+1}, y_m) - H_y(x_{n-1}, y_m)}{2\Delta x} - \frac{H_x(x_n, y_{m+1}) - H_x(x_n, y_{m-1})}{2\Delta y} &= J(x_n, y_n) \\ \frac{B_x(x_{n+1}, y_m) - B_x(x_{n-1}, y_m)}{2\Delta x} + \frac{B_y(x_n, y_{m+1}) - B_y(x_n, y_{m-1})}{2\Delta y} &= 0 \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned} B_x(x_n, y_m) &= \mu(x_n, y_m, H) \cdot H_x(x_n, y_m) \\ B_y(x_n, y_m) &= \mu(x_n, y_m, H) \cdot H_y(x_n, y_m) \end{aligned}$$

Afin de prendre en compte la saturation magnétique, la fonction μ est dépendante du champ magnétique H. Le problème n'étant plus linéaire, il est nécessaire de résoudre le problème par itérations avec un algorithme permettant de converger vers le bon résultat.

En prenant par exemple une grille de dimension 500 par 500, on peut modéliser un transformateur en magnétostatique en imposant des conditions sur les courants d'entrée et sur la perméabilité du domaine (Fig. 4.7). Le primaire est constitué de trois couches, tandis que le secondaire n'en comporte qu'une seule.

La résolution matricielle du problème permet ainsi d'obtenir une cartographie du champ magnétique et de l'induction dans le domaine d'étude (Fig. 4.8).

Cette méthode de grille peut être utilisée pour résoudre des problèmes dans de nombreux domaines physiques. Elle a l'avantage d'être simple à implémenter, mais de par la nature de la grille, il est difficile de réaliser des géométries complexes.

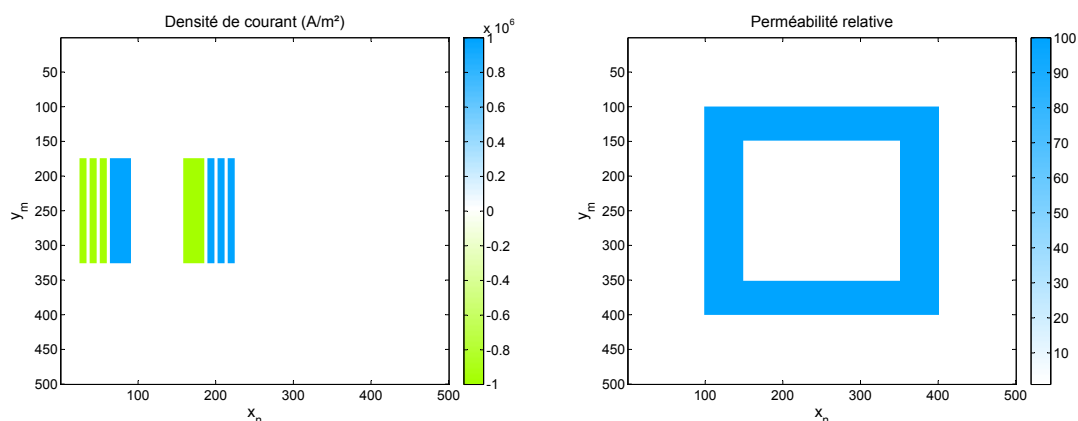


FIGURE 4.7: Définition des caractéristiques du domaine d'étude

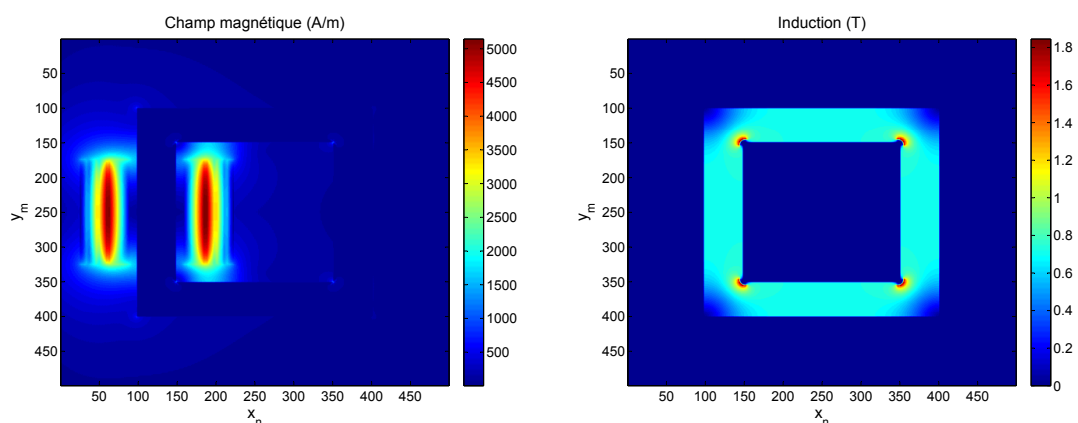


FIGURE 4.8: Champ magnétique et induction calculés pour un transformateur par différences finies

L'exemple en magnétostatique permet de visualiser les effets de saturation locale dans le circuit magnétique, c'est dernier étant très difficilement étudiable avec une méthode analytique.

4.2 La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis repose également sur la discrétisation du domaine. Mais contrairement à la méthode de la grille représentant un maillage régulier, les éléments finis permettent de définir des éléments de type triangle, rectangle, polyèdre, de taille diverse et connectés ensemble par leurs nœuds. De plus, sur chaque élément, une fonction d'interpolation est définie [Cra08].

Les éléments finis permettent ainsi de jouer sur la finesse du maillage afin d'observer plus ou moins bien un phénomène local dans le domaine d'étude. L'étude magnétique d'une self en éléments finis s'effectuera en prenant des mailles fines à l'approche des entrefers afin de bien modéliser les lignes de champ.

Cette méthode possède donc une très bonne granularité. De par sa formulation,

elle produit moins d'erreurs que les différences finies, mais le temps de maillage doit être pris en compte. Le maillage est une étape pouvant être aussi longue que la résolution du problème. Il est d'ailleurs intéressant dans ce cas de posséder un outil avec un maillage auto adaptatif ce qui permet de corriger le maillage automatiquement dans les zones 'sensibles'.

Ci-dessous, deux exemples de modélisations sont présentés. L'une est analytique afin de dimensionner un composant et l'autre éléments finis afin d'étudier un phénomène précis. Ces deux études sont multi-physiques. Leur intérêt est de présenter la difficulté d'étude des composants passifs dans leur environnement.

5 Exemple d'une modélisation analytique dans le cas d'une modélisation systémique d'un convertisseur DC/DC

5.1 Objectifs

Cette partie décrit une méthode analytique basée sur le produit des aires [McL04, VdBV05] permettant de dimensionner un transformateur pour un convertisseur DC/DC à topologie demi-pont (Fig. 4.9).

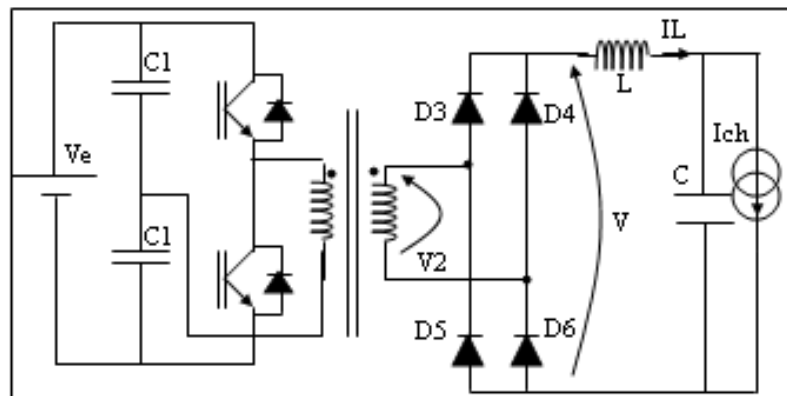


FIGURE 4.9: Convertisseur DC/DC demi-pont

Cette démarche permet de dimensionner rapidement un transformateur ou une self grâce à une méthode purement analytique. Cette méthode est rapide et permet d'optimiser facilement l'ensemble convertisseur et transformateur. L'utilisation du produit des aires permet de limiter le nombre de variables du problème. Celui-ci lie la puissance électrique qui transite dans le transformateur, au produit de la section magnétique et électrique.

Cette étude permet de mettre en avant une approche systémique [Mes07]. Du point de vue du transformateur, l'augmentation de la fréquence de découpage permet de di-

minuer sa masse. Du point de vue de l'électronique, l'augmentation de la fréquence de découpage se caractérise par l'augmentation des pertes par commutations. Ces pertes sont évacuées par un radiateur dont la masse évolue avec les pertes. Il existe donc un compromis sur la fréquence de découpage permettant de limiter la masse totale du convertisseur.

L'étude a porté sur plusieurs topologies (pont complet, forward, etc) pour obtenir un convertisseur de 100kVA, mais seul le demi-pont est présenté. Les pertes de l'électronique sont établies en se basant sur [MH03] et leurs formulations ne sont pas présentées.

5.2 Géométrie du transformateur

Afin de limiter le nombre de variables, une géométrie double tore [PPBH10], est utilisée (Fig. 4.10) : un tore de conducteur (aluminium ou cuivre) enroulé autour d'un tore de circuit magnétique. Contrairement à une topologie plus classique, comme les circuits EI, double C ou autre, le double tore peut simplement être décrit par deux variables dimensionnelles : les rayons R_{fer} et R_{cuivre} .

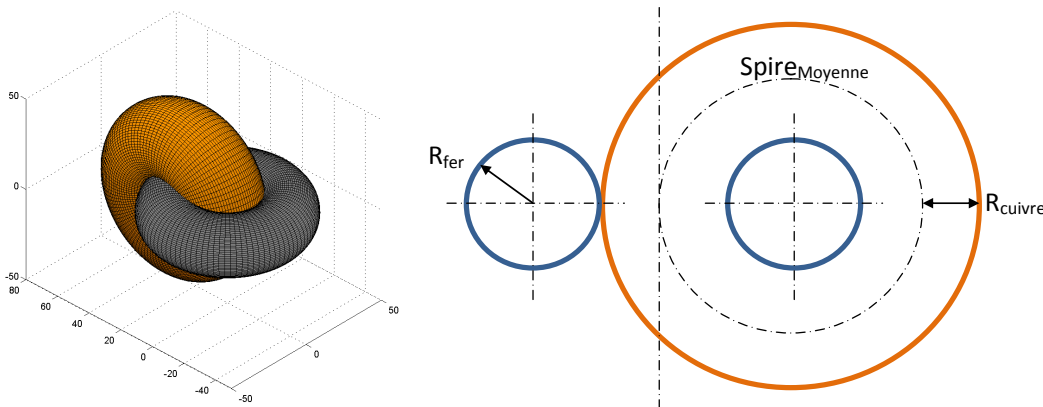


FIGURE 4.10: Géométrie double tore d'un transformateur

Bien que cette géométrie soit arbitraire, un lien existe entre cette géométrie et des géométries plus usuelles, comme le pot-core ou le transformateur torique en “déroutant” respectivement le cuivre autour du fer, ou inversement (Fig.4.11).

5.3 Produit des aires

Les équations magnétiques permettent d'écrire les équations 4.17 et 4.18 :

$$e = N_1 \frac{d}{dt} \phi \quad (4.17)$$

$$\int e \cdot dt = N_1 B \cdot S_{fer} \cdot \Phi_{ois_{fer}} \quad (4.18)$$

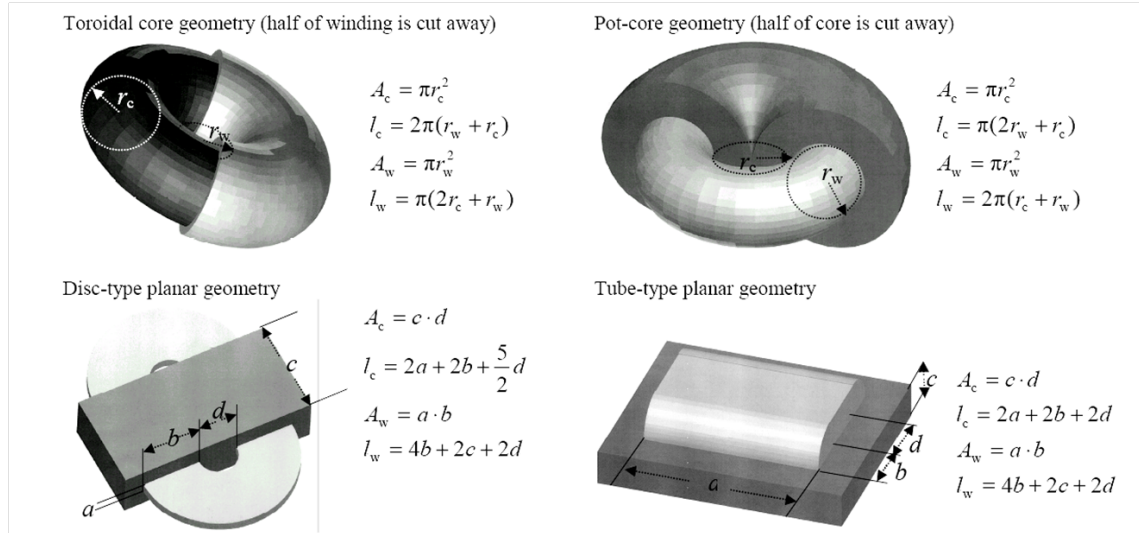


FIGURE 4.11: Du double tore aux géométries plus classiques

Avec :

ϕ : Flux magnétique (Wb)

N_1 : Nombre de spires primaire

e : tension aux bornes du bobinage

B : induction dans le circuit magnétique (T)

S_{fer} : Section de fer (m²)

$fois_{fer}$: Coefficient de foisonnement du fer [0 à 1]

La tension aux bornes du transformateur étant un signal carré d'amplitude Ve , et de rapport cyclique α , l'équation 4.18 devient :

$$Vs = Ve \cdot \alpha \cdot T$$

$$Vs = 2N_1 B \cdot S_{fer} \cdot fois_{fer} \quad (4.19)$$

$$S_{fer} = \frac{Vs}{2N_1 B \cdot fois_{fer}}$$

De même, il est possible de lier la section du cuivre avec les courants du primaire et du secondaire par l'équation 4.20.

$$S_{cuivre} = (I_{1Eff} \cdot N_1 + I_{2Eff} \cdot N_2) / J$$

$$S_{cuivre} = \frac{N_1 \cdot (I_{1Eff} + I_{2Eff} \cdot m)}{J} fois_{cuivre} \quad (4.20)$$

Avec :

I_{1Eff} : Courant efficace primaire (A)

I_{2Eff} : Courant efficace secondaire (A)

m : Rapport de transformation ($\frac{N_2}{N_1}$)

N_2 : Nombre de spires secondaire

J : Densité de courant (A/mm²)

$f_{ois_{cuivre}}$: Coefficient de foisonnement cuivre >1

Il en découle le produit des aires qui est la multiplication des deux sections (Eq. 4.21).

$$\begin{aligned} P_{Aire} &= S_{cuivre} \cdot S_{fer} \\ P_{Aire} &= \frac{Vs \cdot (I_{1Eff} + I_{2Eff} \cdot m)}{2 \cdot B \cdot J} \times \frac{f_{ois_{cuivre}}}{f_{ois_{fer}}} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Le produit des aires est intéressant pour plusieurs raisons. La première est qu'il fait disparaître le nombre de spires du primaire et du secondaire, éliminant ainsi deux variables. La seconde est qu'il donne une relation entre une puissance et le produit de deux sections.

5.4 Induction nominale

Afin de diminuer le volume du composant magnétique, il faut diminuer le produit des aires. Pour cela une possibilité est de maximiser la valeur d'induction nominale B . Or il n'est pas toujours raisonnable de se placer à la limite de saturation. En effet, selon la fréquence de découpage et les harmoniques, les pertes fer peuvent devenir trop importantes et entraîner des surchauffes. Une solution simple consiste à limiter les pertes fer à une densité volumique limitée. Les pertes fer volumiques sont obtenues par le modèle simplifié de Steinmetz (Eq. 4.22)

$$P_{fer} = K_p \cdot B_{max}^\beta \cdot Freq^\alpha [W/kg] \quad (4.22)$$

avec K_p , β , et α des constantes liées au matériau magnétique.

Ainsi, on peut en déduire la valeur de B_{max} applicable par l'équation 4.23.

$$B_{max} = \exp\left(\frac{\ln\left(\frac{P_{fer}}{K_p \cdot Freq^\alpha}\right)}{\beta}\right) \quad (4.23)$$

5.5 Densité de courant

La densité de courant intervient directement dans le produit des aires. Une valeur élevée va dans le sens d'une diminution de la masse. En contrepartie, les pertes Joules augmentent drastiquement. De même que pour la valeur d'induction, il est nécessaire de limiter la densité de courant afin de ne pas endommager les isolants. Il est donc important de mettre en place un petit modèle thermique analytique afin d'estimer la température du bobinage.

5.6 Modèle thermique

Le modèle thermique est volontairement simple. Il ne prend en compte que la convection et ne fournit que la température moyenne de fonctionnement. Les pertes fer étant limitées par une valeur de perte volumique afin de garantir leur évacuation, il en résulte que seules les pertes Joules viennent alimenter le modèle thermique. Ce modèle étant fortement lié à la topologie du transformateur, il en découle que son adaptation à un modèle double tore impose de faire de fortes approximations de par la difficulté, entre autres, d'y intégrer un canal de ventilation. En convection, l'élévation de température ΔT est définie par l'équation 4.24.

$$\Delta T = \frac{P}{\alpha \cdot S} \quad (4.24)$$

avec :

P : Pertes cuivre (W)

α : Transmissibilité thermique surfacique ($W \cdot m^{-2} \cdot K^{-1}$)

S : La surface de convection (m^2)

La surface d'échange est considérée comme sur la figure (4.12) et sa formulation est donnée sur l'équation 4.25.

$$\begin{aligned} S &= S_{int} + S_{ext} \\ S &= Spire_{moy}(2\pi R_{cuivre} + 4R_{cuivre}) \\ Spire_{moy} &= 2\pi(R_{fer} + R_{cuivre}) \end{aligned} \quad (4.25)$$

Le coefficient d'échange est obtenu en utilisant les nombres Reynolds et Nusselt [Heu78].

5.7 Optimisation de la structure

Une macro (Fig. 4.13) a été réalisée afin de fournir en sortie un transformateur respectant le cahier des charges tout en minimisant sa masse. Pour cela, la macro ba-

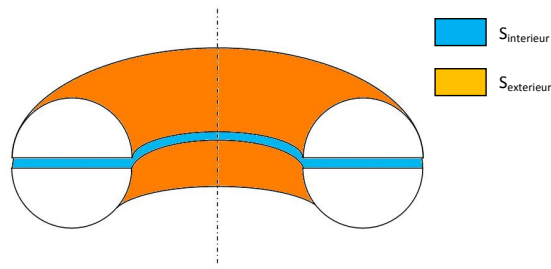


Figure 4.12: Surface d'échange sur un tore de conducteur

laie les solutions en incrémentant la densité de courant et le rapport Cuivre/fer. La meilleure solution obtenue est conservée au détriment des autres. Cette macro est donc codée en imbriquant deux boucles afin de quadriller l'espace de recherche. Tout le domaine est donc examiné grâce à cette méthode combinatoire. Cette méthodologie est parfaitement adaptée, car le nombre de variables est limité à deux et les bornes de ces variables sont suffisamment réduites pour être en mesure de choisir un pas de discrétisation faible.

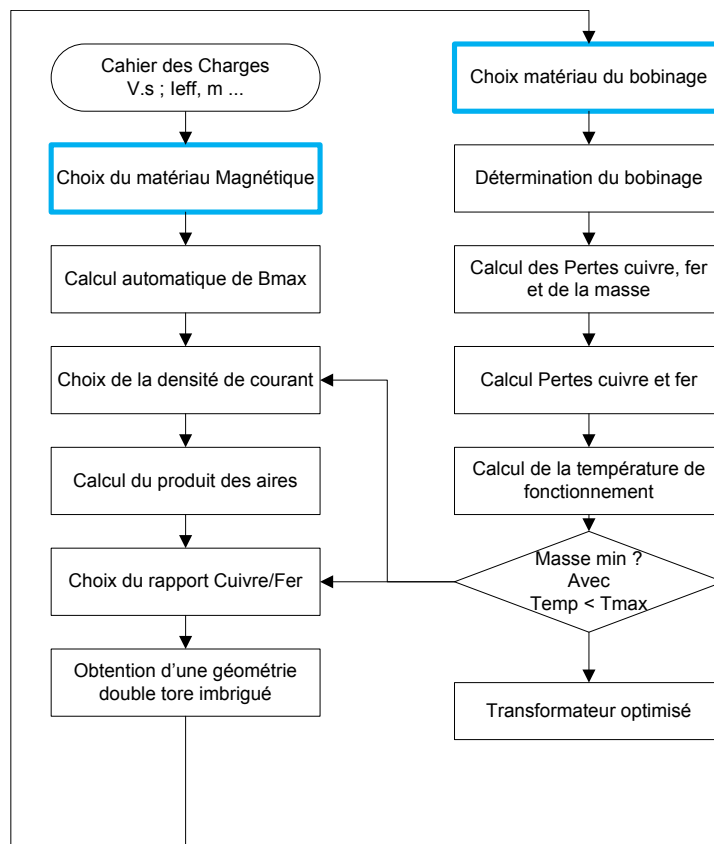


Figure 4.13: Méthode de bouclage utilisée

5.8 Résultats

La fréquence de découpage du convertisseur ainsi que le matériau magnétique employé, sont pris comme paramètres d'étude afin de montrer leurs influences sur la masse du transformateur résultant. Quatre matériaux ont été étudiés :

- Fer-Silicium grain orienté M140-30
- Ferrite 3C92
- Nanocristallin Vitroperm 500 F
- Amorphe Metglas 2605SA1

Les matériaux magnétiques ont fortement évolué et il devient parfois difficile de déterminer le plus approprié à l'application visée. Pour les basses et hautes fréquences, respectivement inférieures à 100Hz et supérieures à 20kHz, le choix ne pose que peu de problèmes et le concepteur s'orientera respectivement vers les tôles de fer et les ferrites. Cependant entre ces deux extrêmes, il existe d'autres matériaux tels que les nanocristallins et les amorphes. Il devient alors difficile de connaître la plage d'utilisation optimale de chaque matériau et d'estimer la transition entre deux matériaux.

5.8.1 Masse du transformateur seul

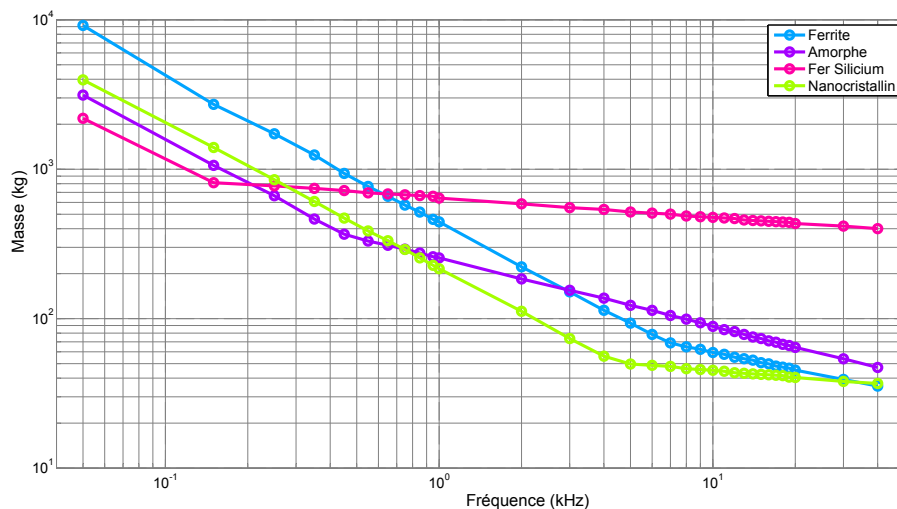


FIGURE 4.14: Evolution de la masse du transformateur en fonction de la fréquence et du matériau magnétique.

La figure (4.14) montre l'évolution de la masse du transformateur en fonction de la fréquence de découpage du convertisseur. Les deux extrêmes se retrouvent bien : fer silicium et ferrite. Cette dernière devient dominante à partir de 30kHz. L'amorphe et le nanocristallin permettent de compléter les fréquences intermédiaires.

5.8.2 Ensemble transformateur - électronique de puissance

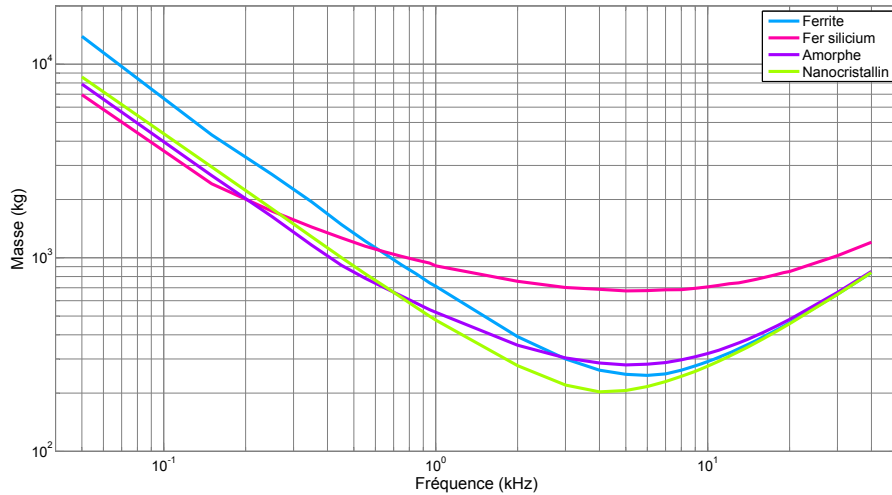


FIGURE 4.15: Evolution de la masse totale du convertisseur en fonction de la fréquence et du matériau magnétique.

L'augmentation de la fréquence a un impact bénéfique sur le poids du transformateur, mais il en est tout autrement pour l'électronique du convertisseur. En effet, les pertes par commutations des interrupteurs augmentent avec la fréquence de découpage. Afin d'évacuer ces pertes il faut par conséquent augmenter la surface d'échange thermique de l'électronique ce qui engendre donc des radiateurs plus volumineux et plus lourds. Ainsi à basse fréquence, la masse du convertisseur DC-DC sera principalement due au transformateur alors qu'à haute fréquence ce sera celle des radiateurs du convertisseur qui dominera. Le poids des radiateurs est proportionnel aux pertes vues par les interrupteurs et dépend de la résistance thermique du radiateur ainsi que de sa masse volumique.

La figure (4.15) met en avant le compromis existant et fait apparaître un optimum de la masse entre 4 et 6 kHz. La technologie des interrupteurs évoluant rapidement, la fréquence de l'optimum augmentera avec le temps. La prise en compte de composants en carbure de silicium, donnerait des fréquences plus hautes par exemple. Il apparaît dans ce cas que le nanocristallin est le matériau idéal, mais que toutefois l'amorphe et la ferrite donnent de bons résultats comparés au fer silicium. Ce classement des matériaux se retrouve bien pour cette bande de fréquence sur la figure (4.14). Dans le futur, le nanocristallin fera place à la ferrite bien meilleure dans les hautes fréquences. De même, une amélioration du refroidissement par de meilleurs radiateurs, ou par une meilleure ventilation permettrait d'augmenter cette fréquence optimale.

5.9 Conclusion

Cette modélisation systémique très grossière a permis de trouver rapidement la plage de fréquence optimale pour une application donnée. Les masses déterminées sont plus qualitatives que quantitatives. La faiblesse des modèles fait que les masses obtenues sont soumises à de fortes incertitudes : effets de peau non considérés, modèle thermique à un seul noeud, géométrie double-tore.

La comparaison entre les solutions reste cependant fiable, car les mêmes erreurs sont commises pour chaque simulation.

L'exemple suivant repose quant à lui sur une étude fine d'un composant et plus particulièrement sur l'insertion de caloducs dans son système de refroidissement. Ce composant, situé dans un coffre fermé, est soumis à des contraintes thermiques importantes.

6 Exemple d'une modélisation éléments finis dans le cas d'une modélisation multi-physique

Cet exemple montre une modélisation par éléments finis d'une self DC dont le but est de modifier le type de refroidissement en passant d'un refroidissement par air forcé à un refroidissement par caloducs.

Le fonctionnement des caloducs et son utilisation en Génie électrique est décrit par [Kam07]. Contrairement à l'exemple précédent, où l'on cherchait à trouver des compromis entre les différents éléments d'un convertisseur et d'en déduire par exemple une loi de masse approximative en fonction de la fréquence de découpage ; ici le but est de s'intéresser uniquement à la self d'entrée du convertisseur et de modéliser finement son comportement magnétique et thermique.

La self, présentée sur la figure (4.16), est une self DC située juste derrière la caténaire d'un métro alimentée en DC. Cette self est refroidie par un moto-ventilateur débitant $0.53 m^3 \cdot s^{-1}$. La ventilation a pour but, dans ce cas, d'évacuer les $10 kW$ de pertes générées dans le bobinage. Chaque galette électrique dissipe $625 W$ de pertes Joules et la classe thermique de ce composant est la classe H, cad $120^\circ K$ d'échauffement moyen maximum.

La figure (4.16) fait apparaître un circuit magnétique. La self fonctionne en réalité comme une self à air. Le circuit magnétique ne passe pas au centre des galettes. Son but est de limiter les champs rayonnés qui doivent être maîtrisés en ferroviaire.

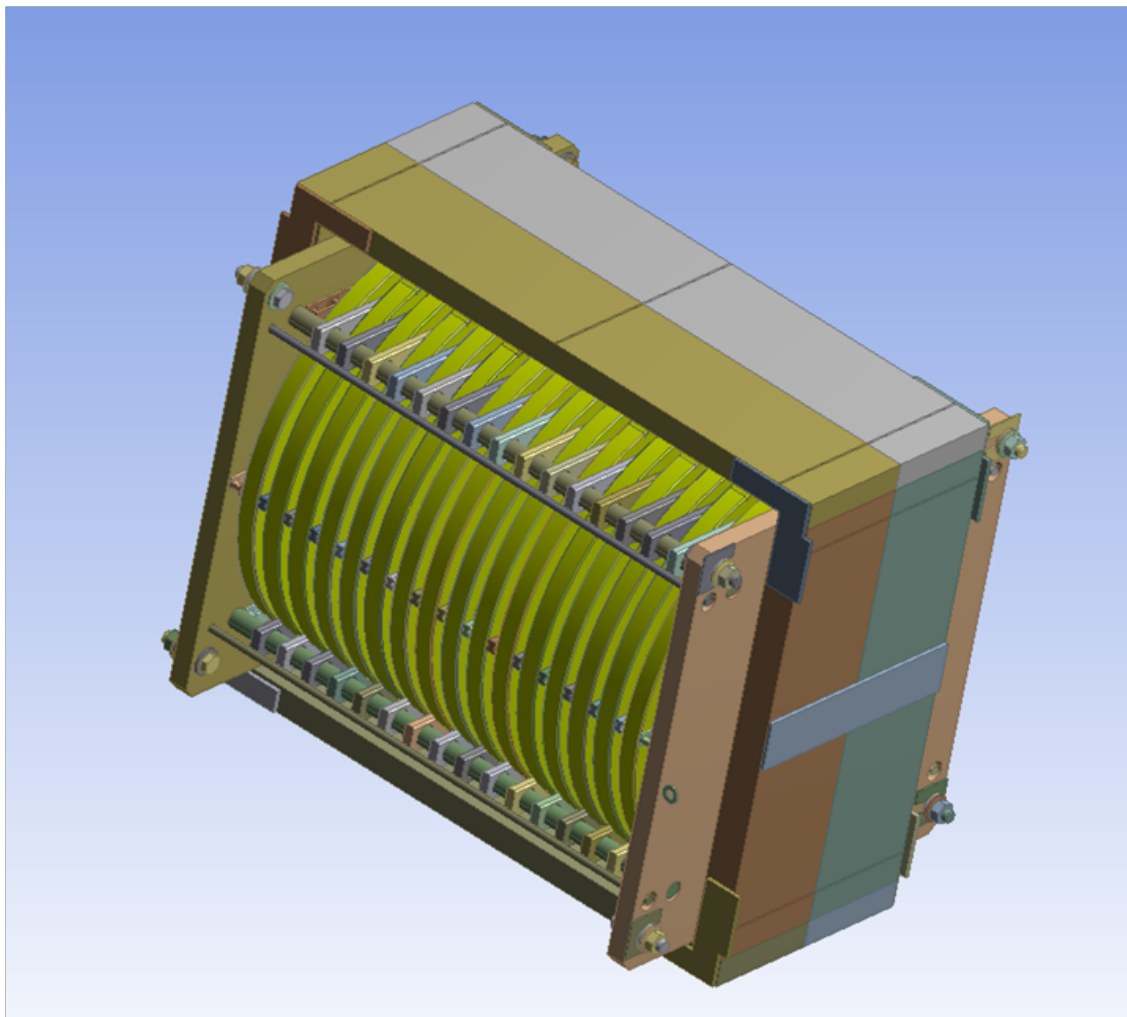


FIGURE 4.16: Self DC d'entrée d'un métro

6.1 Objectifs

Bien que le composant fonctionne parfaitement à l'heure actuelle avec une ventilation forcée, l'idée est de supprimer le ventilateur et de compenser cette perte de ventilation par une ventilation vent-vitesse créée par le déplacement du métro. Ainsi un système de captation sur le train, permettra de diriger le flux d'air, sur le composant. Il n'est pas envisageable d'espérer obtenir des débits aussi importants que les $0.53\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1}$ actuels. Afin d'augmenter les surfaces d'échange et d'extraire au mieux les calories dans le composant, des caloducs sont introduits dans le bobinage.

Bien que ce soit une self DC, parcourue par très peu d'harmoniques de courant, il est nécessaire que cette self respecte un gabarit fournissant les bornes extrêmes admissibles de la valeur de self en fonction de la fréquence. Cette contrainte permet de garantir une impédance du métro vis-à-vis du réseau conforme aux spécifications électriques du réseau de caténaires. La self actuelle présente une valeur d'inductance représentée sur la figure (4.17).

L'introduction de caloducs dans le bobinage pose nombre de problèmes. En effet,

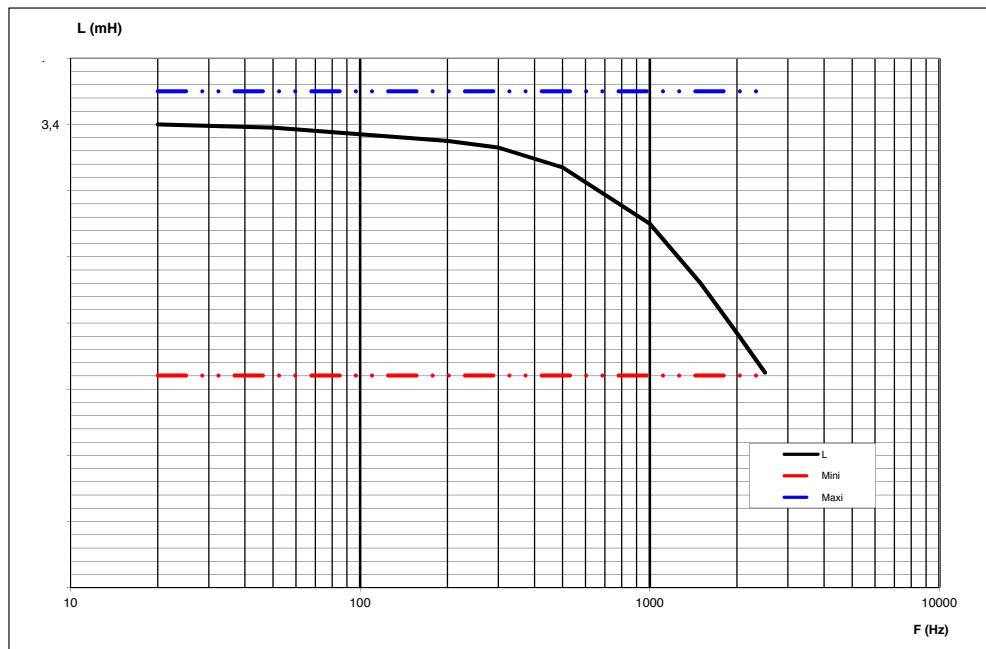


FIGURE 4.17: Variation de l'inductance en fonction de la fréquence

ils sont constitués principalement d'aluminium et de cuivre. Or même si ces deux matériaux ont une perméabilité magnétique proche de l'air, ils n'en sont pas moins de bons conducteurs électriques soumis aux courants induits.

Afin de limiter le temps de développement d'un démonstrateur, la géométrie actuelle de la self est reprise et sera modifiée afin de pouvoir y intégrer un système de refroidissement passif. Le but est d'estimer l'impact magnétique des caloducs sur la valeur de self, et d'estimer le refroidissement passif nécessaire.

Les caloducs placés entre les galettes sont plongés dans le champ magnétique de la self. Il y a ainsi création de tensions (Eq. 4.26) et donc apparition de courants induits (Eq. 4.27) dans les barreaux.

$$U = n \frac{d\phi}{dt} \quad (4.26)$$

$$U = R.I \quad (4.27)$$

Ces courants induits vont eux mêmes recréer un champ magnétique opposé au champ qui traverse les caloducs (Eq. 4.28). Ainsi la valeur de la self, de par la diminution du champ (Eq. 4.29), va diminuer. Ce phénomène dépend de la fréquence et est inexistant pour un courant d'excitation continu.

$$\operatorname{rot} H = J \quad (4.28)$$

$$\phi = L.I \quad (4.29)$$

Il est donc important de quantifier ce phénomène afin d'évaluer l'impact des caloducs sur le gabarit (Fig.4.17). Pour cela des simulations éléments finis ont été réalisées.

6.2 Modélisation magnétique de la self actuelle

Une simulation en magnétostatique a été effectuée sur la self afin de s'assurer que l'on retrouve bien la bonne valeur de self nominale. Cette étape permet de vérifier en partie de la validité des simulations.

6.2.1 Modèle géométrique

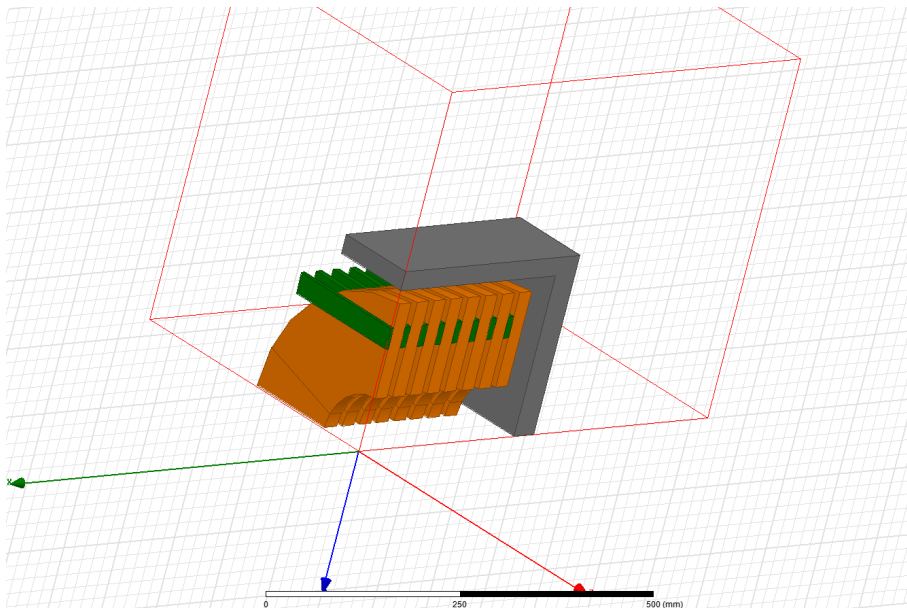


FIGURE 4.18: 1/8 de self modélisé sous Maxwell

Une géométrie simple a été modélisée. Chaque galette est représentée par un seul conducteur. Le courant traversant le conducteur est réglé afin que les ampères-tours soient équivalents à la self réelle.

Les cales amagnétiques sont représentées en vert sur la figure (4.18). Elles sont placées comme sur le dessin d'ensemble de la self. Elles n'ont aucune influence sur la simulation, car leur perméabilité est équivalente à celle de l'air. Afin d'accélérer les calculs, des plans de symétrie ont été mis en place permettant l'étude de seulement $\frac{1}{8}$ de la self.

6.2.2 Induction B

La figure (4.19) présente la valeur d'induction dans le circuit magnétique. Les valeurs correspondent bien à celles déterminées par le bureau d'étude lors de la conception de cette self.

6.2.3 Champ magnétique H

La figure (4.20) montre le champ magnétique dans la self. On y voit clairement l'influence du manteau magnétique qui limite fortement le champ en dehors de la self. Les cales sont bien traversées par un champ magnétique important et le champ évolue rapidement lorsqu'on s'approche du centre des galettes. C'est pourquoi le placement des caloducs doit être bien réfléchi afin de permettre un bon refroidissement tout en gardant une bonne valeur de self. En effet un placement au plus proche du centre permet de maximiser la surface de contact et de s'assurer que chaque couche de conducteur touche un caloduc. Par contre, le fait d'approcher ces caloducs du centre entraîne une densité de courant induit plus élevée et donc plus de pertes et une valeur de self moindre.

6.2.4 Valeur de self

Afin de calculer la valeur de self, la méthode de l'énergie est utilisée (Eq. 4.30).

$$E = \iiint H \cdot B \, dv \quad (4.30)$$

Ainsi, il est possible d'en déduire la valeur de self grâce à la formule 4.31.

$$E = \frac{1}{2} LI^2 \quad (4.31)$$

L'énergie calculée, pour une excitation nominale, permet de retrouver la valeur de self avec une erreur de 1%.

6.3 Modélisation thermique de la self actuelle

Le design actuel a été modélisé sous Ansys Fluent. Seul $\frac{1}{4}$ de la géométrie est étudié par la mise en place de plans de symétrie (Fig. 4.21). Seuls les phénomènes de convection et de conduction sont pris en compte. La zone d'air est maillée en insérant des couches limites.

Les galettes et les cales sont maillées également afin de prendre un compte la conduction dans ces éléments (Fig. 4.22). Les pertes Joules sont injectées dans les galettes

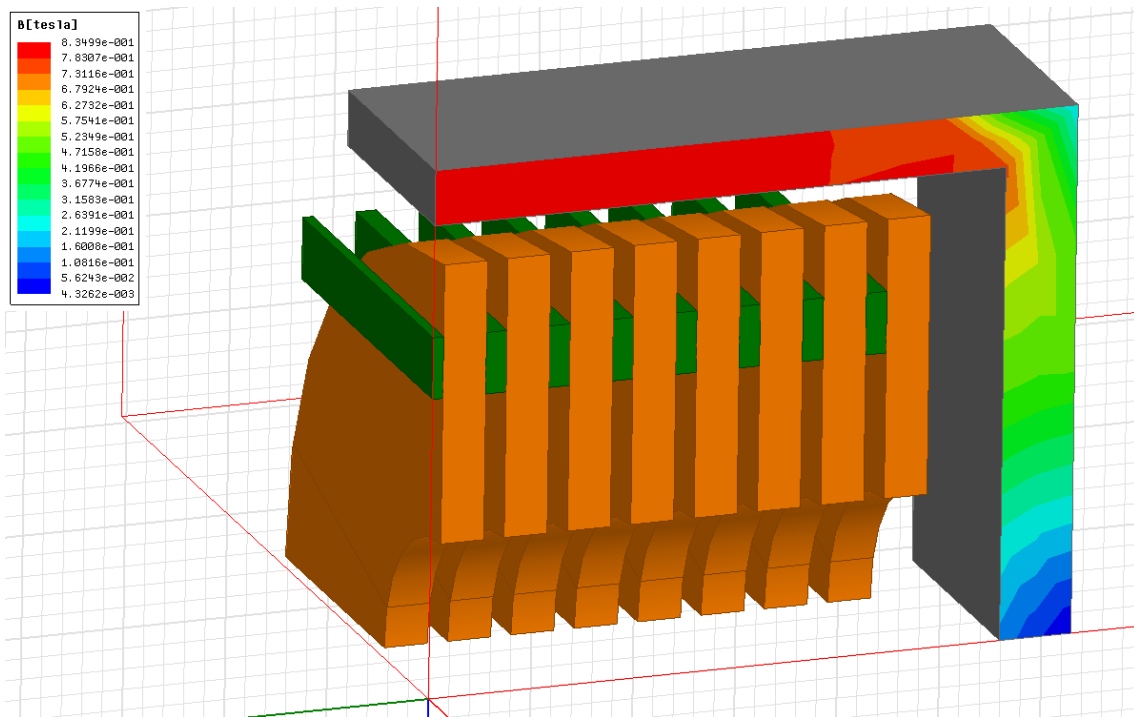


FIGURE 4.19: Représentation de l'induction B sur un plan du circuit magnétique

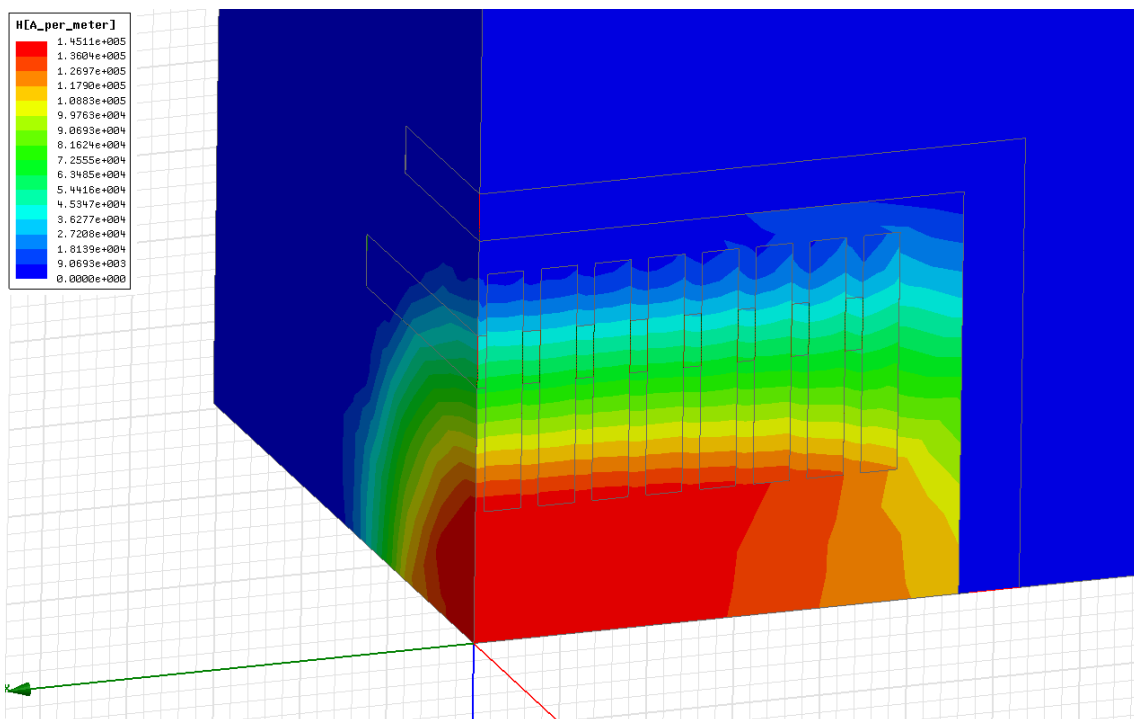


FIGURE 4.20: Représentation du champ magnétique H

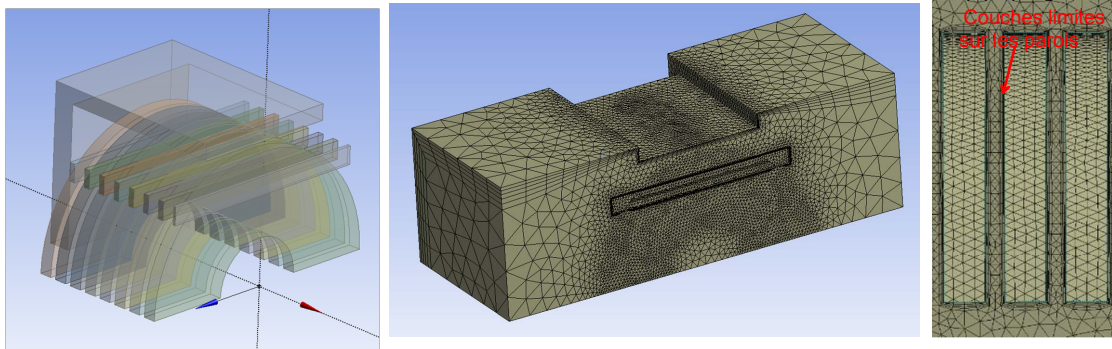


FIGURE 4.21: géométrie du modèle thermique de la self

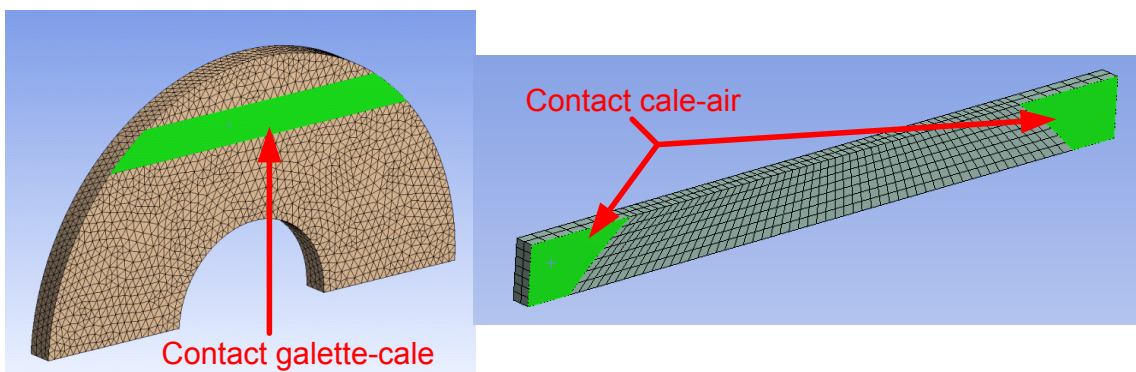


FIGURE 4.22: Maillage des solides et zones de contact

et des zones de contact sont établies afin de modéliser la connexion des différents maillages.

Les résultats de simulation aéro-thermique sont donnés sur la figure (4.23). L'écoulement d'air y est représenté ainsi que la température des galettes. L'échauffement maximal de 95°K est en accord avec les mesures faites à l'aide de thermocouples.

6.4 Introduction des caloducs dans la self

6.4.1 Géométrie des caloducs

La simulation sur la self d'origine étant validée, il faut maintenant intégrer les caloducs dans la simulation. Les caloducs viennent remplacer une cale sur deux. Il n'est pas possible de placer un dispositif entre chaque galette, car les cales actuelles font 10mm d'épaisseur. Il n'est pas envisageable de fabriquer des caloducs de cette épaisseur pouvant extraire la bonne puissance thermique. Devant laisser de la place pour y loger les tubes de cuivres, ceux-ci deviendraient trop petits pour être efficaces.

Il a donc été décidé de remplacer seulement une cale sur deux par un caloduc. Il devient possible en diminuant les cales à 5mm d'épaisseur de faire des caloducs de 15mm d'épaisseur (Fig.4.24).

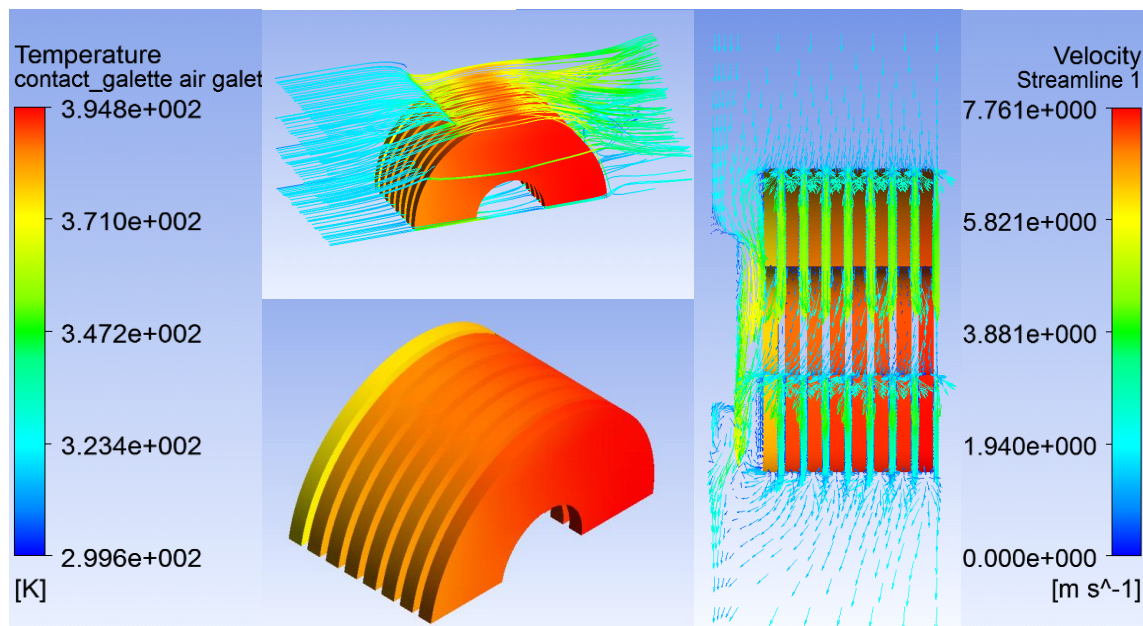


FIGURE 4.23: Résultats de la simulation aérothermique de la self actuelle.

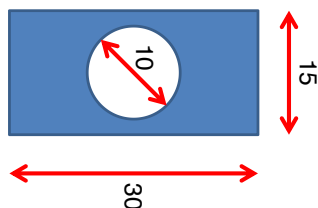


FIGURE 4.24: Section d'un caloduc en mm

6.4.2 Modèle géométrique de la self

La géométrie de la self est donc modifiée comme le montre la figure (4.25). Toujours $\frac{1}{8}$ de la self est modélisé pour limiter les temps de calcul. Les caloducs sont en aluminium et sont percés en leur centre d'un trou de 10mm . Cette simulation prend en compte les effets fréquentiels sur les caloducs. Le bobinage et le circuit magnétique sont calculés sans prendre en compte ces effets afin de limiter les temps de calcul.

A une fréquence de 2500Hz , l'épaisseur de peau de l'aluminium est de 1.6mm . Afin de garantir des résultats valables, il est nécessaire de mailler dans l'épaisseur de peau au moins deux couches (Fig.4.26). Cela génère en contrepartie de lourdes simulations.

6.4.3 Courants induits dans les caloducs

La figure (4.27) présente la densité de courant qui est induite par le champ magnétique de la self. Les valeurs sont élevées, de l'ordre de $50\text{A}\cdot\text{mm}^{-2}$ mais il faut garder à l'esprit que les simulations sont réalisées avec un courant nominal. Or à cette fréquence le courant être beaucoup plus faible.

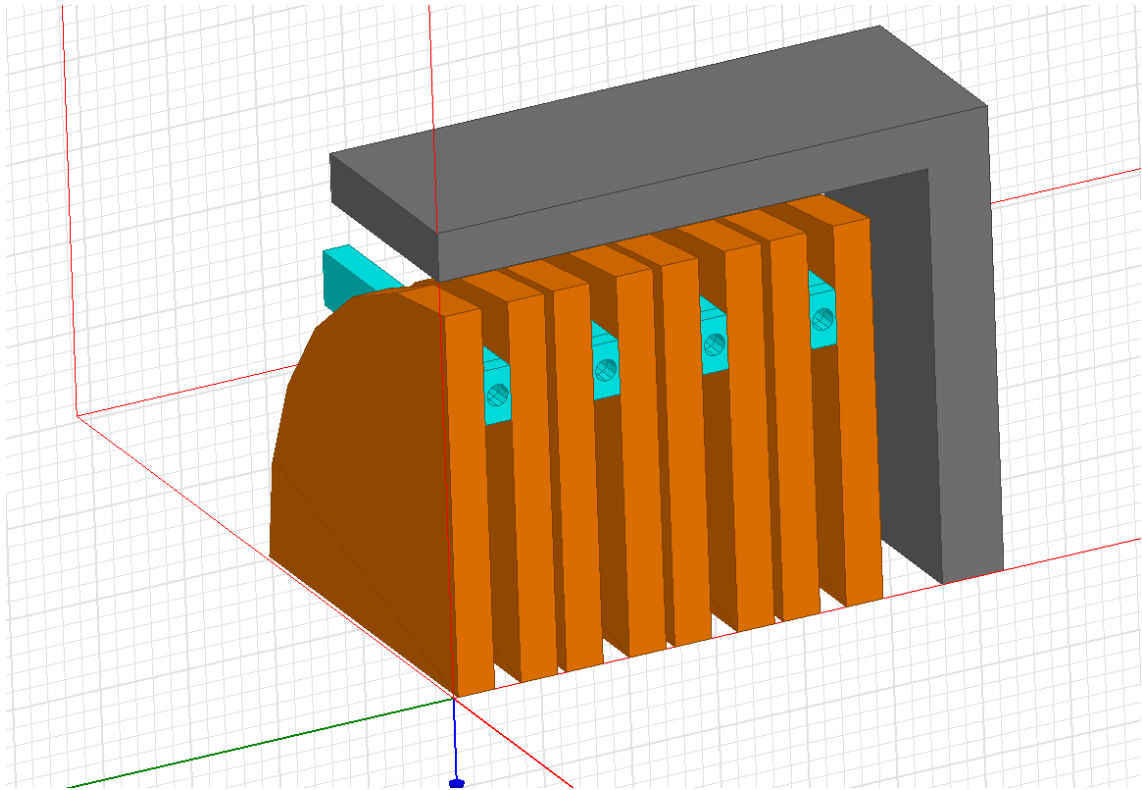


FIGURE 4.25: Géométrie de la self avec caloducs

6.4.4 Champ magnétique H

La comparaison de la figure (4.28) avec la figure (4.20) est intéressante. On y voit clairement les barreaux d'aluminium s'opposer au champ magnétique généré par le bobinage comme mentionné dans le paragraphe (6.1). Cette réduction de champ magnétique va donc engendrer une réduction de la valeur de self.

6.4.5 Valeur de self

La méthode de l'énergie a été appliquée. Un balayage en fréquence a été effectué afin d'obtenir le graphique suivant (Fig. 4.29). On constate une diminution de la valeur de self de $56\mu H$. Cette diminution ne prend pas en compte la chute due à la diminution de la perméabilité du fer ni aux courants induits dans le conducteur.

Cette chute de la valeur d'inductance a été confirmée par un essai directement sur la self. Après fabrication, des barreaux en aluminium d'une épaisseur de 10mm ont été introduits derrière les cales isolantes. Les barres étaient donc dans un placement défavorable, car plus proches du centre des galettes. De plus celles-ci étaient pleines. La mesure a été effectuée sans le manteau magnétique à la fréquence de $2500Hz$. La valeur de self est passée de $2.316mH$ à $2.270mH$ après avoir introduit 16 barreaux. La chute de $46\mu H$ est donc du même ordre que celle calculée.

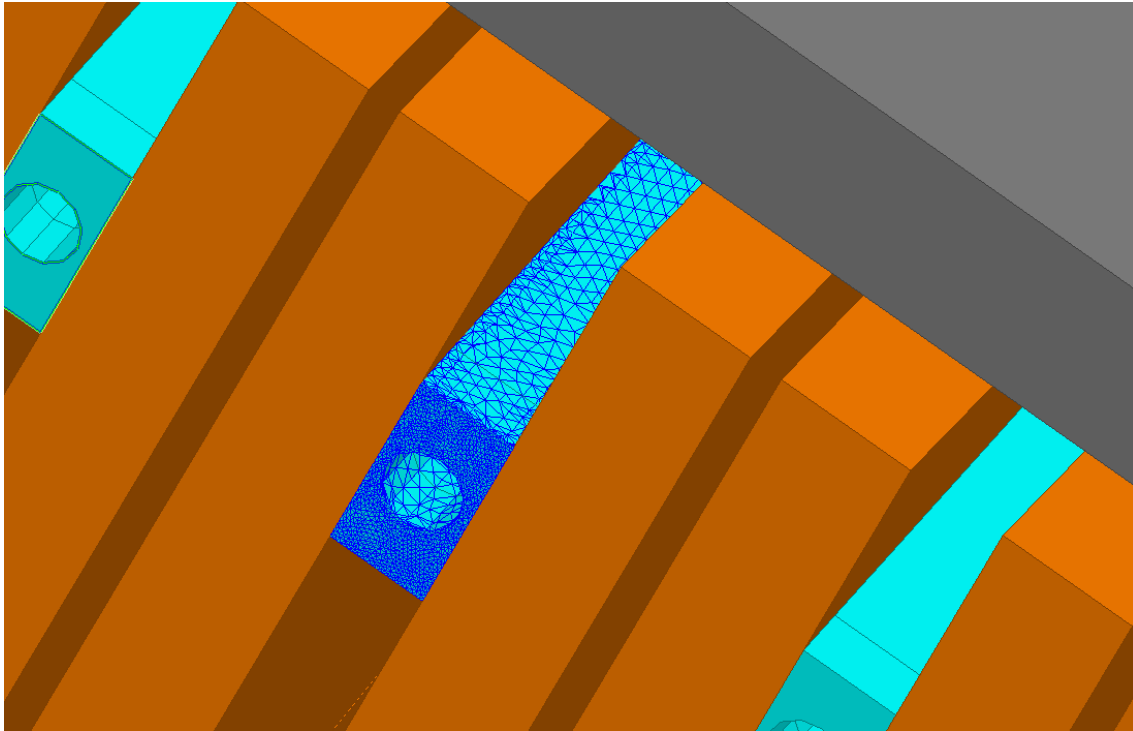


FIGURE 4.26: Maillage d'un caloduc

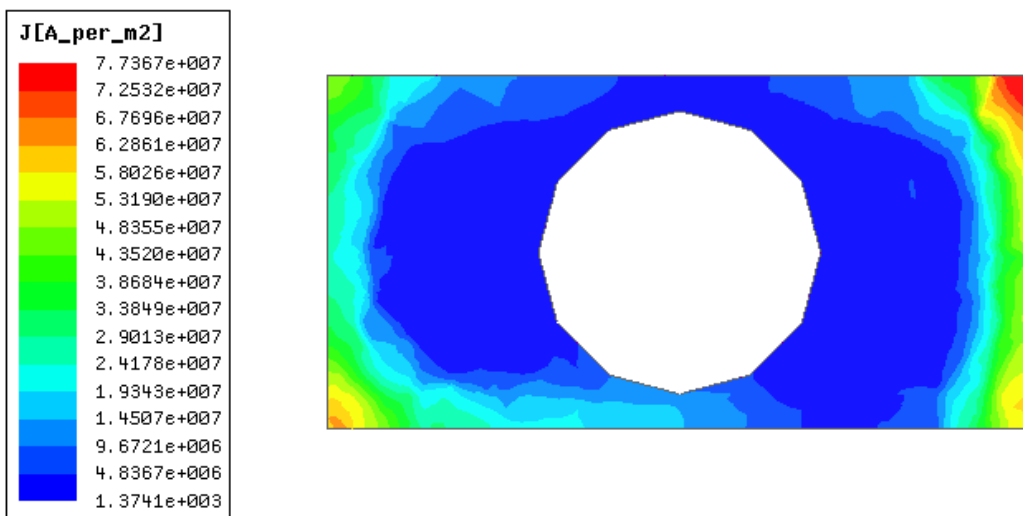


FIGURE 4.27: courants induits dans un caloduc à 2500Hz

6.5 Modélisation thermique du refroidissement par caloducs

Une simulation thermique a été effectuée afin de déterminer le flux thermique que doit évacuer chaque caloduc et d'en déduire la surface d'échange entre l'air et les caloducs. Le but est de garder une température de fonctionnement identique à la self actuelle. La figure (4.30) montre les résultats de cette simulation. De nombreuses hypothèses ont été émises :

1. La convection naturelle est négligée.

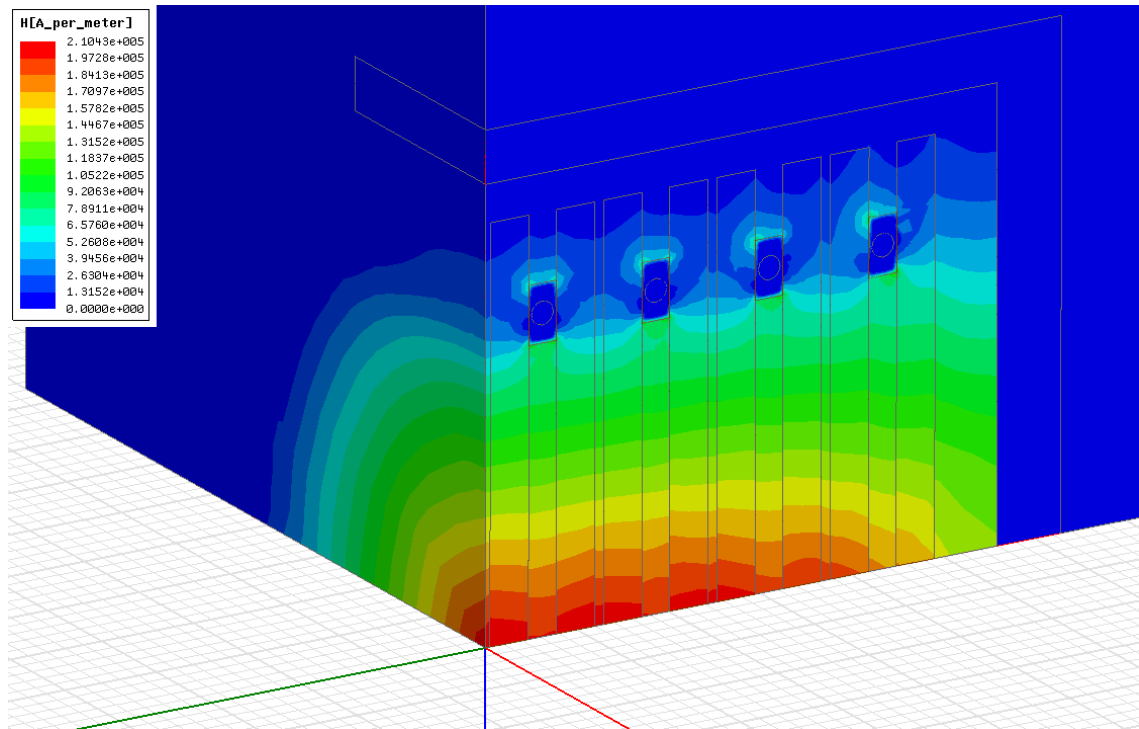


FIGURE 4.28: Champ magnétique dans la self à 2500Hz

2. Un faible rayonnement est imposé.
3. L'extrémité des caloducs est considérée à température ambiante.
4. Le phénomène thermodynamique à l'intérieur du caloduc n'est pas modélisé, mais une résistance thermique est imposée sur le barreau.
5. Les galettes de conducteurs sont modélisées comme des disques pleins en aluminium.

Afin d'obtenir une température convenable de 128°C sur cette simulation, chaque caloduc a dû extraire 400W. Le gradient de température entre les extrémités d'un caloduc est de 76°C. Le caloduc doit donc offrir une résistance thermique entre les galettes et l'air ambiant de :

$$R = \frac{76}{200} = 0.38K.W^{-1} \quad (4.32)$$

Le caloduc est quant à lui modélisable par une résistance de convection et une résistance de conduction en série. En négligeant cette dernière, qui est très faible, et en prenant un coefficient de convection thermique h de $20 \frac{W}{m^2.K}$, la surface d'échange est déterminable par l'équation 4.33 .

$$S = \frac{1}{R.h} = 0.13m^2 \quad (4.33)$$

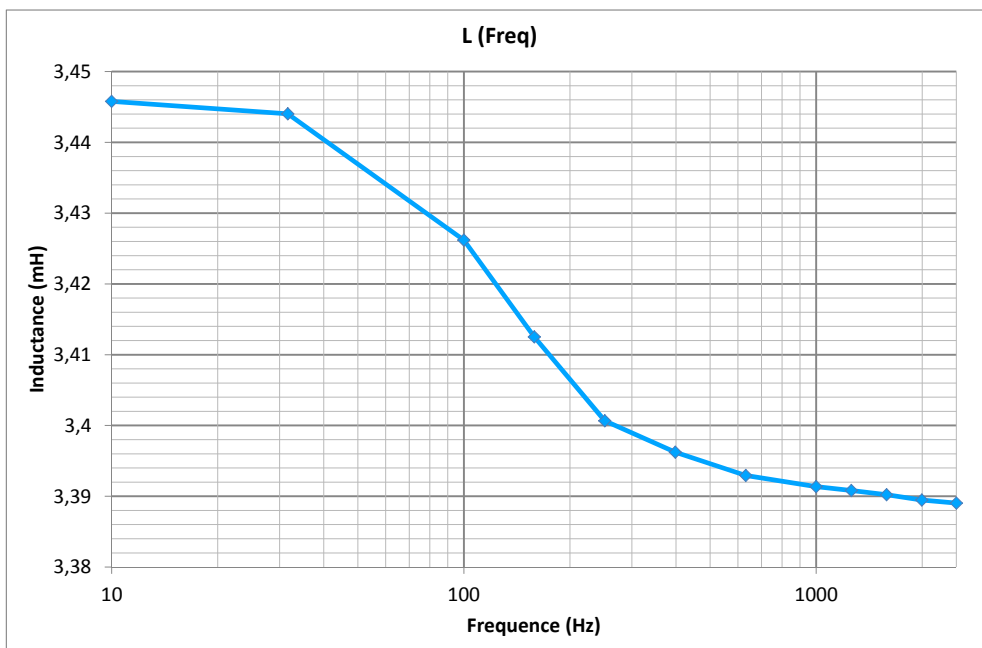


FIGURE 4.29: Calcul de la valeur de self en fonction de la fréquence sous Maxwell

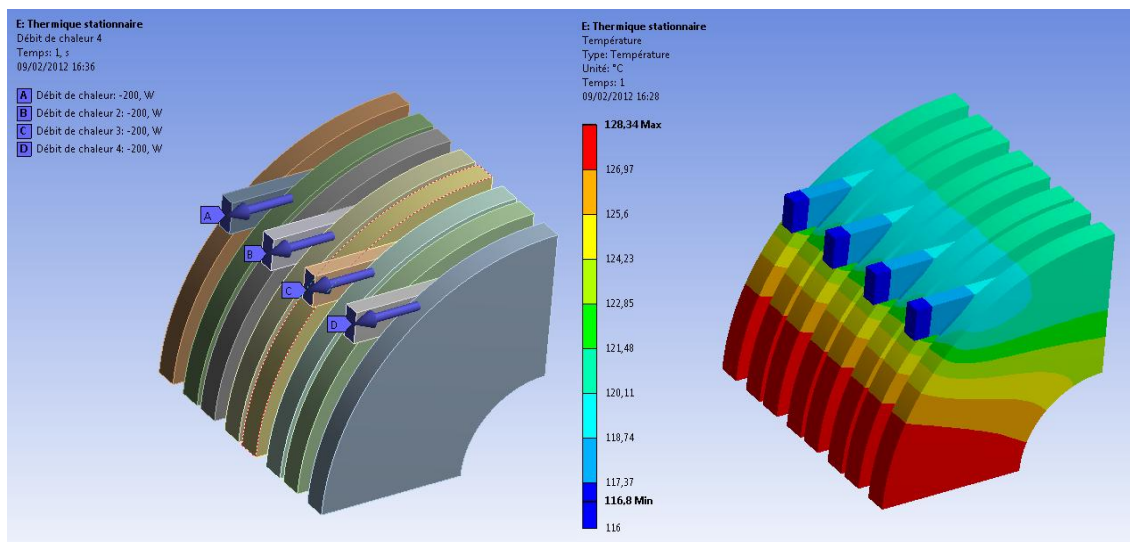


FIGURE 4.30: Résultats de la simulation thermique pour la self refroidie par caloduc

Cette surface d'échange équivaut à 15 ailettes de 10x10cm par exemple positionnées sur le caloduc ce qui est tout à fait envisageable.

6.6 Etude de sensibilité

Une étude de sensibilité est effectuée sur deux variables de conception. La première correspond à la position des caloducs entre les galettes. La seconde correspond à la hauteur d'une ouverture faite dans le circuit magnétique afin de diminuer la masse de la self.

6.6.1 Position des caloducs

Le choix du positionnement des caloducs a une importance capitale pour le bon fonctionnement de la self d'un point de vue thermique et magnétique. Or le choix d'une position favorisant la thermique se traduit par une baisse de l'inductance à 2.5kHz. La figure (4.31) donne les deux positions extrêmes des caloducs.

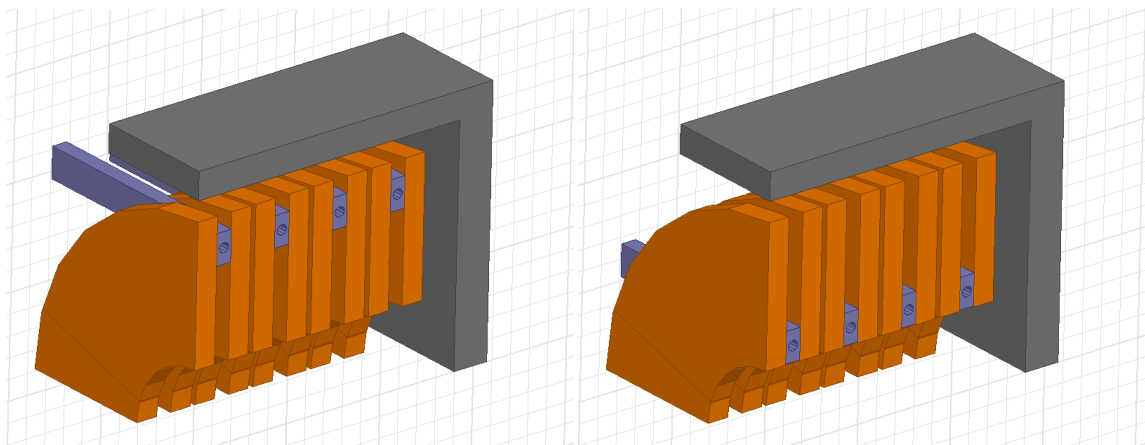


FIGURE 4.31: Positions extrêmes des caloducs : respectivement -20 et 70mm

Les résultats sont représentés dans le tableau (4.2) et sur le graphique (4.32).

Position (mm)	Valeur de self à 2.5kHz (mH)	Chute d'inductance (%)
-20	3.41	0.27
0	3.37	1.26
20	3.33	2.64
40	3.25	4.87
50	3.21	6.09
60	3.17	7.23
70	3.12	8.59

TABLE 4.2: Etude de la variation de la position des caloducs

La position actuelle des cales est de 0 mm. Placer les caloducs à 70 mm engendre une perte trop importante de la valeur de self à 2.5kHz. Cette chute d'inductance ne

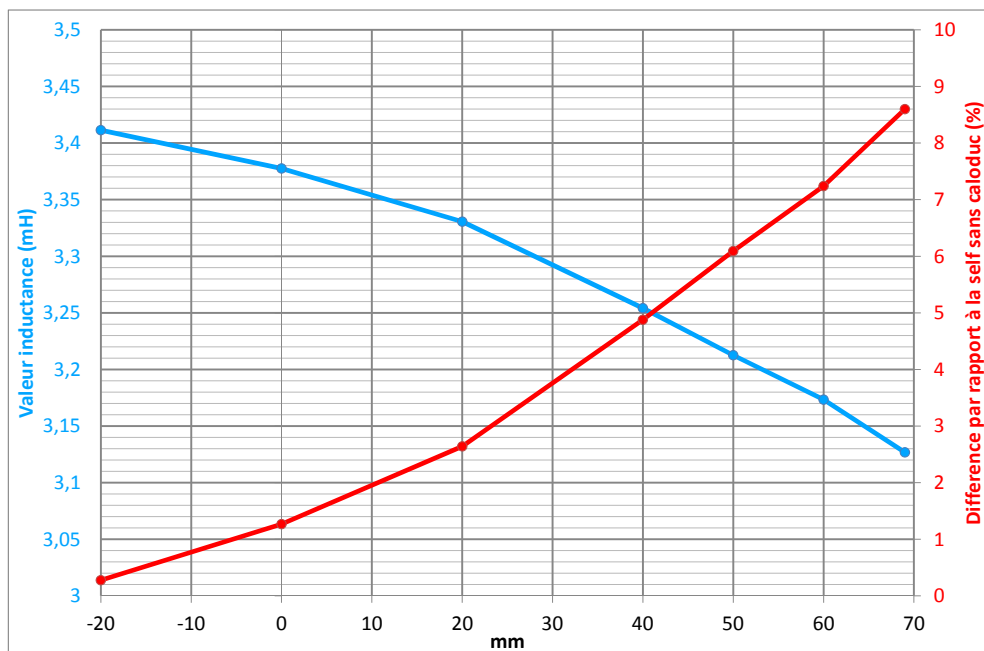


FIGURE 4.32: Evolution de l'inductance de la self en fonction de la position des caloducs

peut de plus se compenser par des tours de conducteur supplémentaires. En effet cette réduction n'affecte que les hautes fréquences. Rajouter des tours revient à décaler la courbe $L(\text{freq})$ vers le haut. Or la valeur de self, en courant continu, est déjà proche de la limite haute. Cette marge de manœuvre est donc faible. Un décalage vers le centre est tout de même envisageable : 20mm par exemple.

Une contrainte supplémentaire est la tenue mécanique de l'ensemble. En effet les caloducs servent à caler les galettes. Ainsi les positions extrêmes de l'étude ne permettent pas un bon maintien des bobines, soit au centre.

6.6.2 Ouverture dans le circuit magnétique

Une piste envisagée afin de diminuer la masse de la self, est d'effectuer une ouverture dans le circuit magnétique. En effet, une partie du circuit magnétique est peu sollicitée et peut donc être supprimée. La figure (4.33) montre l'extrusion effectuée ainsi que les limites de l'étude. Les résultats sont présentés sur la figure (4.34).

L'ouverture du circuit magnétique, dans des limites dimensionnelles acceptables (100mm par exemple), peut permettre un gain de masse non négligeable. Pour une ouverture plus grande, il faut prendre des précautions avec les limites de champ magnétique extérieur autorisées. La diminution de la valeur de self peut ici se compenser

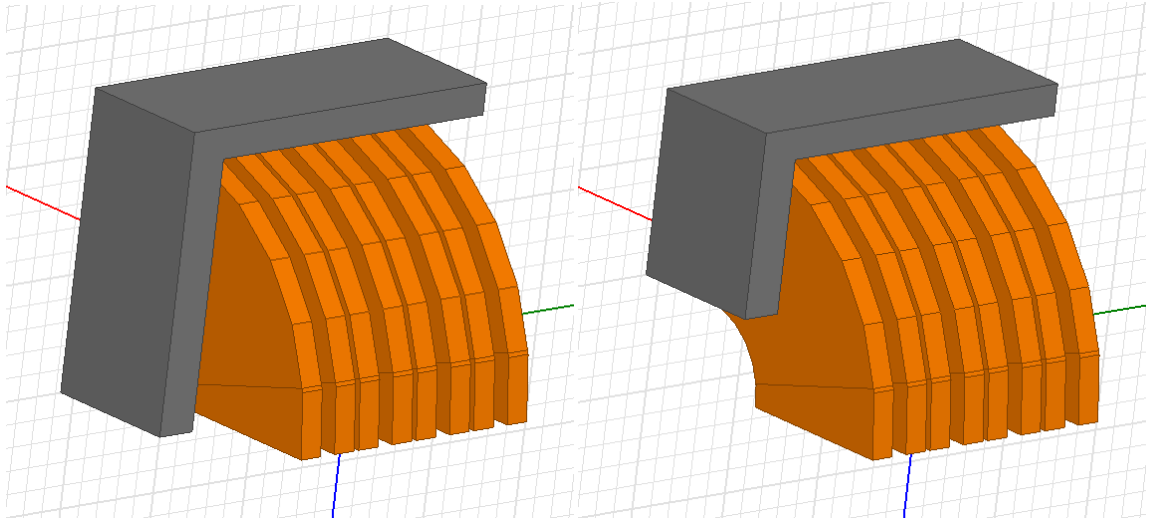


FIGURE 4.33: Dimensions extrêmes de l'ouverture : respectivement 0 et 200mm

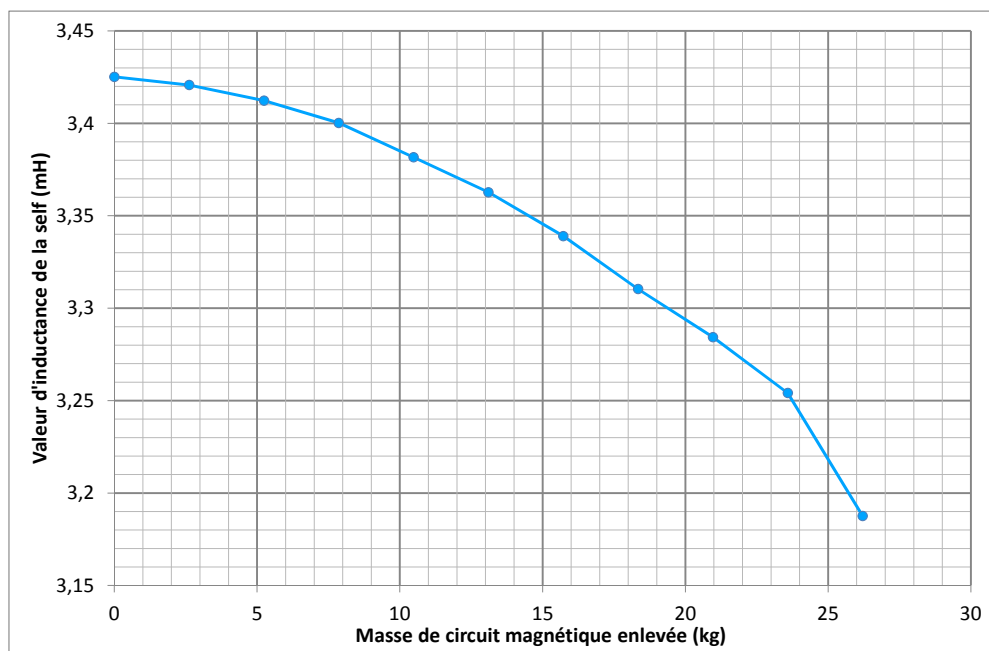


FIGURE 4.34: Evolution de la valeur de self en fonction de la masse supprimée

par un nombre de spires supérieures.

6.7 Conclusion

Les éléments finis ont permis de modéliser précisément le comportement de la self après introduction de caloducs. Cette méthode permet de regarder avec une grande précision les phénomènes physiques au sein du composant. Elle a également permis de faire une étude de sensibilité sur certains paramètres, mais cette démarche ne tend pas vers une conception optimale. A l'image de l'exemple du convertisseur DC/DC, il faudrait prendre en compte les caloducs directement dès la conception de la self. En contrepartie les résultats fournis sont cette fois-ci quantitatifs car, les simulations sont en accord avec l'expérimentation.

APPROCHE MULTI-PHYSIQUE

1	Domaine “Magnétique”	74
1.1	Les équations de Maxwell	74
1.2	Les matériaux magnétiques	76
2	Domaine “Electrique”	77
2.1	Les pertes Fer	78
2.1.1	Les pertes par hystérésis	78
2.1.2	Les pertes par courant de Foucault	80
2.1.3	Les modèles de pertes fer	81
2.2	Les pertes Joules	83
2.2.1	L’effet pelliculaire	83
2.2.2	L’effet de proximité	83
2.2.3	Les modèles de pertes Joules	85
3	Domaine “Thermique”	88
3.1	La précision de la modélisation	90
3.1.1	Les incertitudes	91
3.1.2	La complexité du bobinage	91
3.2	Les hypothèses	92
3.3	La conduction	92
3.3.1	La résolution analytique de l’échauffement d’une plaque	93
3.3.2	La résolution par différences finies de l’échauffement d’une plaque	94
3.4	La convection dans les canaux de ventilation	97
3.4.1	L’analogie électrique	99

	3.4.2	Un exemple d'une plaque refroidie par un canal de ventilation	100
	3.5	Le rayonnement	101
4		Domaine "Aéraulique"	102
	4.1	La mécanique des fluides appliquée aux composants magnétiques	102
	4.2	Le théorème de Bernoulli	105
	4.3	L'approche semi-analytique	106
5		Domaine "Bruit et Vibration"	106
	5.1	Les bruits dans la chaîne de traction ferroviaire et ses auxiliaires	108
	5.2	Le phénomène générant le bruit d'origine électromagnétique .	109
	5.3	Les vibrations à l'origine des bruits électriques dans les transformateurs et les inductances	110

Introduction

Les composants magnétiques, tels que les transformateurs et les inductances, font intervenir des domaines physiques très variés. En effet, il n'est pas possible de dimensionner convenablement ces composants en ne s'intéressant qu'à l'électromagnétisme. D'autres domaines physiques comme la thermique ou la vibro-acoustique doivent être pris en compte dès le début de la conception des composants. Négliger la thermique entrainera des risques de dimensionner des composants qui surchauffent. Certains domaines physiques sont très liés dans le cas de composants magnétiques, comme les domaines électrique et magnétique, ou les domaines électrique et thermique. Ces liens sont plus ou moins forts selon les physiques. Ainsi les domaines électrique et magnétique sont très fortement couplés. On résoudra directement ces deux physiques en prenant en compte les équations de couplage. A l'inverse, le couplage thermique avec l'électrique peut être considéré comme faible. Une élévation de température engendre une modification des résistivités électriques et donc une modification des pertes. Les constantes de temps thermiques et électriques étant très éloignées, les deux physiques sont étudiées séparément et un critère de convergence est utilisé.

Une illustration des différents domaines intervenant dans les transformateurs et inductances est présentée sur la figure (5.1). Cette figure montre également les différents couplages qui existent au sein de ces composants. Ce diagramme pourrait être complété avec d'autres domaines, physiques ou non comme par exemple l'éco-conception.

La suite décrit les différents domaines régissant le bon fonctionnement des transformateurs et inductances.

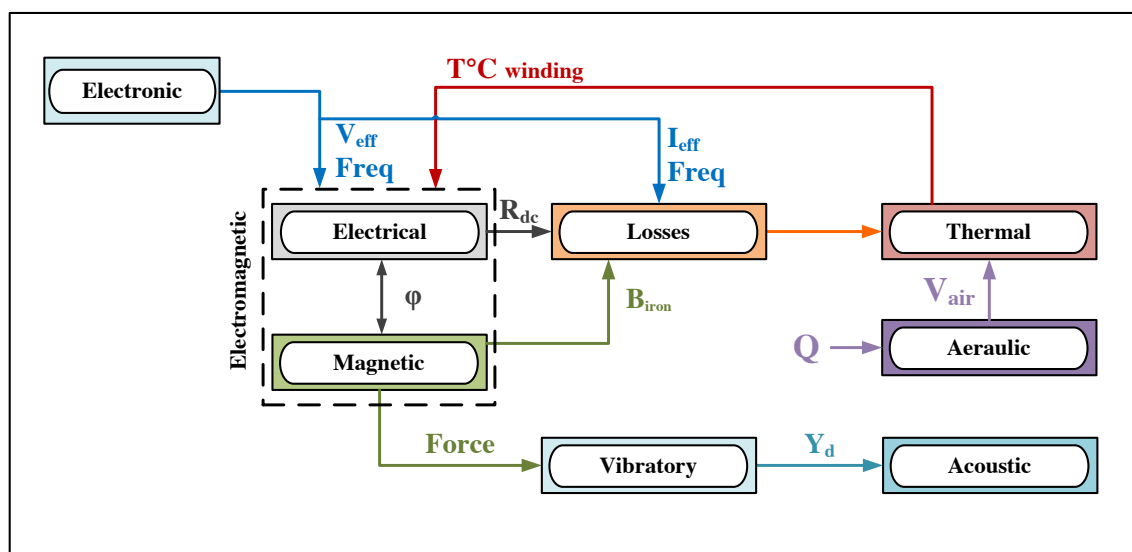


FIGURE 5.1: Aspect multi-physique des composants magnétiques

1 Domaine “Magnétique”

1.1 Les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell décrivent le comportement du domaine magnétique pour des géométries et des conditions variées. Maxwell fut le premier à écrire le comportement magnétique sous forme d'équations différentielles partielles [Syk95]. Celles-ci peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} H &= J + \frac{\partial D}{\partial t} \\ \operatorname{rot} E &= -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \operatorname{div} B &= 0 \\ \operatorname{div} D &= \rho \end{aligned}$$

avec :

H : Champ magnétique ($A.m^{-1}$)

E : Champ électrique ($V.m^{-1}$)

B : Induction magnétique (T)

D : Induction électrique ($C.m^{-2}$)

J : Densité de courant ($A.m^{-2}$)

ρ : Densité volumique de charge ($C.m^{-3}$)

Le domaine fréquentiel des composants magnétiques étudié étant fortement limité, le terme $\frac{\partial D}{\partial t}$ peut être négligé. En effet dans cette plage de fréquence, les courants de déplacement sont très faibles. Il devient par contre primordial de les prendre en compte dans les cas d'étude de filtres hautes fréquences ou de problématiques CEM [Bat09] par exemple. Les équations de Maxwell se simplifient alors et donnent les équations de la magnétodynamique (Eq. 5.1) :

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} H &= J \\ \operatorname{rot} E &= -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \operatorname{div} B &= 0 \\ \operatorname{div} J &= 0 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Les équations de Maxwell sont générales et ne prennent pas en compte les caractéristiques du matériau. Celles-ci doivent être complétées par des lois comportement-

tales du matériau qui sont aux nombres de trois :

$$\begin{aligned} J &= \sigma E \\ B &= \mu H \\ D &= \varepsilon E \end{aligned} \quad (5.2)$$

Les paramètres σ , μ et ε représentent respectivement, la conductivité, la perméabilité et la permittivité. Dans le cas d'un matériau isotropique, ces paramètres sont constants, mais certains matériaux ont des caractéristiques qui dépendent de la direction. C'est le cas par exemple des tôles magnétiques à grains orientés dont la perméabilité est supérieure dans le sens de laminage. Ces lois de comportement peuvent également devenir non linéaires. Ainsi pour un matériau ferromagnétique, la perméabilité relative dépend du champ magnétique dû à un effet de saturation.

Les équations de Maxwell combinées avec les lois comportementales offrent une infinité de solutions. Pour un problème donné, il est nécessaire d'imposer des conditions limites sur les frontières du problème afin de garantir l'unicité de la solution.

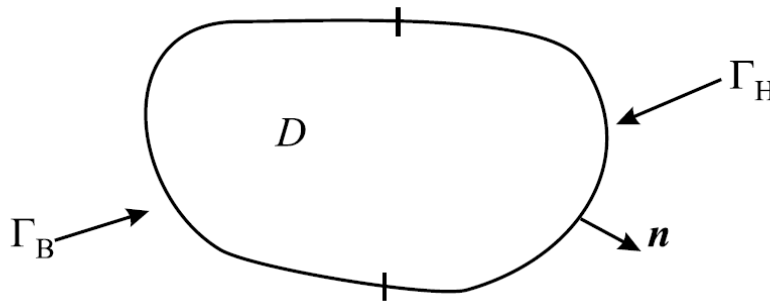


FIGURE 5.2: Frontière du domaine magnétique

La frontière Γ du domaine D est décomposée en deux parties complémentaires notées Γ_H et Γ_B telles que $\Gamma_B \cap \Gamma_H = \emptyset$ et $\Gamma_B \cup \Gamma_H = \Gamma$ (fig. 5.2). Sur la frontière Γ_H , on impose des conditions aux limites de la forme :

$$H \wedge n|_{\Gamma_H} = 0 \quad (5.3)$$

on en déduit que :

$$J \cdot n|_{\Gamma_H} = 0 \quad (5.4)$$

Sur la frontière Γ_B , en général, on impose des conditions aux limites qui dépendent de la nature du milieu en contact avec Γ_B . Si le milieu est conducteur, on impose :

$$E \wedge n|_{\Gamma_B} = 0 \quad (5.5)$$

on en déduit que :

$$B \cdot n|_{\Gamma_B} = 0 \quad (5.6)$$

Par contre, si le milieu n'est pas conducteur, on impose seulement des conditions aux limites sur B.

1.2 Les matériaux magnétiques

La plupart des matériaux sont de mauvais conducteurs magnétiques, leur perméabilité relative μ_r étant généralement faible et proche de 1. Les matériaux ferromagnétiques, quant à eux, possèdent une perméabilité bien supérieure. Deux grandes catégories se distinguent dans ces matériaux : les matériaux "doux" et "durs". Les premiers sont difficiles à magnétiser ou à démagnétiser et servent donc généralement à la réalisation d'aimants permanents que l'on retrouvera dans les moteurs électriques par exemple. Les matériaux doux, au contraire, se magnétisent et se démagnétisent facilement, permettant ainsi de stocker ou de transférer aisément de l'énergie magnétique. Les matériaux durs ne seront pas décrits, car non utilisés sur les transformateurs et inductances.

Les grandeurs importantes des matériaux magnétiques sont :

μ_r : Perméabilité relative

B_s : Induction de saturation

ρ : Résistivité électrique

T_c : Température de curie

P_v : Pertes fer par unité de volume

Les matériaux pris en compte dans cette étude sont :

- les tôles à grains orientés et non orientés en fer-silicium,
- les matériaux amorphes,
- les matériaux nanocristallins,
- les ferrites.

Les matériaux amorphes et nanocristallins ont un coût d'utilisation encore important. Cependant, ces composants sont très performants pour les moyennes fréquences, car les pertes générées sont faibles et offrent une induction de saturation bien supérieure à la ferrite.

Température de Curie

Le ferromagnétisme provient de la capacité du matériau à aligner les spins entre atomes adjacents. Au-delà d'une température critique, appelée température de Curie, les propriétés ferromagnétiques disparaissent. Ainsi un matériau magnétique peut devenir paramagnétique selon sa température d'utilisation. L'alignement des spins est très sensible à la température, et l'agitation thermique peut empêcher ce phénomène si la température devient trop excessive. Cette température dépend du matériau (Tab. 5.1).

Matériau	Température de Curie (°C)
FeSi (3%)	750
Nanocristallin	600
Amorphe	358
Ferrite	220

TABLE 5.1: Température de curie de différents matériaux magnétiques

La ferrite possède une température de Curie très basse de l'ordre de 220°C. De plus, les performances de ce type de matériaux décroissent rapidement avec la température, avec de bonnes propriétés jusqu'à 100°C. Ainsi, il est très important de bien estimer la température de fonctionnement de ces matériaux. Le passage par la température de Curie n'est pas destructif pour le matériau et donc pour le composant lui-même. Par contre une self dont le circuit magnétique n'est plus magnétique, peut être fortement problématique pour les composants électriques placés en amont ou en aval. En effet la self n'effectuant plus sa fonction de filtrage, et le champ rayonné devenant grand, les harmoniques de courant peuvent générer des dommages et le champ provoquer des problèmes de compatibilité électromagnétique.

2 Domaine "Electrique"

Les composants magnétiques sont soumis à deux types de pertes : les pertes Joules et les pertes fer. Les premières se développent dans les bobinages à cause de la résistivité électrique non négligeable des conducteurs et des courants induits. Les secondes sont générées dans le circuit magnétique dues au phénomène d'hystérésis et des courants induits dans le matériau. La description des types de pertes est donnée dans les paragraphes suivants et des modèles permettant leurs estimations sont présentés.

2.1 Les pertes Fer

Les pertes fer sont générées dans le circuit magnétique du transformateur ou de l'inductance. Celles-ci sont de deux natures différentes : les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault [Kaz09]. Ces deux types de pertes coexistent dans le circuit magnétique et dépendent principalement des caractéristiques du matériau, de la fréquence d'utilisation et de la valeur d'induction employée.

2.1.1 Les pertes par hystérésis

Les pertes par hystérésis représentent la puissance nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer qui se dissipe en chaleur. Les pertes sont directement liées à l'évolution irréversible de la structure cristalline du matériau constituant les tôles. En effet, l'organisation de la matière en domaine de Weiss se modifie sous l'effet de variation en intensité et/ou en direction du champ magnétique. Les pertes engendrées sont proportionnelles à l'aire du cycle d'hystérésis, au nombre de cycles d'aimantation par seconde et sont indépendantes de l'épaisseur de la tôle. La figure (5.3) illustre les pertes par hystérésis. Dans un premier temps, le champ H augmente de zéro jusqu'à une valeur crête stockant ainsi de l'énergie. Quand le champ magnétique diminue pour revenir à l'état nul, l'énergie est restituée. Mais la figure montre que cette énergie est plus faible que l'énergie emmagasinée. La différence des deux surfaces représente les pertes par hystérésis.

Dans le cas d'un transformateur, ou d'une inductance, alimenté en alternatif, le cycle d'hystérésis est parcouru autant de fois par seconde que la fréquence d'alimentation.

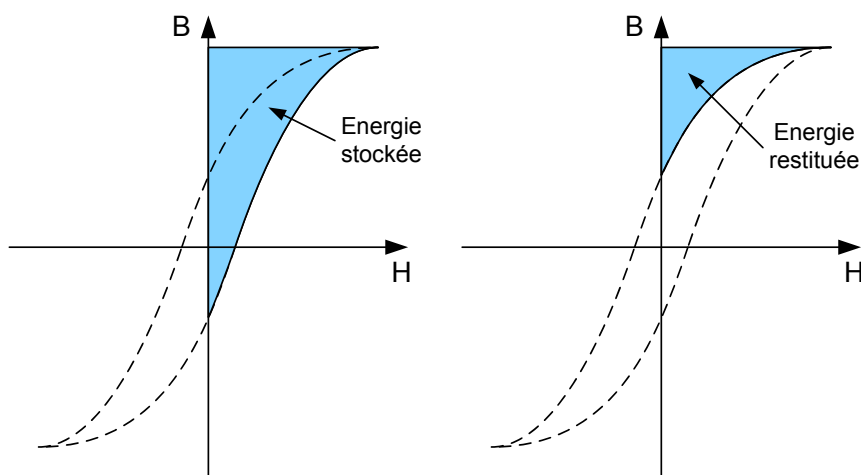


FIGURE 5.3: Pertes par hystérésis

Par exemple, le calcul des pertes par hystérésis dans le cas d'une inductance peut

s'obtenir de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\phi &= S_c \cdot B \\ U &= N \cdot S_c \frac{dB(t)}{dt} \\ i &= \frac{H \cdot l_c}{N}\end{aligned}\tag{5.7}$$

Avec :

U : Tension d'alimentation sinusoïdale

i : Courant d'alimentation sinusoïdale

B : Induction magnétique

H : Champ magnétique

ϕ : Flux magnétique

S_c : Section magnétique

l_c : Longueur du circuit magnétique

V_c : Volume du circuit magnétique

N : nombre de spires

L'énergie délivrée au circuit magnétique noté W_H durant un cycle complet de l'hystérésis s'écrit :

$$W_H = \int_0^T i \cdot U \cdot dt = \int_0^T i \cdot N d\phi = \oint H l_c S_c dB = U \oint H dB\tag{5.8}$$

Ainsi les pertes peuvent s'écrire :

$$P_H = \frac{W_H}{T} = U \cdot \text{Freq.} \cdot \oint H dB\tag{5.9}$$

et les pertes volumiques, notées p_h :

$$p_h = \frac{P_H}{V_c} = \text{Freq.} \cdot \oint H dB\tag{5.10}$$

Les pertes par hystérésis sont donc proportionnelles à l'aire comprise dans la courbe $B(H)$ et la fréquence de fonctionnement. De même, plus l'induction de fonctionnement sera grande, plus le cycle hystérésis sera volumineux.

L'utilisation d'un matériau ferromagnétique dur produit beaucoup plus de pertes par hystérésis qu'un matériau doux. C'est pourquoi seuls ces derniers sont utilisés dans les inductances et transformateurs.

En prenant comme simplification que le cycle d'hystérésis est rectangulaire (fig. 5.4), on obtient :

$$p_h = \text{Freq.} \oint H dB = \frac{4}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \text{Freq.} \cdot B_{max}^2 \quad (5.11)$$

Dans le cas d'un parallélogramme, les pertes volumiques s'écrivent :

$$p_h = \text{Freq.} \oint H dB = \frac{4}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \text{Freq.} \cdot B_{max}^2 \cdot \sin \alpha \quad (5.12)$$

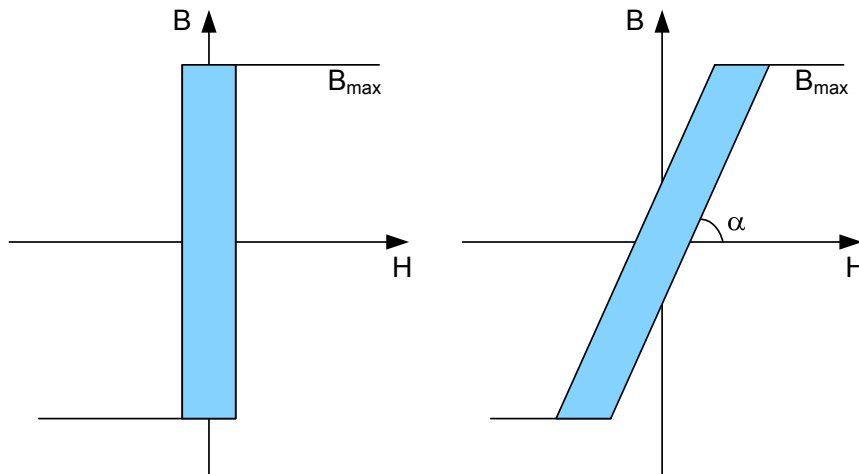


FIGURE 5.4: Simplification du cycle d'hystérésis

2.1.2 Les pertes par courant de Foucault

Les pertes par courant de Foucault dépendent de la fréquence et de la résistivité du matériau magnétique. A haute fréquence, des courants induits se créent dans le matériau magnétique. Dans ce cas, le flux magnétique n'est plus uniforme dans la section magnétique. Afin de limiter ces pertes, l'augmentation de la résistivité électrique peut être une solution. Cette augmentation de résistivité provient, par exemple dans

les poudres de fer, de l'adjonction de résine. Celle-ci isole les grains des autres, réduisant ainsi la création de courants induits. Les tôles magnétiques quant à elles, sont composées d'un mélange de fer et de Silicium pour augmenter la résistivité du fer pure. Une seconde possibilité est de laminer le circuit magnétique. Cette solution est retenue sur les circuits magnétiques en tôle. Les tôles ont une épaisseur comprise entre 0.23 et 1mm. Le choix de l'épaisseur de la tôle dépend ainsi de la profondeur de peau et donc de la fréquence d'utilisation. La lamination du circuit magnétique a cependant un coût non négligeable et l'on favorise généralement des tôles épaisses si les pertes le permettent.

2.1.3 Les modèles de pertes fer

La modélisation des pertes fer, est décomposée en deux grandes catégories : les modèles numériques, avec entre autres les modèles de Jiles-Atherton [JA86], Preisach et les modèles analytiques généralement dérivés du modèle de Steinmetz. Un état de l'art des modèles est donné dans [Fas07].

Preisach

La théorie de Preisach, reprise par Néel [SS98], est basée sur une représentation graphique des phénomènes d'hystérésis. Le matériau ferromagnétique est discrétisé en éléments infiniment petits, ou dipôles, dont le cycle d'hystérésis est rectangulaire (Fig. 5.5). La hauteur d'hystérésis est définie par M_S qui est la magnétisation macroscopique à saturation du matériau et sa largeur est définie par les paramètres H_a et H_b . Ces derniers ont des valeurs qui dépendent des éléments.

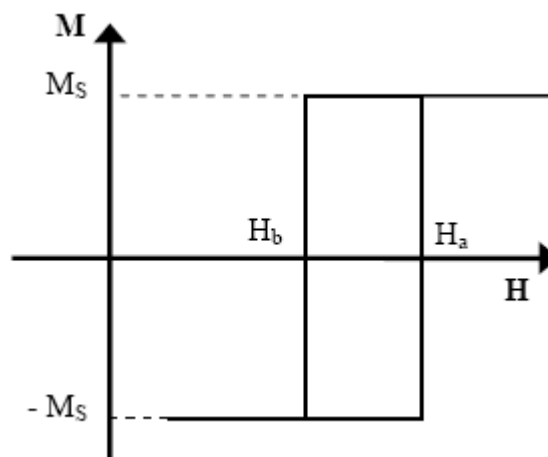


FIGURE 5.5: Cycle d'hystérésis d'un élément élémentaire de Preisach

Seul le demi-plan $H_a \geq H_b$ correspond à des cycles réels, car l'énergie associée est une perte. De plus, les valeurs sont bornées par les valeurs du champ à saturation H_S

et $-H_s$. Finalement, l'ensemble des couples (H_a, H_b) se situe à l'intérieur du triangle ABC de la figure (5.6). Dans l'état démagnétisé, le matériau peut être considéré comme ayant autant de dipôles dans l'état positif que dans l'état négatif. A l'application d'un champ magnétique, les éléments vont se magnétiser positivement ou négativement. L'évolution de l'aimantation du matériau résulte alors du changement d'état d'aimantation des dipôles élémentaires.

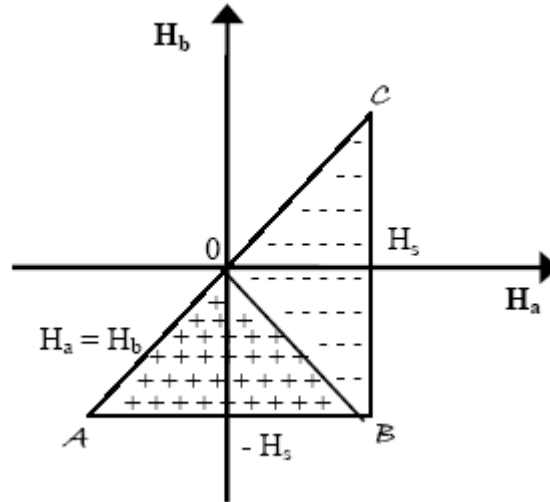


FIGURE 5.6: Domaine d'évaluation des couples (H_a, H_b)

La théorie de Preisach consiste à associer une fonction de distribution notée $j(H_a, H_b) \cdot dH_a \cdot dH_b$ qui représente la probabilité de trouver un élément dont les bornes de la largeur d'hystérésis sont comprises entre $[H_a; H_a + dH_a]$ et $[H_b; H_b + dH_b]$. Ainsi pour une variation de champ ΔH il est possible de déterminer la variation de la magnétisation du matériau magnétique M .

$$\Delta M = 2M_s \iint j(H_a, H_b) \cdot dH_a \cdot dH_b \quad (5.13)$$

De l'état de la magnétisation, l'induction peut être obtenue. Ainsi l'intégrale $\int H \cdot dB$ effectuée sur chaque élément permet d'en déduire les pertes par hystérésis.

Steinmetz

Les pertes fer peuvent être déterminées par un modèle analytique simple tel que fourni par Steinmetz [RBDD01]. L'équation 5.14, établissant les pertes, dépend simplement de la fréquence, de la valeur d'induction et du volume du circuit V_C .

$$P_{fer} = V_C \times K_C \times Freq^\alpha \times B^\beta \quad (5.14)$$

Le modèle de Steinmetz est très pratique, car les paramètres α , β et K_C sont facilement déterminables. Ainsi une méthode de régression linéaire permet de retrouver ces paramètres en se basant sur les courbes fournies par les constructeurs.

Ce type de modèle suppose que l'induction est sinusoïdale. Dans le cas d'une excitation complexe possédant des harmoniques, les pertes sont déterminées pour chaque harmonique puis sont sommées. Cette méthode de superposition des pertes ne prend pas en compte l'existence de cycles magnétiques mineurs. De plus, ce modèle sous-estime fortement les pertes en cas de saturation et est donc inexploitable dans ces conditions. Cependant les composants magnétiques étudiés ont un point de fonctionnement nominal en dehors de la zone de saturation d'où l'utilisation de ce modèle.

2.2 Les pertes Joules

Les composants sont soumis à un ensemble de pertes dans les bobinages. Ces pertes sont en premier lieu dues aux pertes joules, mais également aux courants de Foucault qui peuvent se créer selon la fréquence des courants. Il se produit alors des effets de peau et de proximité dans les conducteurs. Ce type de pertes dépend beaucoup du spectre harmonique, et le choix d'une stratégie de modulation peut augmenter fortement les pertes dans les composants magnétiques. [HWB98].

Les pertes Joules en DC, sans prise en compte de la fréquence, peuvent s'écrire (Eq. 5.15) :

$$P_j = R_{DC} \cdot I_{eff}^2 \quad (5.15)$$

2.2.1 L'effet pelliculaire

L'effet pelliculaire est la manifestation des effets quasi-statiques dans un conducteur unique. Le courant sinusoïdal parcourant un conducteur, génère un champ magnétique dans et autour de ce même conducteur. A une fréquence suffisamment élevée, ce champ magnétique fait lui-même apparaître dans le conducteur un courant induit qui se superpose au courant initialement appliqué. Compte tenu des équations de Maxwell, la densité de courant a tendance à se concentrer sur la périphérie du conducteur comme le montre la figure (5.7).

2.2.2 L'effet de proximité

Considérons maintenant qu'un second conducteur non alimenté se trouve à proximité du conducteur précédent. Un courant est également induit dans ce second conducteur car il est également traversé par un champ magnétique variable dû au courant porté par le premier conducteur, comme illustré sur la figure (5.8). Le courant total

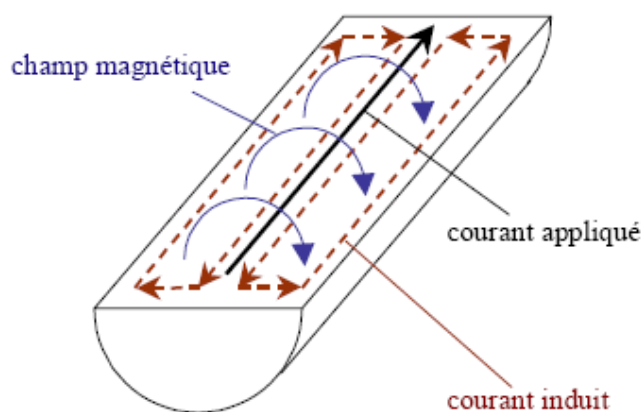


FIGURE 5.7: Effet pelliculaire dans un conducteur

reste nul dans le second conducteur, de sorte qu'il y circule deux densités de courant de sens opposés.

La différence avec l'effet pelliculaire provient de l'origine du champ magnétique variable qui provoque l'apparition de courants induits dans le conducteur. Dans le premier cas (effet pelliculaire), le champ magnétique est dû au courant porté par le conducteur lui-même où se produit l'effet quasi-statique. Dans le second cas (effet de proximité), le champ magnétique a une origine extérieure quelconque, par exemple un courant variable porté par un conducteur proche. Ainsi, un conducteur peut être soumis à des effets de proximité et générer des pertes, même si celui-ci n'est pas soumis ou alimenté par un courant.

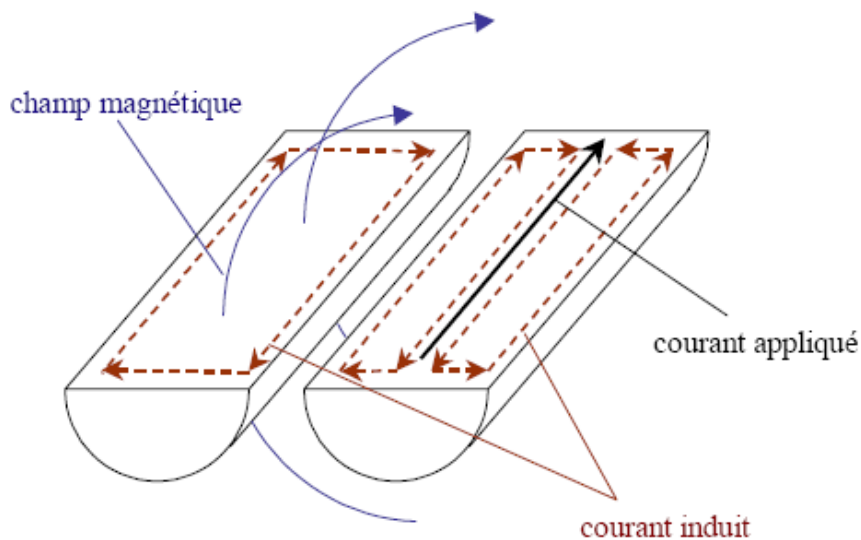


FIGURE 5.8: Effet de proximité entre deux conducteurs

2.2.3 Les modèles de pertes Joules

Il est possible de modéliser les courants induits dans les conducteurs de manière analytique en reprenant les équations de Maxwell (Eq. 5.1) sous réserve de prendre certaines hypothèses :

1. Les lignes de champ dans les bobines sont parallèles avec l'axe du noyau magnétique (\vec{y}) et ceci sur toute la hauteur des bobines. Ainsi le champ est considéré comme unidirectionnel.
2. Le champ magnétique ne varie pas selon l'axe du noyau magnétique.
3. Les courants sont perpendiculaires au plan d'étude (\vec{z}).

Les trois hypothèses permettent d'écrire :

$$\begin{aligned}
 H &= \begin{vmatrix} 0 \\ H_y \\ 0 \end{vmatrix} \\
 \frac{\partial H}{\partial y} &= 0 \\
 J &= \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ J_z \end{vmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.16}$$

En reprenant les équations 5.1 de la magnétodynamique, on peut écrire l'équation 5.18 en utilisant l'opérateur ∇ défini par l'équation 5.17.

$$\nabla = \begin{vmatrix} \frac{\partial}{\partial x} \\ \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} \end{vmatrix} \tag{5.17}$$

$$\nabla \wedge E = -j\omega\mu H \tag{5.18}$$

Le passage en écriture complexe impose que les excitations soient sinusoïdales. En insérant la loi d'Ohm, dans l'équation 5.18, celle-ci devient :

$$\nabla \wedge J = -j\sigma\omega\mu H \tag{5.19}$$

En prenant le rotationnel de chaque coté de l'équation 5.19, sous condition que σ et μ soient homogènes, on obtient :

$$\nabla \wedge (\nabla \wedge J) = -j\sigma\omega\mu J \quad (5.20)$$

et en développant le membre de gauche :

$$\nabla(\nabla \cdot J) - \nabla^2 J = -j\sigma\omega\mu J \quad (5.21)$$

L'équation 5.21 fait apparaître la divergence de J : $(\nabla \cdot J)$. Or par définition, la divergence de J est nulle d'où la formule (Eq. 5.22)

$$\nabla^2 J = j\sigma\omega\mu J \quad (5.22)$$

En utilisant les hypothèses émises sur l'équation 5.16, l'équation 5.22 se simplifie en étant résolue seulement sur l'axe \vec{z} .

$$\frac{\partial^2 J_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 J_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 J_z}{\partial z^2} = j\sigma\omega\mu J_z \quad (5.23)$$

Or, on sait que :

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = J_z \quad (5.24)$$

En combinant les équations 5.24, 5.23 et 5.18, l'équation d'Helmholtz est finalement obtenue (Eq. 5.25).

$$\frac{d^2 H(x)}{dx^2} = j\omega\mu_w\sigma_w H(x) \quad (5.25)$$

Les conditions limites à appliquer au bord des conducteurs s'obtiennent facilement en reprenant le théorème d'Ampère issu des équations magnétostatiques en 1 dimension :

$$\int H \cdot dl = I \quad (5.26)$$

La figure (5.9) illustre la différence de répartition du champ magnétique dans le cas d'un transformateur à deux enroulements pour les basses et hautes fréquences. A basse fréquence, on retrouve une accumulation et une désaccumulation linéaires des ampères-tours, contrairement à haute fréquence où le champ se retrouve expulsé contre les bords du conducteur.

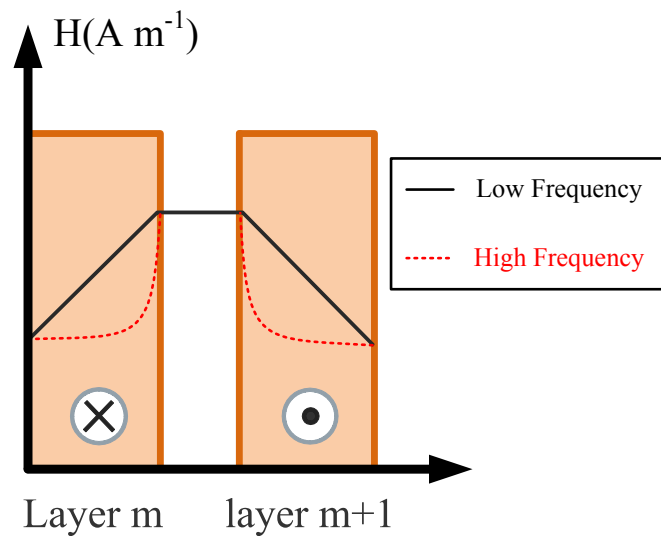


FIGURE 5.9: Champ magnétique dans deux conducteurs plats et parallèles parcourus par des courants opposés à faibles et hautes fréquences.

La détermination des densités de courant s'obtient en dérivant le champ magnétique ainsi déterminé (Eq. 5.27).

$$J(x) = \frac{dH(x)}{dx} \quad (5.27)$$

La figure (5.10) illustre par exemple le calcul du champ magnétique et de la densité de courant pour un transformateur. Ce transformateur possède un primaire réparti en 5 couches et un secondaire en 3 couches et est alimenté par un fondamental à basse fréquence et une harmonique haute fréquence. Le champ magnétique à basse fréquence s'accumule linéairement dans les couches, tandis qu'à plus haute fréquence, les conducteurs repoussent le champ magnétique vers l'extérieur. Il apparaît alors un phénomène d'avalanche, où les densités de courant sont maximales entre primaire et secondaire.

Les pertes Joules (P_j) générées s'obtiennent en intégrant le carré de la densité :

$$P_j = \int \frac{J^2}{\sigma} dV \quad (5.28)$$

Les hypothèses présentées ont été utilisées par Dowell [Dow66]. Celui-ci en développant les équations analytiques permet d'écrire les pertes Joules sous la forme de l'équation 5.29.

$$P_j = F_r \cdot R_{DC} \cdot I_{eff}^2 \quad (5.29)$$

Il introduit ainsi un facteur de perte F_r obtenu en résolvant l'équation d'Helmholtz. Ce facteur dépend du nombre de couches totales de conducteur m , de l'épaisseur du conducteur h , et de l'épaisseur de peau δ (Eq. 5.30).

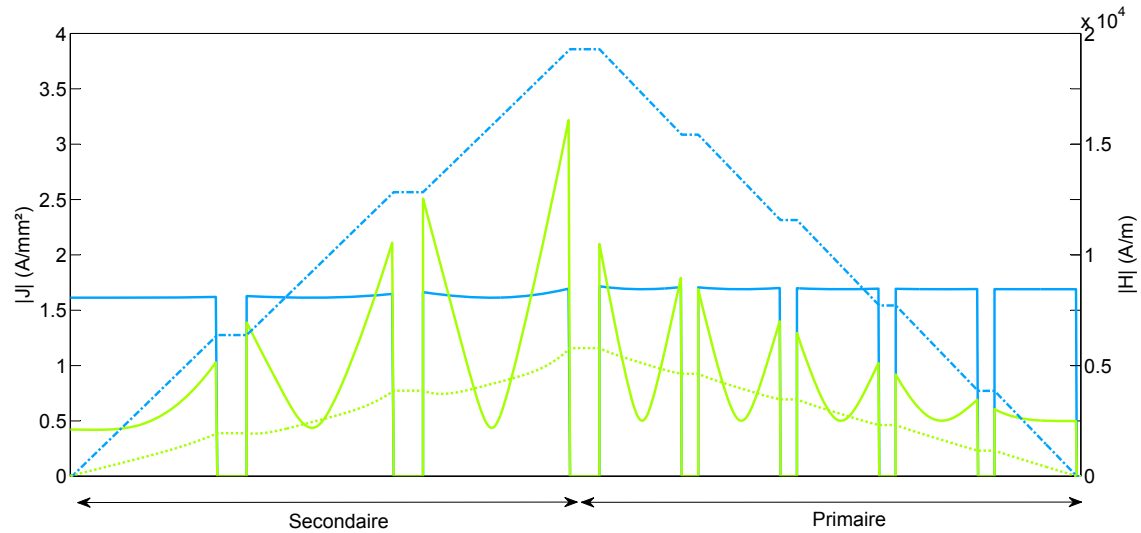


FIGURE 5.10: Densité de courant (-) et évolution du champ magnétique (-.-) dans un transformateur pour des courants basses fréquences (bleu) et moyennes fréquences (vert)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot freq}}$$

$$X = \frac{h}{\delta} \quad (5.30)$$

$$F_r = G_1(X) + \frac{1}{3}(m^2 - 1)(G_1(X) - 2G_2(X))$$

Les fonctions G_1 et G_2 sont définis respectivement par les équations 5.31 et 5.32.

$$G_1(X) = \frac{\sinh(2X) + \sin(2X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} \quad (5.31)$$

$$G_2(X) = \frac{\sinh(X) \cdot \cos(X) + \cosh(2) \cdot \sin(X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} \quad (5.32)$$

La figure (5.11) montre l'évaluation du coefficient de pertes F_r en fonction du nombre de couches. Le modèle de Dowell permet de déterminer le coefficient de pertes F_r pour des inductances et des transformateurs ne possédant pas plus d'un secondaire. Dans le cas de plusieurs secondaires, il est nécessaire de repasser par l'équation d'Helmholtz. Le modèle de Dowell a été amélioré par [Fer94, NS03] afin d'accroître la précision de calcul du facteur de pertes, surtout dans le cas de conducteurs ronds ou rectangulaires. La thèse [Rob99] fait un état de l'art précis sur ces modèles.

3 Domaine "Thermique"

Les phénomènes thermiques dans les transformateurs et selfs doivent être pris en compte dès la conception de composants. En effet, les physiques thermiques et élec-

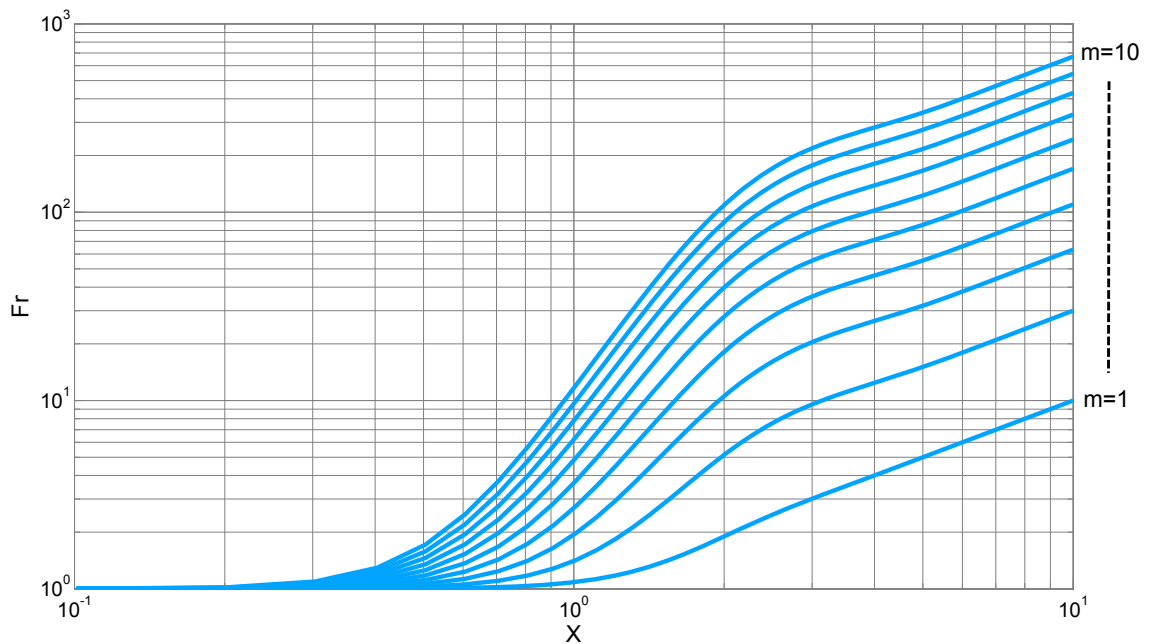


FIGURE 5.11: Facteur de pertes F_r dépendant de la fréquence et du nombre de couches (M)

triques sont fortement liées. La résistivité dépendant de la température, les caractéristiques du composant évoluent avec la température. De même, la température de fonctionnement doit être conforme avec la classe thermique du composant (tableau 5.2). L'utilisation d'un isolant en dehors de sa classe entraîne une usure rapide de ce dernier et peut être la cause d'un incendie.

Classe thermique	Echauffement admissible	Echauffement maximum
H	125°C	180°C
F	105°C	155°C
B	80°C	130°C

TABLE 5.2: Classes thermiques

Dans le domaine ferroviaire, la durée de vie des composants magnétiques est de l'ordre de 20-30 ans soit environ 200000 heures de fonctionnement. Or la durée de vie est principalement liée à celles des isolants. Le circuit magnétique et les matériaux conducteurs ne vieillissent pas. La décroissance de la durée de vie des isolants est liée à leur température d'utilisation. Par exemple, la durée de vie du Nomex 411 est très sensible à la température. Une augmentation de 10°K se caractérise par une réduction de la durée de vie par deux. La figure (5.12) obtenue par une méthode de vieillissement

accélééré chez le fournisseur permet d'estimer la durée de vie du Nomex 411 en fonction de sa température d'utilisation. Cet isolant est très utilisé dans les composants magnétiques.

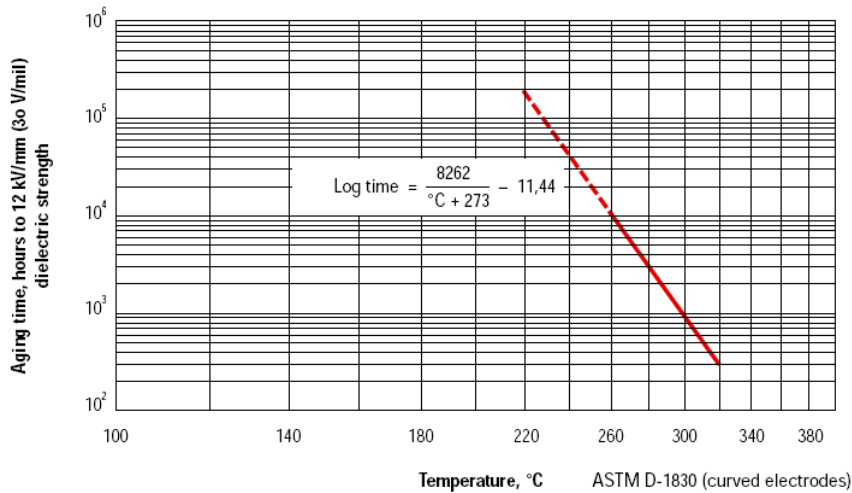


FIGURE 5.12: Durée de vie du Nomex 411 en fonction de la température d'utilisation

Ainsi, afin de garantir le bon fonctionnement du composant, il est important de savoir localiser et estimer la température des points chauds. Ce sont ces “hot spots” qui vont définir la durée de vie du composant et une erreur de plus de 10°K peut s'avérer dramatique. La tendance actuelle dans le monde ferroviaire est de dimensionner au plus juste les composants en limitant fortement le coefficient de sécurité. Le modèle thermique doit donc être capable de fournir des résultats permettant de garantir cette plage de sécurité. En cas d'erreur, il est très coûteux pour l'exploitant de devoir en cours de vie, stopper les trains et d'effectuer une maintenance sur les composants défectueux.

Les composants de l'étude font partie du convertisseur auxiliaire. Ils sont refroidis par une ventilation placée dans le coffre. Afin de bien évacuer les pertes, il est souvent nécessaire de placer des canaux de ventilations dans le bobinage. Les trois phénomènes physiques classiques : conduction, convection et rayonnement [PJHN08] seront présentés bien que ce dernier soit négligé de par le fort aspect convectif des composants. Il est à noter que les échauffements sont écrits en Kelvin et les températures absolues en Celsius.

3.1 La précision de la modélisation

La modélisation thermique des composants refroidis par air forcé est relativement difficile à concevoir. En effet, plusieurs éléments viennent croître drastiquement la difficulté d'obtenir des simulations justes et précises. Il apparaît qu'une précision infé-

rieure à 10°K sur le point chaud semble nécessaire. Or deux grandes catégories de problèmes interviennent : les incertitudes sur les données d'entrées et de sorties, mais également sur la complexité des modèles.

3.1.1 Les incertitudes

De nombreuses incertitudes apparaissent lors de la modélisation et de la validation. Celles-ci peuvent provenir d'un manque de connaissances, ou de causes liées aux dispersions de fabrication des composants. Dans le premier cas, la connaissance de la constitution du composant ne suffit pas. Les caractéristiques de chaque élément sont importantes. Or dans le cas des isolants électriques, l'évaluation précise des conductivités thermiques est difficile. Cette difficulté découle d'une part d'un manque d'information des fabricants et d'autre part de l'imprégnation des isolants avec une résine. L'impact de la résine sur la conductivité thermique est difficile à estimer. Elle sera souvent négligée.

Les dispersions de fabrication posent également problème. Comment garantir des estimations thermiques inférieures à 10°K quand on peut observer des dispersions de cet ordre sur une série de composants supposés identiques ? De même, les composants triphasés sont symétriques de par leur géométrie. Les résultats thermiques devraient être également symétriques, pourtant il est courant d'avoir des disparités importantes entre colonne gauche et droite. La figure (5.13) montre un exemple d'asymétrie que l'on peut par exemple rencontrer sur un prototype. La différence est importante. Elle peut s'expliquer par deux causes principales. La première est une ventilation non symétrique, la deuxième est une colonne dont le bobinage présente plus de foisonnement que les autres. Ainsi la précision absolue n'est pas possible à atteindre ou n'a finalement pas de sens sauf à introduire des probabilités sur les simulations, ou chaque paramètre serait défini par une loi normale par exemple [CI10].

L'imprécision de mesure, causée par les thermocouples peut être supprimée par l'utilisation de fibres optiques comme outil de mesure [Sar94]. L'emploi de cette méthode est courante pour les mesures de température de gros transformateurs à huile de plus d'un MVA. Dans le cas des composants ferroviaires, le coût de ce type de mesures est prohibitif.

3.1.2 La complexité du bobinage

Deux éléments importants apportent de la complexité. La première est l'isolation des bobines. En effet, afin de garantir la tenue diélectrique nécessaire, parfois en condition humide, il est indispensable de placer des isolants sur les conducteurs, entre les couches, en début et fin des bobinages par exemple. La figure (5.14) montre la topologie de l'isolation d'un transformateur à self intégrée. La diversité et la quantité d'iso-

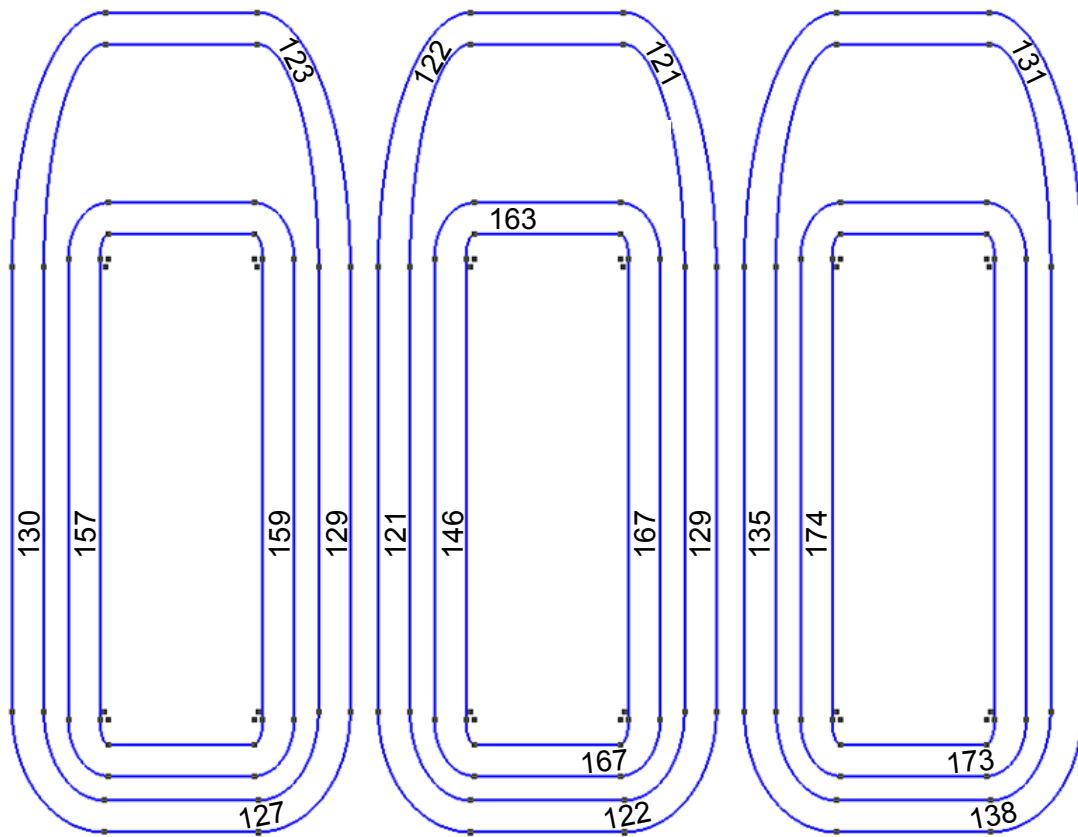


FIGURE 5.13: Températures mesurées en (°C) sur un transformateur à self intégrée

lants utilisés doivent être parfaitement simulés afin de garantir des simulations précises.

Le second élément perturbateur est l'estimation des vitesses d'air dans les différents canaux. En effet, la géométrie des composants rend difficile l'estimation des vitesses d'air. De même, la présence de l'écran de ventilation est un élément clef à prendre en compte dans la modélisation.

3.2 Les hypothèses

Seul le régime permanent est calculé en thermique. En effet, il est considéré que les composants magnétiques atteignent leur température de régime permanent équivalent à la pleine charge. De cette hypothèse, les températures dans le régime transitoire ne sont pas calculées, car seul le régime permanent est dimensionnant sur la durée de vie du composant. Cela se traduit mathématiquement par $\frac{\partial T}{\partial t} = 0$.

3.3 La conduction

La conduction dans les matériaux est régit par l'équation de Fourier. Elle se caractérise physiquement par un déplacement de charge dans les matériaux conducteurs.

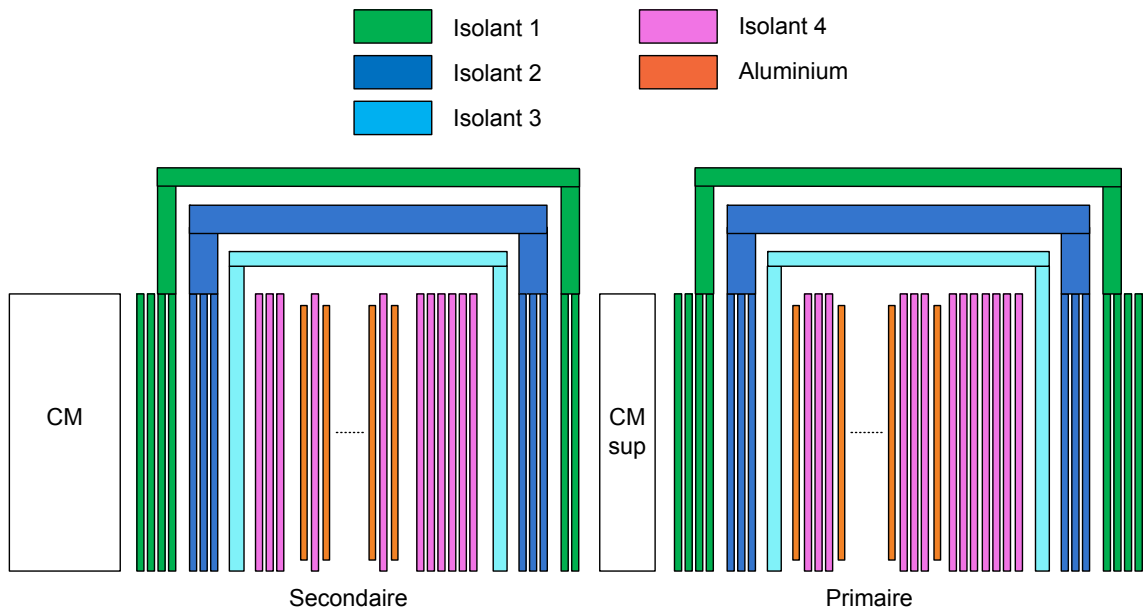


FIGURE 5.14: Complexité du système d'isolation

C'est pourquoi généralement les bons conducteurs électriques sont également de bons conducteurs thermiques et inversement. Il existe toutefois des exceptions. Certains isolants électriques sont très prisés pour leur bonne conductivité thermique, et se retrouvent abondamment utilisés en génie électrique. C'est le cas des produits micacés par exemple.

$$P + \lambda \Delta T = \rho c \frac{\partial T}{\partial t} \quad (5.33)$$

La conduction dans les composants magnétiques est très importante, ces composants étant composés majoritairement de fer, de cuivre et/ou d'aluminium. Cependant, afin de garantir les tenues diélectriques imposées par le cahier des charges, de nombreux isolants sont intégrés dans le bobinage (Fig. 5.14). Les pertes Joules étant générées au sein du conducteur, la quantité d'isolant va empêcher les pertes de s'évacuer efficacement vers les canaux de ventilations.

3.3.1 La résolution analytique de l'échauffement d'une plaque

L'exemple suivant (Fig. 5.15) montre la résolution d'un cas simple : la conduction thermique dans une plaque de longueur L , de section S et soumise à une densité de pertes uniforme p . L'étude sera unidimensionnelle. En raison des hypothèses données, l'équation 5.33 devient l'équation 5.34.

$$\lambda \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = -p \quad (5.34)$$

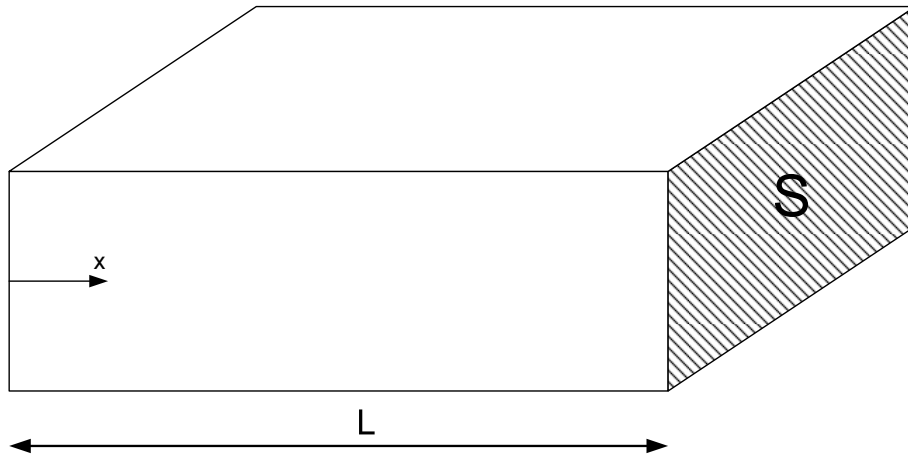


FIGURE 5.15: Echauffement d'une plaque

On en déduit l'évolution de la température le long de la plaque :

$$T(x) = -\frac{p}{\lambda}x^2 + C_1x + C_2 \quad (5.35)$$

Avec C_1 et C_2 deux constantes dépendantes des conditions limites.

Dans le cas où la source interne p est nulle, on trouve une température linéaire entre les deux faces ($x = 0$ et $x = L$). Si le terme p est non nul, la température dans la plaque devient parabolique (Fig. 5.16).

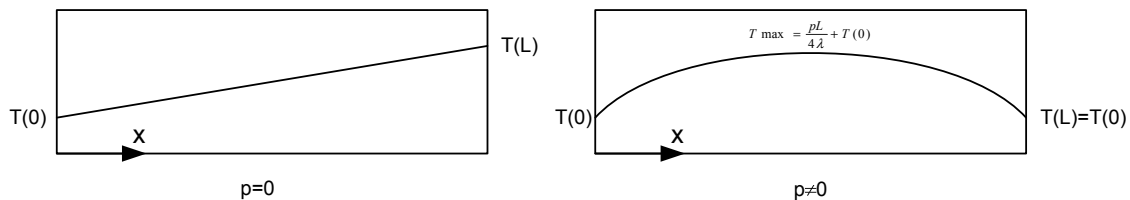


FIGURE 5.16: Solution analytique de l'échauffement d'une plaque selon la présence d'une source de chaleur interne ou non

L'obtention d'une solution analytique est simple dans le cas où les variables p et λ sont des fonctions triviales. Or ces variables peuvent dépendre de la position, et selon leur formulation, l'obtention d'une solution analytique peut devenir délicate.

3.3.2 La résolution par différences finies de l'échauffement d'une plaque

La méthode suivante consiste à construire un modèle thermique en réalisant une analogie électrique. La plaque sera discrétisée en n éléments. La loi de Fourier (Eq. 5.36) permet d'en déduire l'analogie électrique de par la loi d'Ohm pour un modèle unidimensionnel.

$$\vec{\varphi} = -\lambda \overrightarrow{\text{grad}(T)} \quad (5.36)$$

Ainsi les potentiels deviennent des températures, et les courants des flux de chaleurs.

$$\Delta T = R \cdot \varphi \quad (5.37)$$

$$R = \frac{e}{\lambda S} \quad (5.38)$$

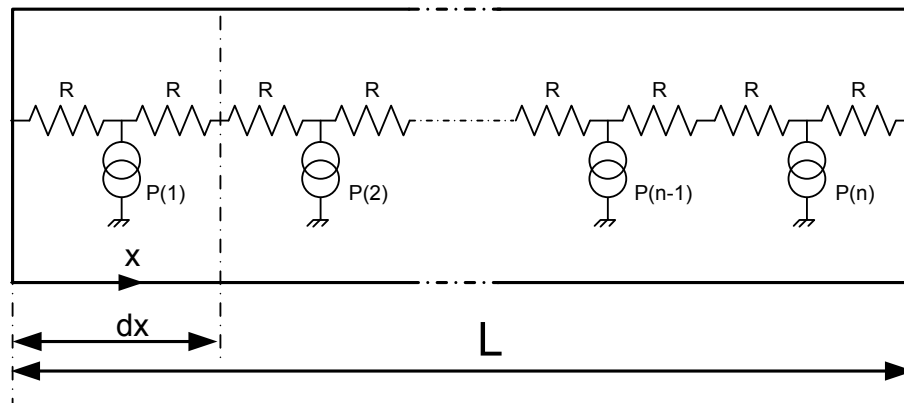


FIGURE 5.17: Modèle équivalent de plaque

Le modèle électrique équivalent est montré sur la figure (5.17). La plaque est divisée en n cellules de taille dx . Les éléments constitutifs sont déterminés de la façon suivante (Eq. 5.39) :

$$R = \frac{L}{2n\lambda S} [K \cdot W^{-1}] \quad (5.39)$$

$$P(n) = \frac{p \cdot L \cdot S}{n} [W]$$

La figure (5.18) montre le détail d'une cellule électrique. En considérant λ uniforme, les équations suivantes (Eq. 5.40) sont obtenues d'après la loi des mailles et des nœuds sur une cellule.

$$I(n) + P(n) = I(n+1) \quad (5.40)$$

$$T(n+1) - T(n) = -R(I(n) + I(n+1))$$

En écrivant les équations de la cellule suivante, on obtient :

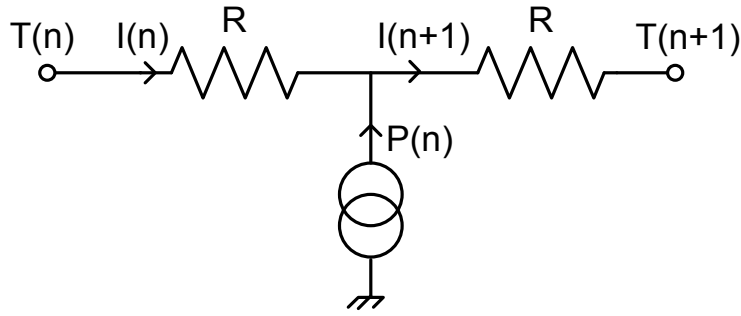


FIGURE 5.18: Détail d'une cellule électrique

$$T(n+2) - T(n+1) = -R(I(n+1) + I(n+2)) \quad (5.41)$$

En soustrayant l'équation 5.41 à l'équation 5.40 on trouve :

$$T(n+2) - 2.T(n+1) + T(n) = -2RP(n)$$

Or :

$$\begin{aligned} 2RP(n) &= \frac{p.L^2}{\lambda n^2} \\ 2RP(n) &= \frac{p}{\lambda} dx^2 \end{aligned} \quad (5.42)$$

D'où

$$\lambda \frac{T(n+2) - 2.T(n+1) + T(n)}{dx^2} = -p \quad (5.43)$$

L'équation 5.43 correspond bien à l'équation 5.34 dans le cas où $dx \rightarrow 0$ cad $n \rightarrow \infty$. La dérivée discrète du deuxième ordre qui apparait dans cette équation est très utile, car permet d'écrire le problème sous une forme matricielle : $[A].[T] = [B]$. La taille des matrices dépend du nombre de cellules n . Pour une discrétisation $n = 5$ par exemple, le système matriciel suivant est obtenu (Eq. 5.44) :

$$\begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -2 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T(1) \\ T(2) \\ T(3) \\ T(4) \\ T(5) \\ T(6) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-p(n).dx^2}{\lambda(n)} \\ \frac{-p(n).dx^2}{\lambda(n)} \\ \frac{-p(n).dx^2}{\lambda(n)} \\ \frac{-p(n).dx^2}{\lambda(n)} \\ \text{Condition limite} \\ \text{Condition limite} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

Une inversion de la matrice permet d'obtenir les températures aux différents nœuds. la figure (5.19) compare la solution matricielle à la solution analytique selon la valeur de la discrétisation. Les paramètres suivants ont été pris : $p = 300W.m^{-3}$, $\lambda = 1Wm^{-1}K^{-1}$, $L = 1m$ ainsi qu'une température aux limites fixée à $20^{\circ}C$. Le modèle discrétisé converge rapidement vers la solution analytique. Pour une discrétisation de 10, la différence avec le modèle analytique est minimale.

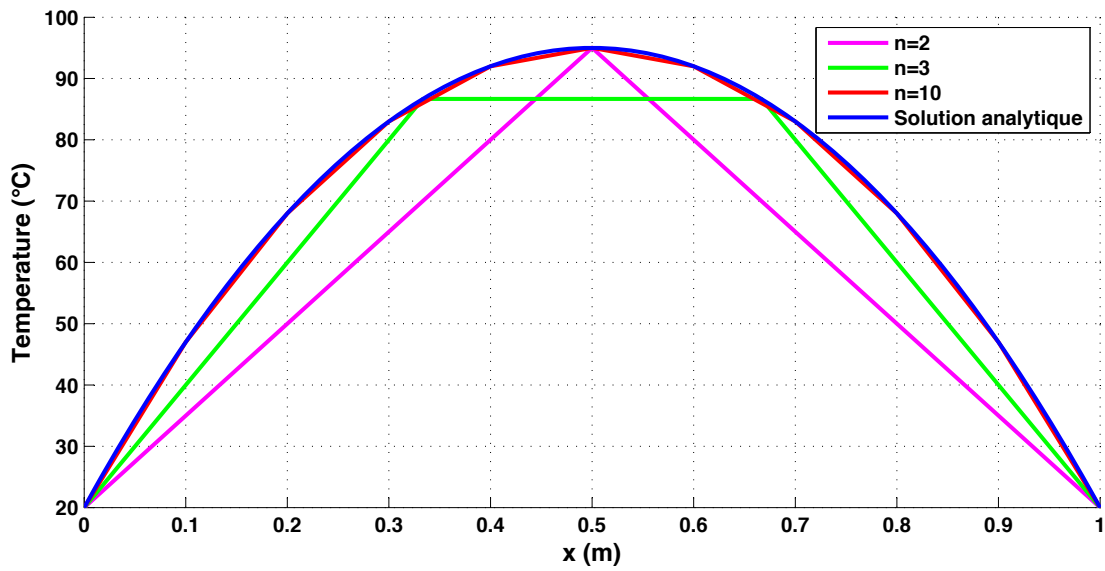


FIGURE 5.19: Influence de la discrétisation et comparaison avec le modèle analytique

Ce modèle montre tout son intérêt dans les cas où les sources de chaleur ne sont pas uniformément répartis le long de la plaque, et que la conductivité thermique n'est pas constante au sein de celle-ci. Il est aisé d'appliquer une fonction $p(n)$ ou $\lambda(n)$ dans l'écriture matricielle. Il n'est pas de même dans la formulation analytique, où il n'existe pas forcément une solution évidente à l'équation différentielle.

La figure (5.20) illustre la résolution de la thermique en gardant les mêmes paramètres que précédemment, mais avec une répartition non uniforme des densités de pertes. Ce type de résultats pourrait s'obtenir en analytique à condition de traiter le problème par parties.

3.4 La convection dans les canaux de ventilation

Les composants magnétiques étudiés sont refroidis par air forcé. Une ventilation placée en amont du composant permet d'injecter de l'air à grande vitesse (entre 4 et 25 m/s) dans les canaux de ventilation placés judicieusement dans le bobinage. Ainsi les calories à l'intérieure du composant, générées par les pertes Joules et fer, sont transférées par l'effet convectif dans l'air. Il en découle un échauffement de l'air. Le phénomène convectif est régi par les équations de Newton (Eq. 5.45). L'échauffement de

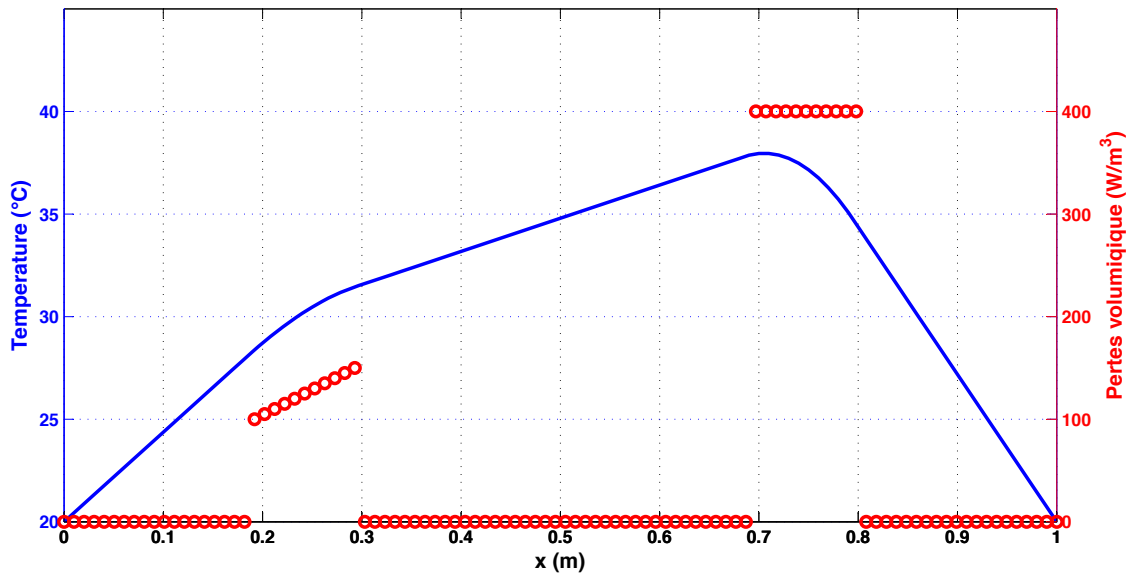


FIGURE 5.20: Résolution matricielle avec une densité de perte non uniforme

l'air est obtenu par l'équation 5.46. L'air est ainsi modélisé comme un ensemble de strates indépendantes (pas de conduction entre deux strates) de largeur Δx (Fig. 5.21). Contrairement à l'exemple précédent où la température au bord de la plaque était imposée, il est maintenant possible de les supprimer et de rajouter un phénomène convectif à l'exemple de la plaque.

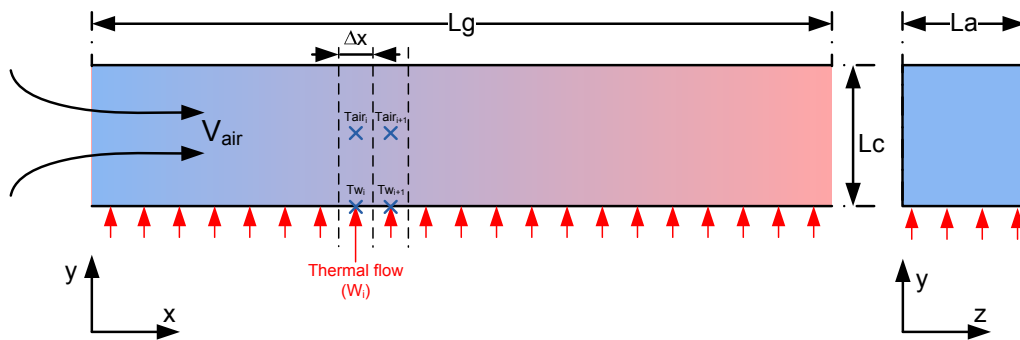


FIGURE 5.21: Convection dans un canal de ventilation

$$Tw_i - Tair_i = W_i \times R_h \quad (5.45)$$

$$R_h = \frac{1}{h(La, Lc, Vair) \times La \times \Delta x}$$

$$Tair_{i+1} - Tair_i = W_i \times R_{air} \quad (5.46)$$

$$R_{air} = \frac{1}{Vair \times c_p \times \rho \times La \times Lc}$$

La condition limite devient la température d'entrée de l'air T_{air_0} . En contrepartie, il est nécessaire de connaître la vitesse d'air V_{air} et le coefficient d'échange h . Ce dernier s'obtient en utilisant les équations de Nusselt et Reynolds (Eq. 5.47) en considérant un écoulement turbulent [Heu78].

$$\begin{aligned} Re &= \frac{\rho_{air} \cdot V_{air} \cdot D}{\eta_{air}} \\ Nu &= \frac{h \cdot D}{\lambda_{air}} \\ Nu &= 0.02 \cdot Re^{0.8} \end{aligned} \quad (5.47)$$

Avec :

ρ_{air} : Masse volumique de l'air

η_{air} : Viscosité dynamique

D : Diamètre hydraulique

λ_{air} : Conductivité thermique de l'air

3.4.1 L'analogie électrique

La figure (5.22) donne l'analogie électrique déduite des équations 5.45 et 5.46. Il est nécessaire d'utiliser des sources de tension pilotées pour décrire l'échauffement de l'air. Ces sources pilotées peuvent prendre la forme d'amplificateurs opérationnels. Ce montage suiveur permet de rendre indépendantes les strates d'air grâce à l'impédance d'entrée théoriquement infinie de l'A.O.P.

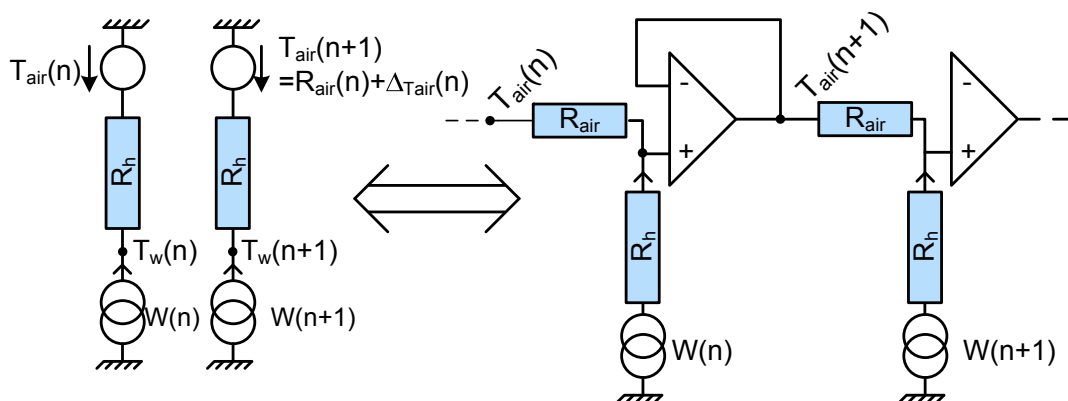


FIGURE 5.22: Schéma électrique équivalent pour la convection

3.4.2 Un exemple d'une plaque refroidie par un canal de ventilation

L'exemple de la plaque est repris, mais celle-ci est maintenant en contact avec un canal de ventilation comme le montre la figure (5.23).

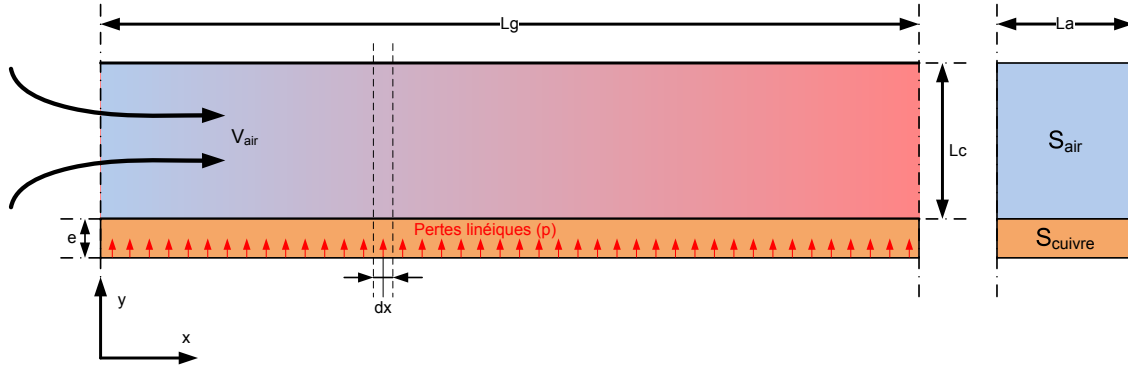


FIGURE 5.23: Plaque en contact avec un canal de ventilation

En passant par une analogie électrique, il devient relativement facile de résoudre le problème. Le modèle est discrétisé selon l'axe x avec un pas dx . La figure (5.24) donne le schéma électrique équivalent pour une maille de dimension dx avec :

$Ua(x)$: La température de l'air

$Uc(x)$: La température du cuivre

$I0$: représente les pertes injectées par unité de longueur

$R1$: la résistance thermique de convection du cuivre dans le sens de l'écoulement

$R2$: la résistance de convection qui a lieu entre le cuivre et l'air

$R3$: lie l'échauffement d'une strate d'air aux pertes évacuées

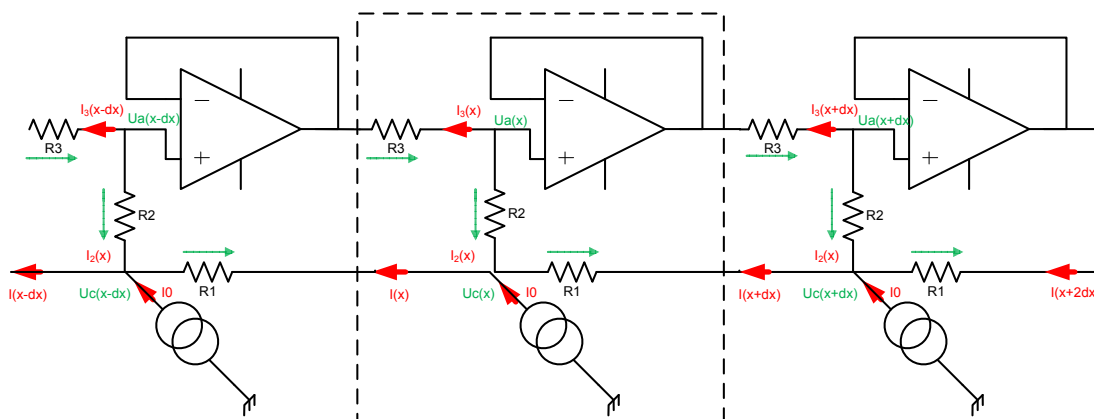


FIGURE 5.24: Schéma électrique équivalent de la plaque en contact avec un canal de ventilation

Les hypothèses émises sont les suivantes :

- Les bords sont adiabatiques, soit $I(0) = 0$ et $I(Lg) = 0$.

- Pas de résistance thermique dans le cuivre selon l'axe y .
- La conduction ne dépend pas de la température.
- Le coefficient de convection h est constant le long du canal.
- Les pertes injectées sont constantes le long du canal, soit $I_0(x)$ constant.

La figure (5.25) présente les résultats du modèle pour les paramètres donnés sur le tableau 5.3. Le flux thermique s'évacuant dans le canal d'air est plus important au début qu'à la fin de la plaque. Cela se justifie par un gradient de température entre l'air et la plaque supérieure au début. C'est pourquoi les températures de l'air et de la plaque n'évoluent pas linéairement.

Variables	Valeur
L_g	50cm
L_a	1cm
L_c	5cm
Pertes totales	100W
Vitesse de l'air	10m.s ⁻¹

TABLE 5.3: Paramètres pris pour l'exemple de la plaque refroidie par un canal de ventilation

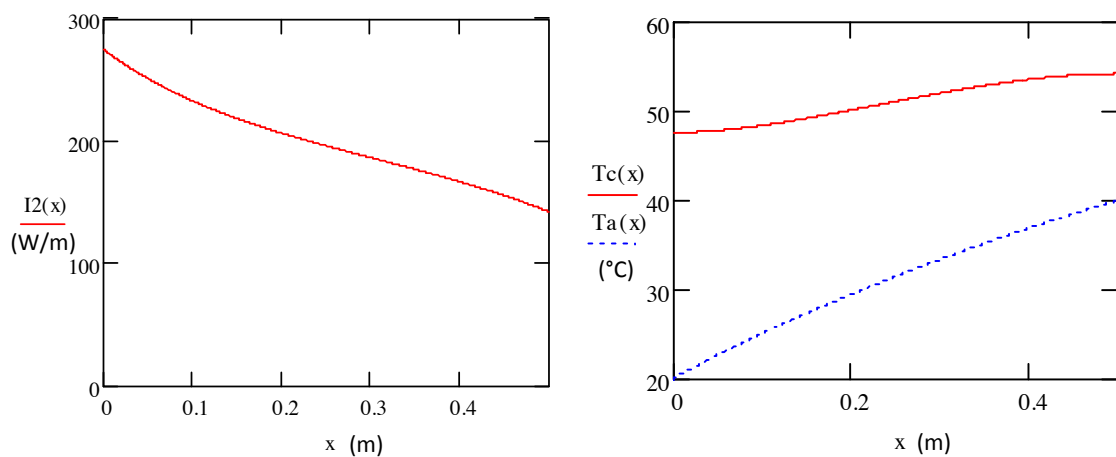


FIGURE 5.25: Pertes évacuées dans le canal de ventilation ainsi que la température de la plaque et du canal en fonction de la position

3.5 Le rayonnement

Le rayonnement thermique permet de transférer des calories par ondes électromagnétiques. La longueur d'onde est située principalement dans la zone infrarouge du spectre. En raison de sa nature, le rayonnement n'a pas besoin de support physique

solide ou gazeux. L'air ambiant est constitué principalement d'oxygène et d'azote qui sont des gaz n'émettant et n'absorbant pas les radiations. Ainsi le rayonnement entre le composant et son entourage n'a lieu qu'entre les surfaces d'échanges.

Le rayonnement des composants magnétiques est étudié par [PJHN08]. Ce phénomène est non linéaire et ne peut se mettre sous la forme d'un circuit électrique. Il est cependant possible de le négliger dans le cas de composant à refroidissement forcé.

4 Domaine "Aéraulique"

4.1 La mécanique des fluides appliquée aux composants magnétiques

Les transformateurs et inductances du convertisseur auxiliaire sont refroidis par une ventilation forcée. Afin d'augmenter les surfaces d'échanges, des canaux de ventilation sont insérés dans les bobinages. Un élément mécanique est également ajouté sur le composant que l'on appelle écran de ventilation (Fig. 5.26). L'écran fait toute la largeur et la hauteur du coffre. Le flux d'air est ainsi prisonnier forçant ce dernier à s'échapper par les canaux de ventilation. Sans ce dispositif, les canaux de ventilation ne seraient pas alimentés, l'air préférant passer tout autour du composant, là où les sections de passage sont importantes. De plus, l'écran permet de mettre en pression la ventilation. Cette propriété permet à l'air en sortie d'écran d'être diffusé partout dans le composant.

La figure (5.27) montre quelques lignes de courant calculées pour un transformateur à self intégrée. L'influence de l'écran y est visible. De par sa présence, les canaux de ventilations sont bien alimentés en air. De plus, celui-ci permet de plaquer les lignes de courant contre le composant sur les faces extérieures afin de bien ventiler également ces surfaces.

Une coupe entre les deux bobines, dans le plan (y,z) , donnant le champ de vitesses est fournie sur la figure (5.28). La zone entre les deux bobinages est difficilement accessible. En effet, celle-ci est obstruée par la culasse du composant. Le cas d'un transformateur à self intégrée est encore plus difficile, car il y a deux culasses. Cependant, cette figure montre que par la mise en pression du système, l'air se propage dans cette zone. Il y apparaît également des zones tourbillonnaires derrière l'écran de ventilation. Ce sont ces tourbillons qui permettent d'obtenir des vitesses d'air importantes sur la surface extérieure du composant.

L'estimation des vitesses d'air dans les différents canaux de ventilation doit être précise, car de ces vitesses sont obtenus les coefficients de convection (Eq. 5.47). Il est courant dans le dimensionnement des composants magnétiques d'estimer une vitesse

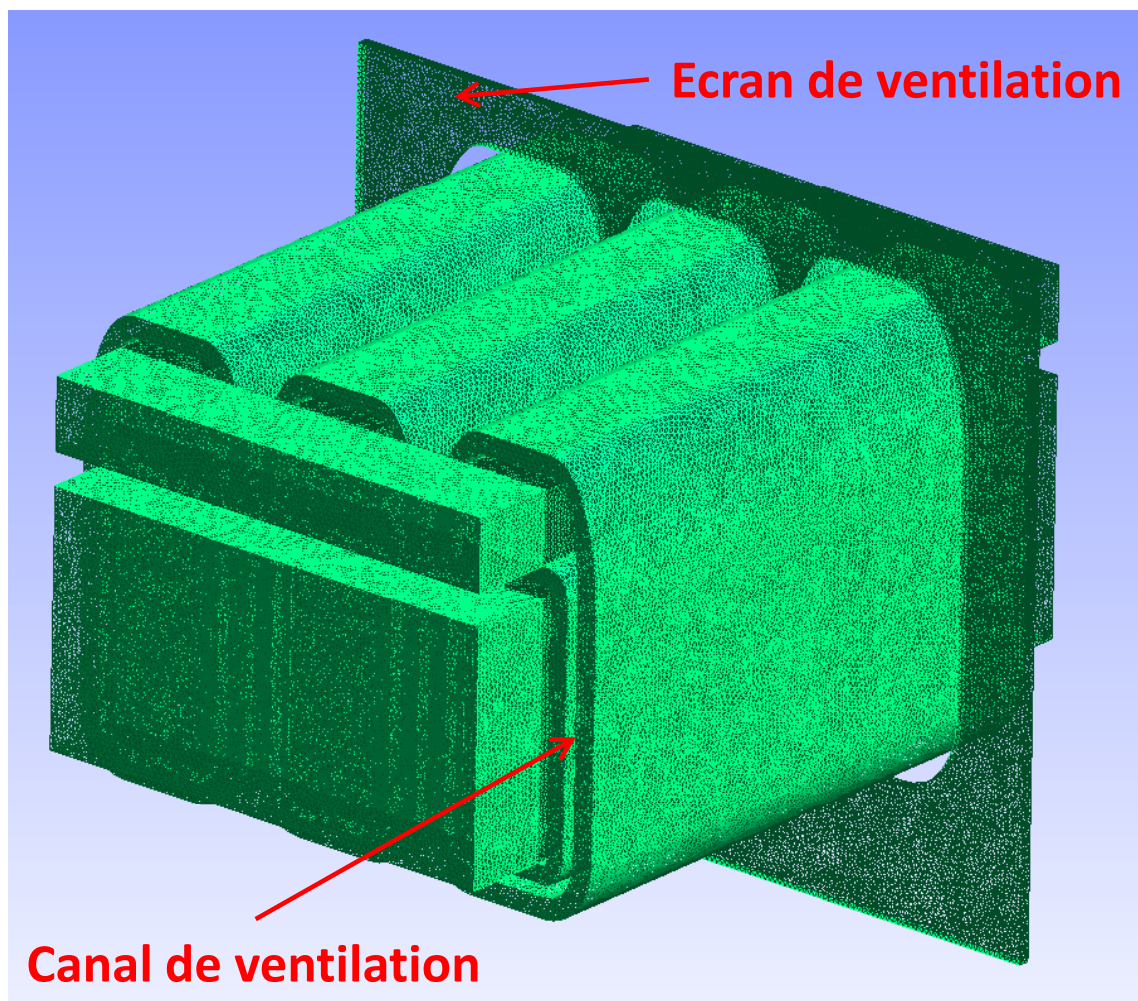


FIGURE 5.26: Transformateur à self intégrée fonctionnant en ventilation forcée

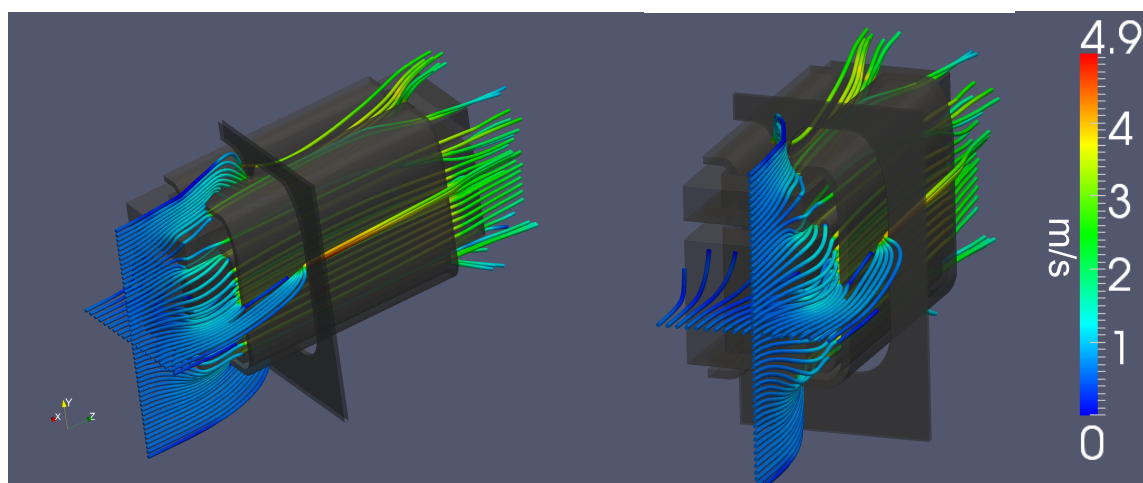


FIGURE 5.27: Lignes de courant dans un transformateur à self intégrée

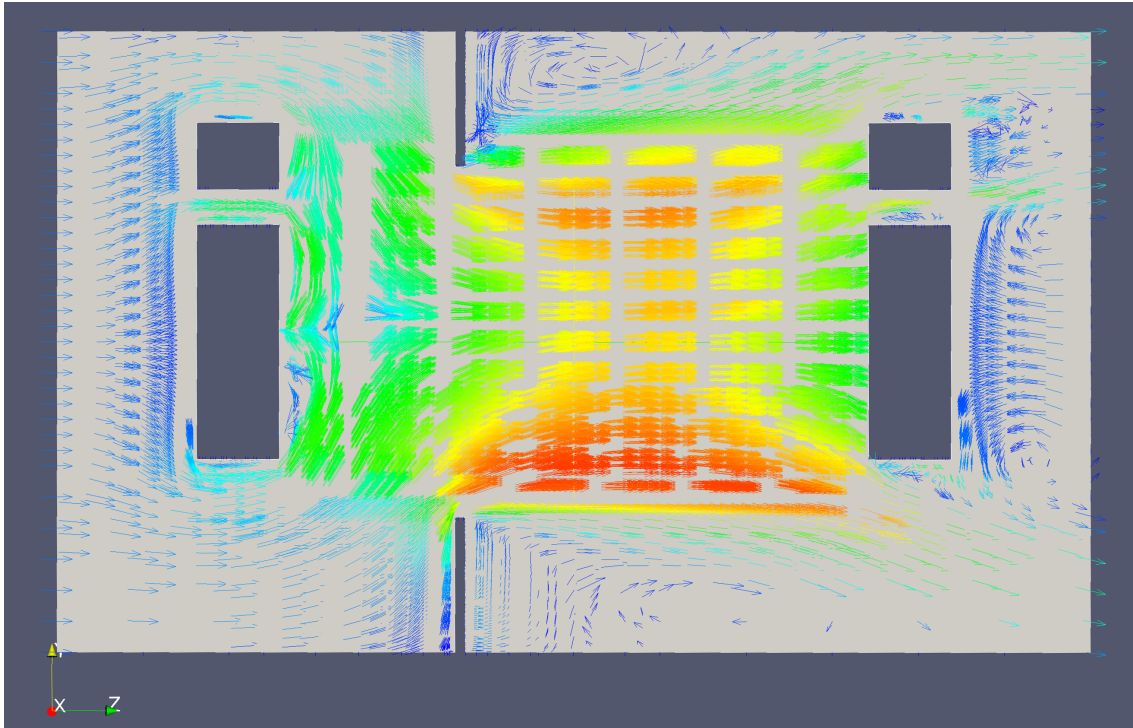


FIGURE 5.28: Champ de vitesses entre les deux bobines

moyenne de façon empirique et de l'affecter à chaque canal de ventilation. Or les canaux n'ont pas tous la même capacité à évacuer les pertes (Fig. 5.29).

De par la géométrie du composant, les canaux ne possèdent pas la même section. Le dimensionnement des canaux est très important et délicat car le placement d'un canal de dimensions trop importantes limitera l'efficacité des autres. Cet effet peut cependant être recherché afin d'optimiser le refroidissement du composant. Ainsi un modèle aérodynamique précis couplé avec un modèle thermique performant peut permettre de trouver le triplet optimal (Nombre de canaux - Placement - Dimension).

La mécanique des fluides dans le cas du refroidissement des composants passifs magnétiques, s'écrit sous la forme de l'équation de Navier-Stokes (Eq. 5.48) en régime établi.

$$u \cdot \nabla u - \nu \nabla^2 u = \nabla p \quad (5.48)$$

$$\nabla \cdot u = 0 \quad (5.49)$$

Avec :

u : Le vecteur vitesse

ν : La viscosité

p : La pression

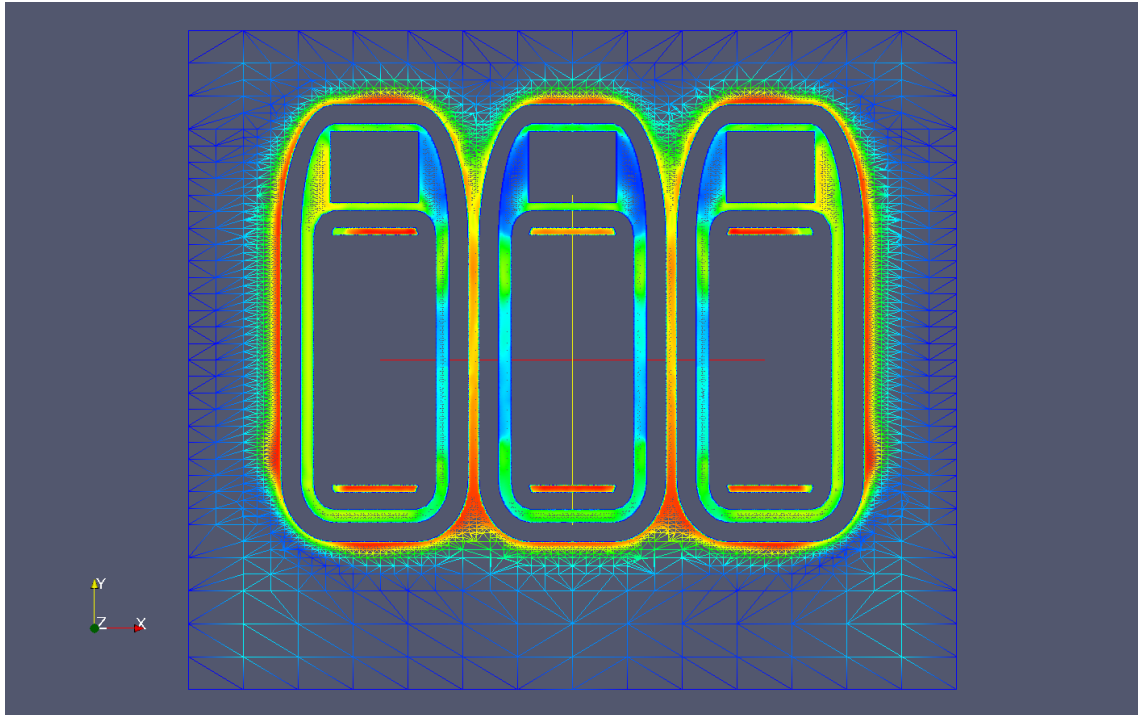


FIGURE 5.29: Vitesses d'air dans les canaux

4.2 Le théorème de Bernoulli

Les équations de Navier-stoke sont, en raison de leur formulation, divergentes. Il est nécessaire de passer par une méthode de résolution numérique pour les résoudre. Ces simulations sont très longues, car la taille du maillage est grande avec une grande finesse dans les canaux. De plus, la mise en place de méthodes numériques est obligatoire afin de converger, ce qui demande beaucoup de boucles d'itérations.

Il est important de poser certaines hypothèses afin de diminuer le temps de calcul du modèle aéraulique et d'être en mesure d'intégrer ce modèle dans une boucle d'optimisation. En prenant comme hypothèse que le champ de vitesses est irrotationnel et que l'air est incompressible, on retrouve le théorème de Bernoulli (Eq. 5.50).

$$\frac{1}{2}\rho u^2 + \rho \cdot g \cdot z + p = \text{constant} \quad (5.50)$$

$$p_d = \frac{1}{2}\rho u^2 \quad (5.51)$$

La notion de pression dynamique p_d est introduite dans l'équation 5.51. Deux types de pertes de charge existent : les pertes de charge singulières et linéaires. La variation de pression Δp est proportionnelle à la pression dynamique (Eq. 5.52). Les pertes de charges singulières sont engendrées par des changements de géométrie (coude, rétrécissement ...). Les coefficients d'accident ζ sont obtenus à l'aide d'abaques. Les pertes de charge linéaires sont définies par le coefficient de Darcy Λ . Ce coefficient est obtenu grâce à la formule de Colebrook [CW37].

$$\Delta p = p_d \left(\sum \zeta + \Lambda \frac{L}{d} \right) \quad (5.52)$$

Avec :

L : la longueur d'un canal.

d : Le diamètre hydraulique

4.3 L'approche semi-analytique

En introduisant le débit d'air Q dans l'équation 5.51, l'équation 5.53 est obtenue et une loi d'Ohm équivalente en est déduite (Eq. 5.54) en considérant Δp comme le potentiel, Q^2 le courant et Z la résistance aéraulique [Fri99].

$$\Delta p = \left(\frac{\rho}{2S^2} \right) \left(\sum \zeta + \Lambda \frac{L}{d} \right) Q^2 \quad (5.53)$$

$$\Delta p = Z \cdot Q^2 \quad (5.54)$$

$$Z = \frac{\rho}{2S^2} \left(\sum \zeta + \Lambda \frac{L}{d} \right) \quad (5.55)$$

Les différentes résistances sont facilement estimables dans le cas des transformateurs et inductances, car la géométrie des canaux est simple. En effet, les sections sont rectangulaires. Il est alors possible de créer un circuit électrique équivalent. La figure (5.30) montre le placement des résistances par exemple sur un plan de coupe du transformateur à self intégrée.

Il est ainsi possible de résoudre facilement les vitesses d'air dans les différents canaux. Cependant les hypothèses appliquées sont difficilement valides.

5 Domaine "Bruit et Vibration"

Le sous-système de traction électrique d'un train inclut de nombreux équipements d'électronique de puissance qui assurent le pilotage des moteurs en vitesse variable ainsi que la fourniture de nombreuses alimentations électriques destinées à la sécurité (freinage) ou au confort (climatisation, éclairage, ...).

Les convertisseurs électroniques utilisent des transistors de puissance travaillant comme des interrupteurs qui commutent à des fréquences allant de quelques centaines de Hz à plusieurs kHz. Ces commutations sont sources de vibrations au cœur même des matériaux magnétiques comme les tôles utilisées pour les inductances, les transformateurs, les moteurs ou les rhéostats de freinage.

Les contraintes de réduction des volumes allouées aux équipements électriques de propulsion, pour laisser plus d'espace aux voyageurs et à des équipements de confort

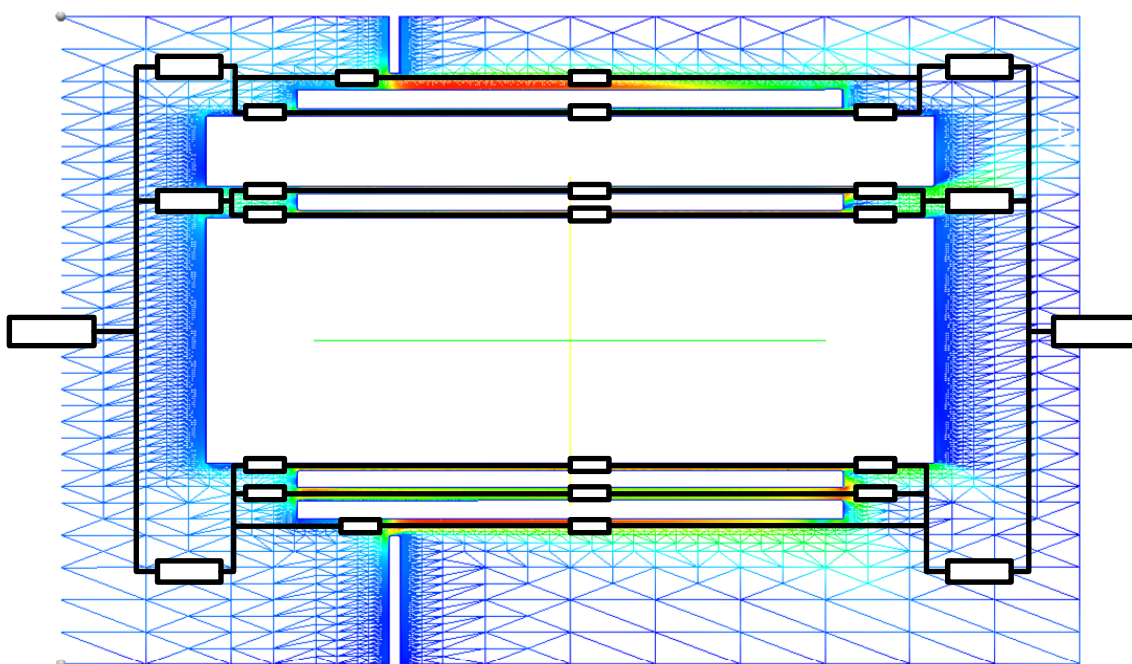


FIGURE 5.30: Circuit électrique équivalent sur un plan de coupe d'un transformateur à self intégrée

et/ou de services aux passagers, conduisent à une concentration des matériels dans des espaces de plus en plus restreints pour des puissances de plus en plus élevées.

Cette évolution d'augmentation de la puissance massique, en partie basée sur le développement de technologies innovantes, n'a pas que des avantages. En effet, les composants à fort rendement, présentent la caractéristique de générer des pertes harmoniques importantes qui peuvent provoquer des bruits électriques gênants. Ces émissions acoustiques, à fortes composantes tonales, sont à l'origine de nuisances sonores capables de gêner les passagers en toutes circonstances et les riverains lorsque le véhicule est à l'arrêt ou lorsqu'il circule à faible vitesse.

L'amélioration du confort des passagers et la réduction des nuisances sonores externes constituent d'importants critères de qualité ; qui doivent être pris en compte en amont dès la phase de conception des équipements ferroviaires et notamment celle des trains.

Les contraintes acoustiques, dans le domaine ferroviaire, sont de plus en plus élevées. Les clients-opérateurs se montrent de plus en plus sévères, allant même en deçà des valeurs établies dans la STI Bruit (Spécification Technique d'Interopérabilité) concernant le sous-système « Matériel roulant-bruit » du système ferroviaire trans-européen conventionnel [2006/66/CE]) qui est devenu une loi suite à l'Arrêté du 9 juin 2006.

Les contraintes de bruit ne se limitent plus au seul critère de niveau de pression acoustique, il existe maintenant de nouveaux critères d'émergence tonale applicables à l'intérieur et à l'extérieur du véhicule.

5.1 Les bruits dans la chaîne de traction ferroviaire et ses auxiliaires

Dans le cas du bruit émit dans l'environnement par les véhicules circulant sur une voie ferrée, les études précédentes ont mis en avant 3 sources prépondérantes :

- le bruit de roulement (issu des vibrations engendrées au niveau du contact roue/rail) qui est la source prédominante du bruit ferroviaire pour les vitesses inférieures à 300Km/h.
- le bruit aérodynamique pour les hautes vitesses (au-dessus de 300Km/h, la contribution aérodynamique prend le pas sur celle du roulement).
- le bruit des équipements de traction (moteurs, ...) et des auxiliaires.

En France, les recherches sur le bruit de roulement remontent aux années 1980/1990. La modélisation et la compréhension des phénomènes physiques qui gouvernent les comportements vibratoires de la voie et ceux de la roue, ont abouti au développement de solutions industrielles ayant permis d'abaisser les émissions sonores en jouant sur les paramètres les plus influents (sur certains matériels roulants, la contribution du contact roue/rail a diminué de plus de 5dB).

L'impact du roulement étant réduit, les bruits des organes de traction et des équipements auxiliaires sont de plus en plus perceptibles notamment à l'arrêt en gare, aux faibles vitesses dans les phases de démarrage entre 0 et 30Km/h et dans les phases de freinage où ils peuvent être alors parfois très gênants.

Le bruit émis par divers composants électriques d'une chaîne de traction et des auxiliaires, peut avoir deux origines :

- Électrique : les forces électromagnétiques agissant sur les composants produisent des vibrations se transmettant soit directement dans l'air, on parlera alors de « bruit aérien », soit via les organes de liaison et dans ce cas c'est le terme « bruit solidien » qui est employé.
- Aéraulique/aérodynamique : les convertisseurs de puissance sont en général ventilés pour assurer leur refroidissement. La composante de bruit générée par les ventilateurs est très présente au niveau du bruit global, voire dans certains cas dominante (cas des moteurs de traction auto ventilés pour des régimes élevés).

La figure (5.31) illustre l'impact relativement important que peuvent avoir certains composants électriques tels que les selfs ou les transformateurs sur les performances acoustiques des équipements de traction ferroviaire. Leurs contributions peuvent être très élevées et occasionner une émergence tonale susceptible de représenter une nuisance pour l'être humain.

Dès lors, le développement de méthodes et d'outils logiciels permettant la compréhension des origines des bruits électriques des équipements ferroviaires et la recherche de solutions efficaces de réduction à la source de ces bruits dès le stade de conception des équipements, devient une nécessité. D'une part pour respecter les rè-

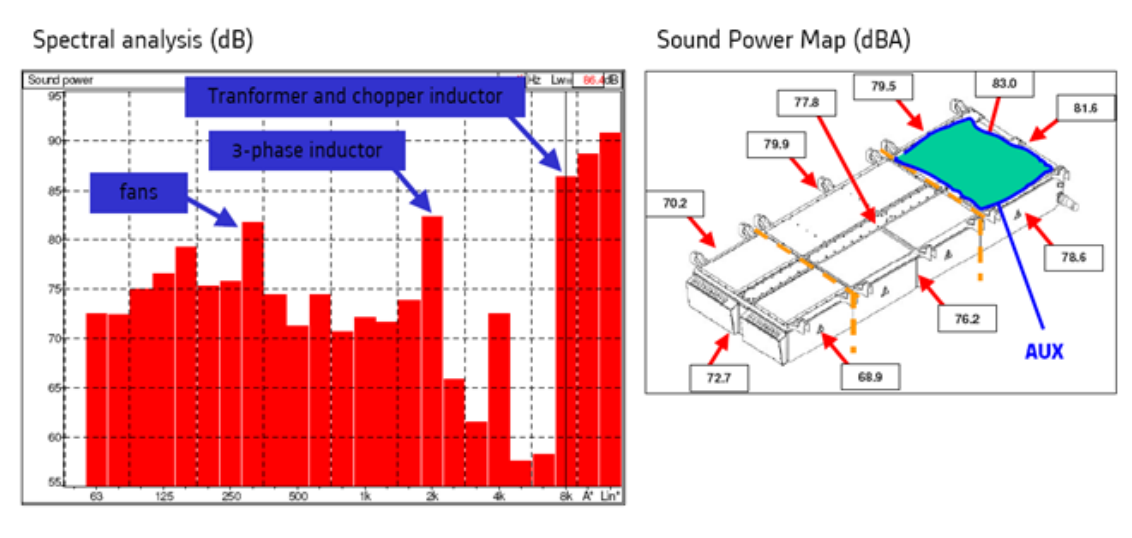


FIGURE 5.31: Puissance acoustique d'un convertisseur Traction/Auxiliaires (train inter-cités) avec contribution des différents composants

gements en vigueur et d'autre part pour rester compétitif par rapport à la concurrence.

5.2 Le phénomène générant le bruit d'origine électromagnétique

Les convertisseurs électroniques utilisent des transistors de puissance dont la technologie évolue constamment. On dispose actuellement de transistors capables de travailler sous des tensions et des courants jusqu'à 6kV et 2000A, avec des flancs de commutation très raides. Cela permet de faire des convertisseurs plus fiables, car contenant moins de composants. Toutefois, la progression des performances de tels transistors est en partie responsable d'un problème qui se fait sentir avec de plus en plus d'acuité : les nuisances sonores. En effet, à de tels niveaux de puissance, les fréquences de commutation des semi-conducteurs se situent entre quelques centaines de Hz et quelques kHz soit un spectre auquel l'oreille humaine est très sensible. Ce sont principalement les éléments réactifs (inductances de lissage ou transformateurs avec self intégrée) qui sont le siège de l'émission de bruits souvent désagréables. La figure (5.32) ci-dessous illustre un spectre type de bruit enregistré à proximité d'un élément réactif critique. Ce spectre montre clairement l'émergence de raies (> 85 dB) situées dans la bande où l'oreille humaine est très sensible.

L'induction magnétique est la grandeur clé car elle est à l'origine de forces de Laplace, Maxwell, et des effets magnétostrictifs. Le fondamental et les harmoniques de l'induction magnétique sont à l'origine d'efforts à diverses fréquences, celles-ci seront plus ou moins importantes selon leurs amplitudes et selon qu'elles excitent ou non une résonance mécanique de la structure.

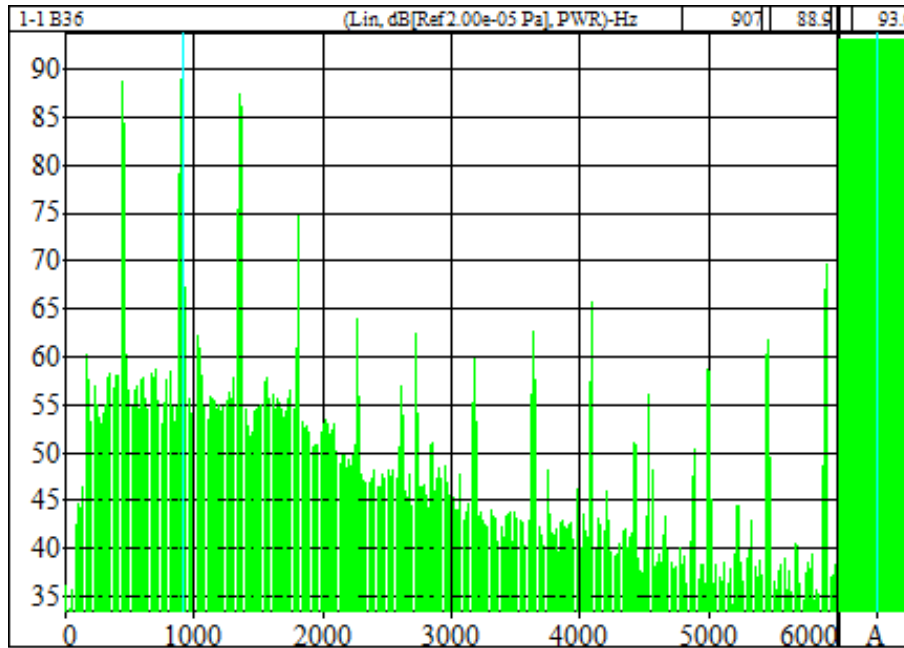


FIGURE 5.32: Niveau de pression acoustique ($L_{pAeq,t=15s}$) enregistré à 1m d'une self DC.

5.3 Les vibrations à l'origine des bruits électriques dans les transformateurs et les inductances

Ces vibrations peuvent provenir des forces de Laplace qui agissent sur les conducteurs électriques, des forces de Maxwell agissant au niveau des entrefers et/ou des micro-entrefers et des forces de magnétostrictions agissant sur le matériau [PAM⁺08], (Fig.5.33).

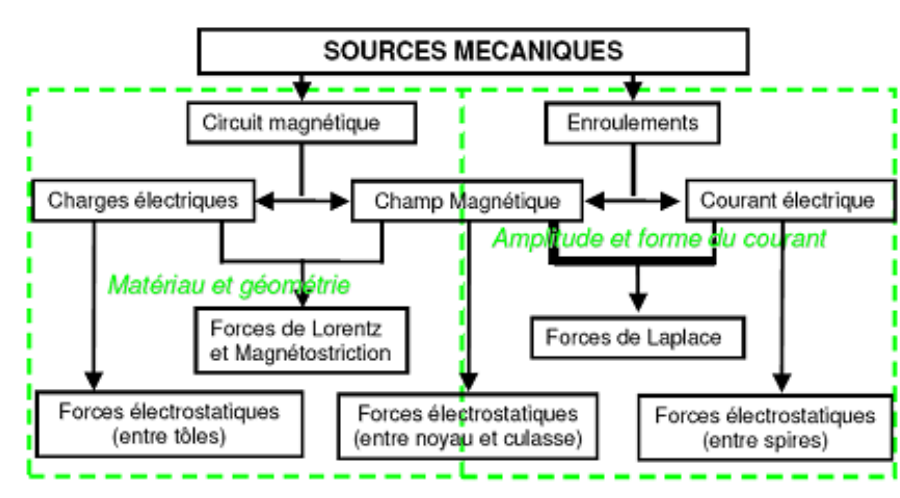


FIGURE 5.33: Forces excitatrices mises en jeu

Les forces de Laplace sont généralement limitées et les vibrations des bobines peuvent devenir négligeables avec une réalisation mécanique appropriée (par exemple, une

forte imprégnation des bobines et un contact avec le noyau sans transmission de vibrations). Par contre, les vibrations du noyau ferromagnétique générées par les forces de Maxwell et les effets magnétostrictifs sont plus difficiles à combattre.

Des travaux précédents [LBLHB08, AH05] sur le bruit des machines électriques ont montré la grande importance du couplage avec le convertisseur électronique de puissance (source d'harmoniques).

Dans le cas de l'inductance (la taille de l'entrefer dimensionne la valeur de l'inductance), l'entrefer est soumis aux forces de Maxwell qui peuvent être de grande amplitude. Dans le cas des transformateurs, il n'y a en théorie pas d'entrefer et ce sont les phénomènes magnétostrictifs qui interviennent [Mos74, WPA00, YPMA08]. Cependant, pour des raisons pratiques de tolérances de fabrication, il existe de petits entrefers d'assemblage sièges de forces de Maxwell [WPA00]. On notera que les transformateurs sont majoritairement moins bruyants que les inductances

Identifier la proportion de bruit due à la magnétostriction ou aux forces de Maxwell dans les entrefers d'assemblage reste à l'heure actuelle un point difficile. Cela nécessite une bonne connaissance de l'ensemble des phénomènes considérés et demande de coupler les compétences des domaines électromagnétiques et mécaniques (répartition des efforts complexes dans une structure mécanique hétérogène). D'une part pour réduire le bruit à la source et d'autre part maîtriser les voies des transferts vibratoires et acoustiques.

Le rapport d'ingénieurs de Kawasaki Steels [IOS97] propose de calculer les différentes composantes harmoniques des forces de magnétostriction analytiquement ainsi que la pression acoustique. Le terme source utilisé est la décomposition en série de Fourier des forces de magnétostriction. Il reste la difficulté de lier celles-ci à l'excitation électrique.

[HVM07] proposent des formulations permettant de calculer les forces de magnétostriction à l'aide de la méthode des éléments finis.

Notre travail concernant cette partie « bruit et vibrations » s'est orienté sur des essais expérimentaux, présentés dans la partie III pour les équipements possédant des entrefers comme les inductances de lissage.

Troisième partie

Définition et validation des modèles appliqués aux composants

MODÈLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

1	Schéma électrique équivalent	116
2	Résistance de bobinage r	117
	2.1 Résistance à basse fréquence	118
	2.2 Influence de la fréquence	121
3	Inductance de fuite l_f	121
	3.1 Détermination pour un transformateur	121
	3.1.1 influence de la fréquence	125
	3.2 Détermination pour une self	126
4	Inductance magnétisante l_μ	126
	4.1 Calcul de l_μ	127
	4.2 Prise en compte de la saturation	127
	4.3 Validation	129
5	Résistance pertes fer r_μ	130
6	Validation fréquentielle du modèle	131

Le modèle électromagnétique choisi est entièrement analytique. Ce modèle prend en compte l'influence de la fréquence. La validation a été réalisée sur une self mono-phasée DC de 4.5mH fonctionnant à un courant nominal de 150A (Fig.6.1). Le spectre harmonique injecté dans cette self étant négligeable, la self a été conçue avec de la tôle magnétique de faible qualité M400-50. De même, la self est bobinée en 6 couches avec un conducteur méplat de 15x5 mm. Ainsi les pertes fer et les effets de proximité sont très visibles sur une étude fréquentielle. Pour l'étude fréquentielle, un pont d'impédance HP4294A a été utilisé pour mesurer l'impédance complexe de la self (Fig.6.1). Celui-ci permet de mesurer l'impédance complexe Z de 20Hz jusqu'à 110MHz. L'étude s'est limitée à une bande de fréquence restreinte [20Hz 200kHz]. Cette bande est amplement suffisante dans le cas des composants ferroviaires, les harmoniques ne dépassant pas 100kHz.

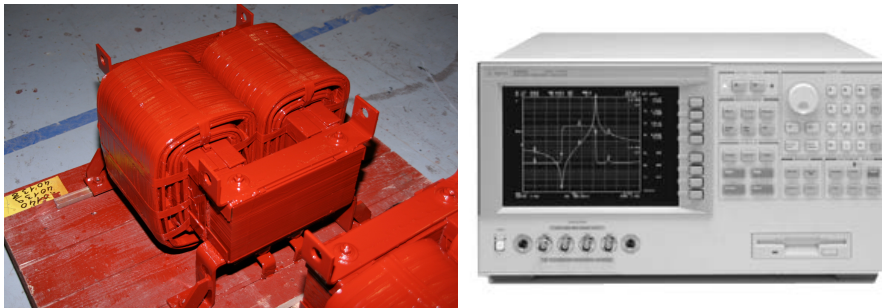


FIGURE 6.1: Self DC de 4.5mH et pont d'impédance HP4294A

1 Schéma électrique équivalent

Le schéma électrique classique du transformateur est utilisé [SN77]. La figure (6.2) montre le schéma électrique pour un transformateur monophasé. Ce schéma est seulement composé de résistances et d'inductances. Ces éléments dépendent de la fréquence d'alimentation pour prendre en compte les effets engendrés par les moyennes fréquences. Cependant le schéma n'inclut pas de condensateurs, car les effets électrostatiques sont négligés. Ce modèle devient donc insuffisant dépassé les 100kHz, car les composants étudiés commencent à résonner électriquement une fois dépassé cette limite de fréquence. Les harmoniques de tension n'atteignant pas ces fréquences, la pertinence du modèle reste valable.

Les transformateurs triphasés sont étudiés de la même manière en adoptant le schéma électrique monophasé équivalent. Il est également possible de modéliser des transformateurs à plusieurs secondaires. La figure (6.3) montre le placement des inductances pour le cas d'un transformateur à deux secondaires. Ce schéma est généralisable pour des transformateurs à n secondaires [Ker08].

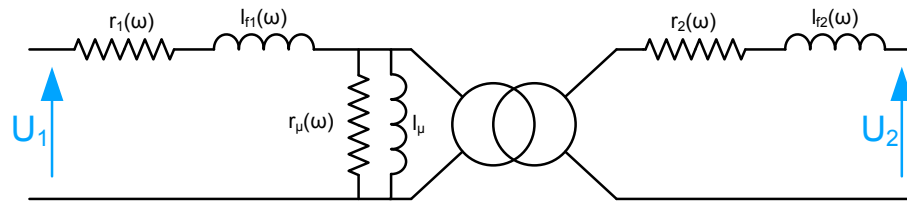


FIGURE 6.2: Schéma électrique d'un transformateur monophasé

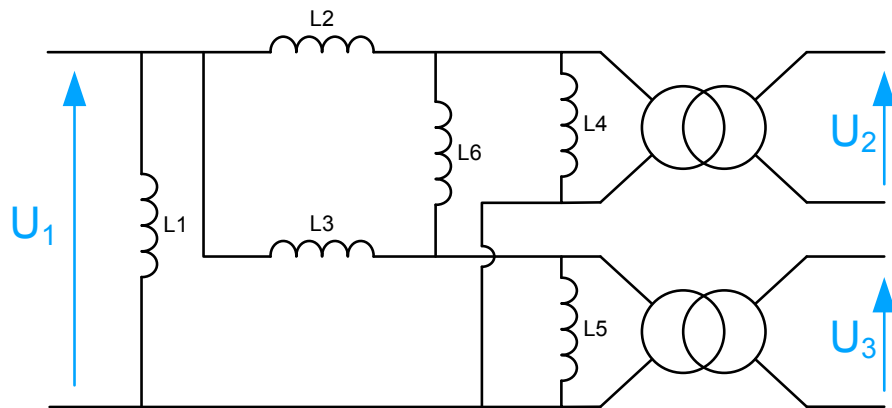


FIGURE 6.3: Schéma électrique d'un transformateur monophasé à deux secondaires

Par simplification, il est possible de déplacer les éléments en parallèle l_μ et r_μ en prenant l'hypothèse selon laquelle la chute de tension créée par la résistance de bobinage et par l'inductance de fuite reste faible. Afin de valider le modèle électrique, la résistance r_μ représentant les pertes fer sera déplacée en amont du schéma (Fig. 6.4).

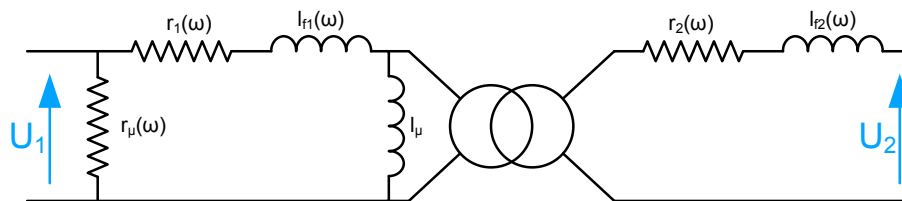


FIGURE 6.4: Simplification électrique du transformateur monophasé

Les parties suivantes montrent le calcul des différents éléments du circuit équivalent. Seule l'inductance magnétisante l_μ ne prend pas en compte la fréquence.

2 Résistance de bobinage r

La connaissance précise de la résistance permet d'évaluer correctement les pertes joules présentes dans les conducteurs. En effet, celles-ci sont proportionnelles à la résistance du bobinage. Ainsi une erreur de 10% sur l'estimation des résistances entraînera à peu près 10% d'erreur sur la simulation thermique.

2.1 Résistance à basse fréquence

Formulation

Les conducteurs ayant une section constante, il est possible d'écrire la résistance d'une bobine par l'équation 6.1.

$$r = \rho \frac{L}{S} \quad (6.1)$$

avec : L la longueur de la bobine et S la section du conducteur.

Longueur de spire L

Les transformateurs et inductances utilisés dans le ferroviaire possèdent des canaux de ventilation, et parfois un circuit magnétique supplémentaire. La forme des bobines s'écarte souvent des formes classiques, telles qu'un cylindre par exemple. Les formules classiques donnant la longueur de spire moyenne globale [McL04, Pic65] sont donc peu précises, et des erreurs de l'ordre de 10% sur la résistance du bobinage sont fréquentes. De plus, l'utilisation de la spire moyenne globale d'un bobinage ne permet pas de prendre en compte le fait qu'une spire extérieure est source de pertes plus importantes que la spire intérieure, car étant plus longue.

Un modèle basé sur les courbes de Bézier a été développé [Far02]. Celui-ci permet de fournir la longueur de conducteur pour chaque couche. Il prend en compte la modélisation des canaux de ventilation et la possibilité de rajouter un second circuit magnétique pour modéliser des transformateurs à self intégrée comme l'illustre la figure (6.5).

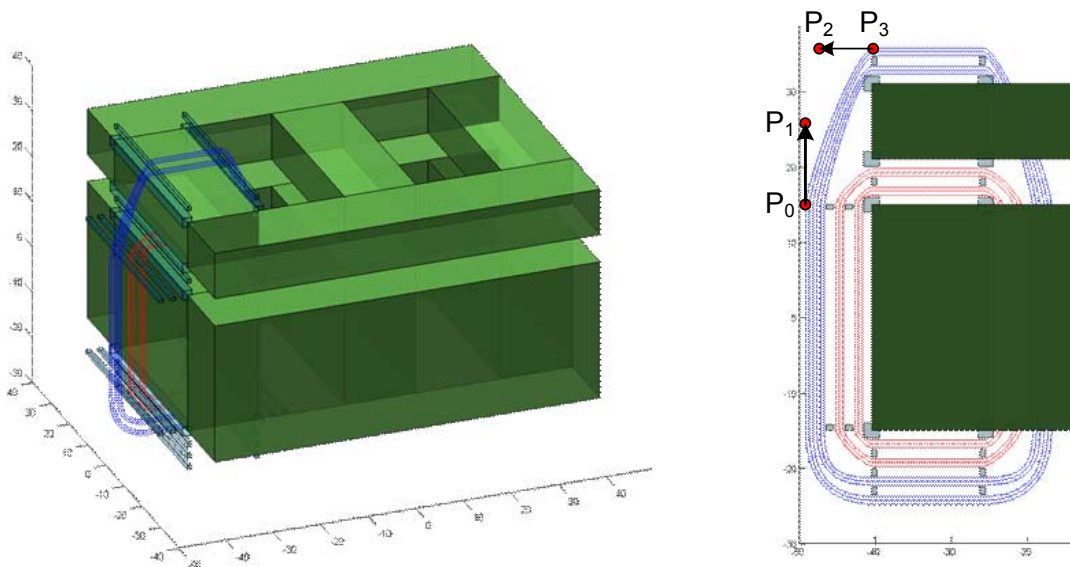


FIGURE 6.5: Modélisation d'un bobinage de transformateur à self intégrée

Les courbes de Bézier permettent de décrire une courbe par 4 points. Ce type de courbes est énormément utilisé dans de nombreux domaines tels que l'infographie, la CAO, les polices de caractères ... Celles-ci peuvent se modéliser de manière géométrique et récursive comme le montre l'exemple de la figure (6.6). Il est également possible de décrire ces courbes par une équation paramétrique comme sur l'équation 6.2

$$\begin{cases} P_i &= \begin{cases} x_i \\ y_i \end{cases} \\ B(t) &= P_0(1-t)^3 + 3P_1t(1-t)^2 + 3P_2t^2(1-t) + 3P_3t^3 \\ t &\in [0;1] \end{cases} \quad (6.2)$$

Ainsi les points d'encrage, P_0 et P_3 , sont placés au niveau des cales. Le couple P_1 et P_2 est placé de façon à ce que les vecteurs $\overrightarrow{P_0P_1}$ et $\overrightarrow{P_3P_2}$ soient respectivement verticaux et horizontaux. Ces vecteurs sont représentés sur la figure (6.5) dans le cas de la dernière couche et plus précisément pour la zone du quart supérieur gauche.

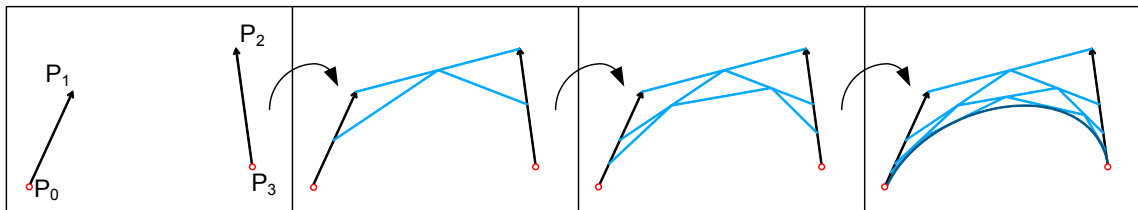


FIGURE 6.6: Création d'une courbe de Bézier par une méthode récursive

résistivité électrique ρ

La résistivité électrique est une caractéristique du matériau. Dans les composants magnétiques, l'emploi du cuivre et de l'aluminium est généralisé. L'aluminium est de plus en plus utilisé pour des raisons économiques, car le cuivre devient de plus en plus rare et cher, comparé à l'aluminium. Toutefois les différents alliages d'aluminium ne possèdent pas les mêmes conductivités électriques. L'aluminium grade 1, tel que l'aluminium 1370 est généralement utilisé comme conducteur, car sa teneur en aluminium dépasse les 99%.

Influence de la température

La conductivité des matériaux évolue avec la température. Un accroissement de la température dégrade généralement la conductivité thermique. Les conducteurs voient leur résistivité augmenter tandis que les isolants deviennent de meilleurs conducteurs. Dans une plage de température restreinte de [0 200°C] il est possible de linéariser ce

phénomène. Pour un échauffement de ΔT du conducteur par rapport à une température de référence de 20°C , la résistance se détermine avec l'équation 6.3.

$$R = R_{20}(1 + \alpha\Delta T) \quad (6.3)$$

Avec :

α : un coefficient dépendant du matériau.

Validation par mesure expérimentale

Le bobinage de la self DC a été modélisé. Cette modélisation peut être observée sur la figure (6.7). Le bobinage de ce composant est simple. On notera la présence d'un canal de ventilation après la troisième couche. A l'aide d'une mesure de résistance à quatre fils, la résistance du composant a été mesurée à $34.7\text{m}\Omega$.

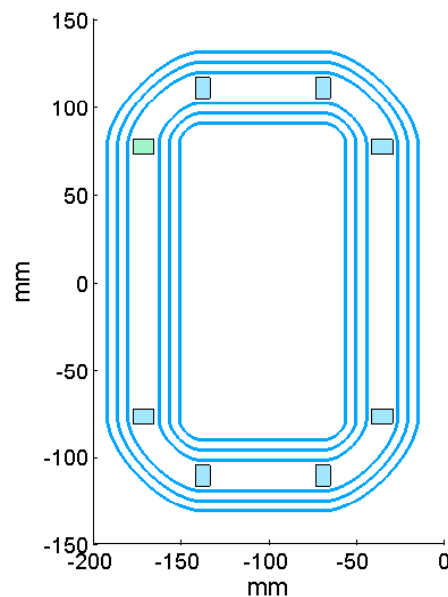


FIGURE 6.7: Modélisation du bobinage de la self DC

Le tableau 6.1 donne l'évaluation de la résistance de chaque couche. Pour obtenir la résistance totale, il suffit de sommer les couches. Comme les deux bobines du composant sont en série, il faut multiplier la résistance par deux. Ainsi on retrouve la valeur de $34.7\text{m}\Omega$. La précision est donc excellente dans ce cas présent, mais cette self possède un bobinage simple. Ce modèle a été confronté à des composants plus compliqués. La précision reste bonne avec une erreur inférieure à $1\text{m}\Omega$. Toutefois, dans les cas où le bobinage est peu résistif ($< 8\text{m}\Omega$), l'erreur peut devenir importante et supérieure à 10%. Pour augmenter la précision dans le cas de faibles résistances, il faut

Numéro de la couche	1	2	3	4	5	6
Résistance de la couche ($m\Omega$)	2.3	2.5	2.6	3.1	3.3	3.5
Erreur par rapport à la résistance moyenne (%)	-24.5	-16.3	-9.1	7.7	12.1	16.4

Table 6.1: Résistance de chaque couche de la self DC

prendre également en compte les résistances de connexions qui intègrent les fils de connexions entre les différents bobinages, mais également la résistivité des soudures.

Le tableau 6.1 met en avant également la différence entre la résistance réelle de la couche et la résistance moyenne des couches. Cet élément est important, car il montre que la couche intérieure étant moins résistive, produira moins de pertes que la couche extérieure. C'est pourquoi le modèle thermique prendra en compte les couches de manière indépendante et les pertes seront calculées pour chaque couche de bobinage.

2.2 Influence de la fréquence

L'influence de la fréquence a été montrée dans la partie 2.2.3 page 85. Le modèle présenté est celui qui a été employé et permet de prendre en compte les effets pelliculaires et de proximités.

3 Inductance de fuite l_f

L'estimation correcte de la self de fuite ou de la self dans l'air dans le cas d'une inductance est primordiale. Dans le cas d'un transformateur, la self de fuite modifie le coefficient de couplage. Ce coefficient est important car certaines applications demandent un couplage primaire et secondaire très fort et donc une fuite minimale. C'est souvent le cas pour les convertisseurs DC/DC moyenne et haute fréquences. Dans certains cas, une valeur de fuite importante peut être utile afin de réaliser un filtrage entre le primaire et le secondaire comme avec les transformateurs à self intégrée. Ces derniers, par l'adjonction d'un circuit magnétique entre primaire et secondaire, ont une self de fuite très forte.

3.1 Détermination pour un transformateur

Un modèle analytique est utilisé afin de déterminer les selfs de fuite. De nombreuses hypothèses sont émises :

1. La réluctance est négligeable en dehors des bobines. Cette hypothèse est prise, car la section du flux s'élargit rapidement en sortie des bobines et que la perméabilité du fer est grande.

2. Les lignes de champ dans les bobines sont parallèles avec l'axe du noyau magnétique et ceci sur toute la hauteur des bobines.
3. Dans le primaire, les ampères-tours s'accumulent de l'extérieur vers l'intérieur de 0 à $n_1 i_1$ (Fig. 6.9).
4. Dans le secondaire, les ampères-tours $n_2 i_2$ s'accumulent et s'opposent aux ampères-tours primaires. Ainsi les ampères-tours décroissent de $n_1 i_1$ à 0 de l'extérieur vers l'intérieur (Fig. 6.9).
5. Les ampères-tours restent constants dans les canaux de ventilation (entre primaire et secondaire sur la figure (6.9).

De par ces hypothèses, le modèle devient unidimensionnel. La figure (6.8) reprend l'exemple de la partie 4.1 et valide les hypothèses posées. Le champ calculé correspond bien à la figure (6.9). En effet, le champ magnétique est faible en dehors des bobines, l'accumulation des ampères-tours est linéaire dans les conducteurs et le champ reste constant dans les canaux de ventilation.

On note φf_1 le flux de fuite du primaire traversé par toutes les spires du primaire et aucune spire du secondaire. De même on note φf_2 le flux de fuite secondaire traversé par toutes les spires secondaires et aucune primaire. L'inductance totale rapportée au secondaire notée L_2 peut s'écrire :

$$L_2 = l_{f1} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 l_{f2} \quad (6.4)$$

$$L_2 = \frac{n_2}{i_2} \varphi f_2 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \frac{n_1}{i_1} \varphi f_1 \quad (6.5)$$

$$L_2 = \frac{n_2}{i_2} (\varphi f_1 + \varphi f_1) \quad (6.6)$$

L'équation 6.6 s'obtient en considérant $n_1 i_1 = n_2 i_2$.

Calcul du flux dans le primaire

Le champ magnétique, évoluant linéairement le long de l'axe x, peut se formuler :

$$H(x) = \frac{n_1 i_1}{h} \cdot \frac{x}{e_1} \quad (6.7)$$

L'induction s'écrit alors :

$$B(x) = \mu_0 \frac{n_1 i_1}{h} \cdot \frac{x}{e_1} \quad (6.8)$$

Le flux magnétique dans un volume de conducteur d'épaisseur dx se détermine par l'équation 6.9.

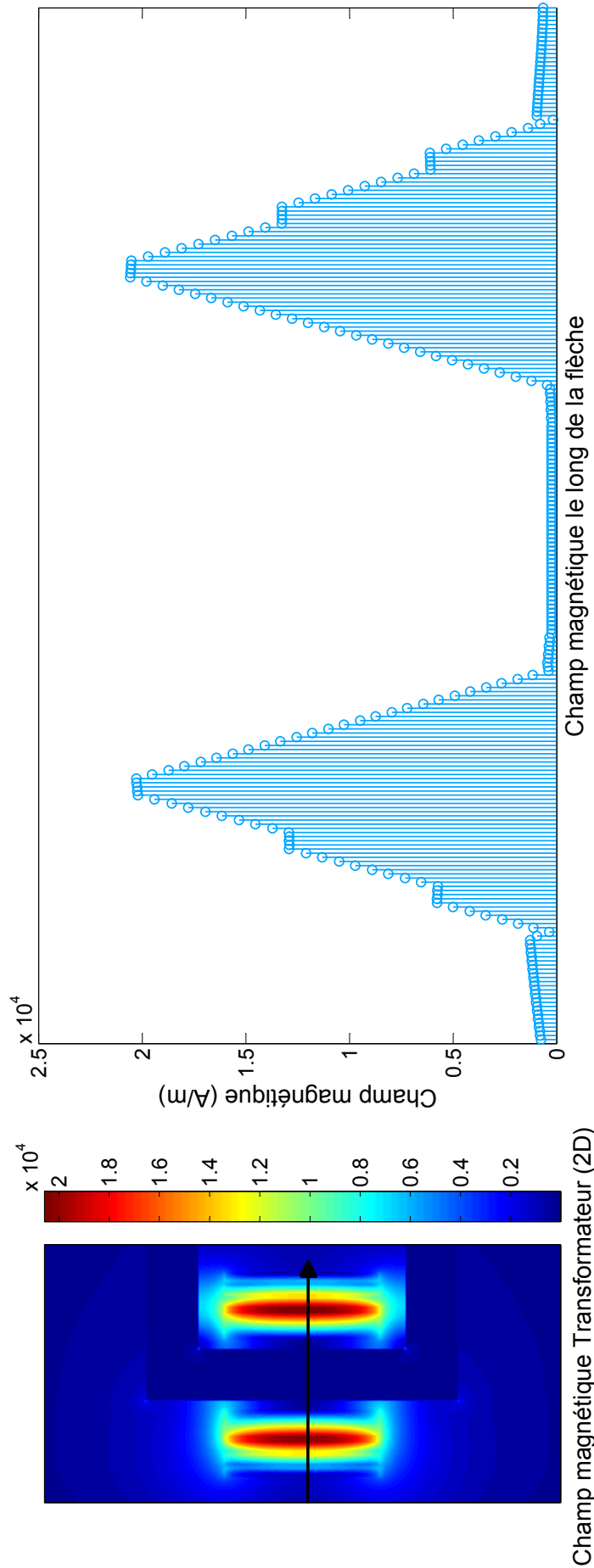


FIGURE 6.8: Evaluation du champ magnétique par différences finies le long d'une droite perpendiculaire à l'axe des bobines

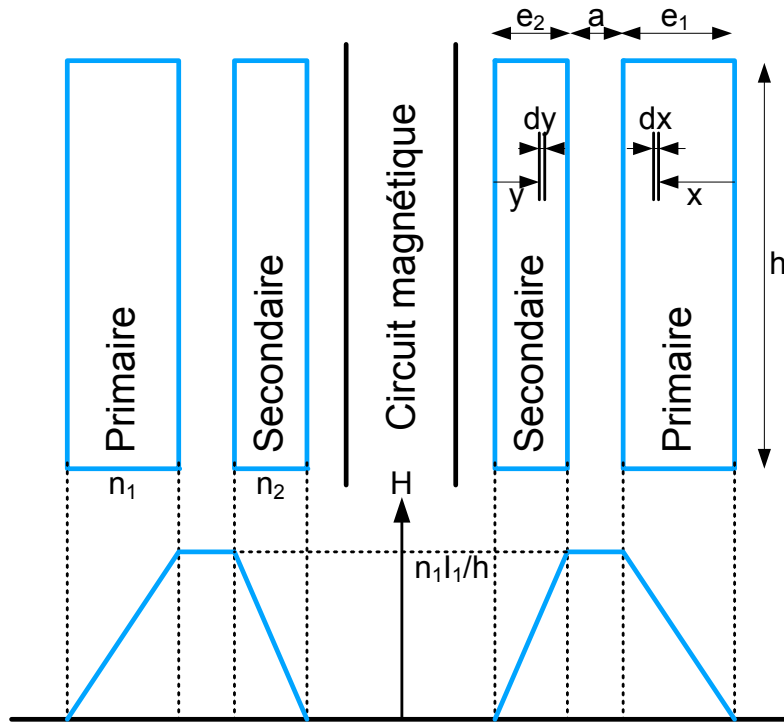


FIGURE 6.9: champ magnétique simplifié dans un transformateur

$$d\varphi_p(x) = \text{long}_{\text{spire}}(x).dx.\mu_0.\frac{n_1 i_1}{h}.\frac{x}{e_1} \quad (6.9)$$

La fonction $\text{long}_{\text{spire}}(x)$ représente la longueur des spires en fonction de la position. Cette fonction s'obtient précisément en utilisant les courbes de Bézier comme vue précédemment. Cette méthode permet d'améliorer fortement la précision comparée à la formule classique de self de fuite qui utilise l'équation 6.10, avec R_1 le rayon extérieur moyen du primaire. Les courbes de Bézier permettent ainsi de mieux estimer la surface dans le cas où les bobinages ne sont pas cylindriques.

$$\text{long}_{\text{spire}}(x) = 2\pi(R_1 - x) \quad (6.10)$$

Le flux total est obtenu en intégrant l'équation 6.9 le long de l'axe x. Il faut cependant pondérer l'équation d'un facteur $\frac{x}{e_1}$. En effet, le flux $d\varphi_p(x)$ n'est perçu par aucune spires secondaires, mais est seulement perçu par $\frac{x}{e_1}$ spires primaires. Ainsi le flux total capté par le primaire s'écrit :

$$\varphi_p = \mu_0 \frac{n_1 i_1}{h} \int_0^{e_1} \left(\frac{x}{e_1}\right)^2 \text{long}_{\text{spire}}(x).dx \quad (6.11)$$

Calcul du flux dans les canaux

Le flux présent entre le primaire et le secondaire n'est vu que par le primaire. Il est perçu par toutes les spires du primaire. Si le canal est placé à l'intérieur du primaire, le flux ne sera capté que par une fraction de spires du primaire. dans le cas de la figure (6.9), le flux entre primaire et secondaire φ_{canaux} s'écrit :

$$\varphi_{canaux} = \mu_0 \frac{n_1 i_1 a}{h} \text{long}_{canaux} \quad (6.12)$$

Avec long_{canaux} La longueur du canal de refroidissement.

Calcul du flux dans le secondaire

La même méthode est utilisée que pour le primaire. Ainsi le flux de fuite secondaire φ_s se formule de la façon suivante (Eq 6.13) :

$$\varphi_s = \mu_0 \frac{n_1 i_1}{h} \int_0^{e_2} \left(\frac{y}{e_2}\right)^2 \text{long}_{spire}(y).dy \quad (6.13)$$

Inductance de fuite totale

En reprenant l'équation 6.6, l'inductance de fuite totale vue du secondaire s'écrit :

$$L_2 = \frac{n_2}{i_2} (\varphi_s + \varphi_p + \varphi_{canaux}) \quad (6.14)$$

$$L_2 = \mu_0 \frac{n_2^2}{h} \left(\int_0^{e_1} \left(\frac{x}{e_1}\right)^2 \text{long}_{spire}(x).dx + \int_0^{e_2} \left(\frac{y}{e_2}\right)^2 \text{long}_{spire}(y).dy + a.\text{long}_{canaux} \right) \quad (6.15)$$

En considérant que les bobines sont cylindriques et que les épaisseurs de celles-ci sont faibles devant R_1 et R_2 , l'équation 6.15 se simplifie fortement :

$$L_2 = 2\pi\mu_0 \frac{n_2^2}{h} r \left(a + \frac{e_1 + e_2}{3} \right) \quad (6.16)$$

Avec r le rayon passant au milieu du canal de ventilation.

Cette formule, bien que souvent employée, est fortement imprécise dans les cas où le bobinage s'éloigne d'une forme cylindrique.

3.1.1 influence de la fréquence

Avec l'augmentation de la fréquence, le champ magnétique ne s'accumule plus linéairement dans les couches de conducteur. L'équation 6.7 n'est plus valable et il faut reprendre le calcul de champ en magnétodynamique en résolvant l'équation l'Helmholtz (Eq. 5.25)

Dans le cas extrême où l'on prend une fréquence infiniment grande, le champ magnétique dans les conducteurs est nul. Le flux de fuite n'est alors seulement présent que dans les canaux.

La démarche reste donc identique pour calculer la self de fuite mais il faut écrire :

$$d\varphi_p(x) = \text{long}_{\text{spire}}(x).dx.\mu_0.H(x).\frac{x}{e_1} \quad (6.17)$$

$$d\varphi_s(x) = \text{long}_{\text{spire}}(y).dy.\mu_0.H(y).\frac{y}{e_1} \quad (6.18)$$

Le champ est déterminé par l'équation d'Helmholtz dont la solution est donnée par :

$$H(x) = H_1 e^{\gamma x} + H_2 e^{-\gamma x} \quad (6.19)$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu_w\sigma_w} \quad (6.20)$$

Avec H_1 et H_2 déterminés par les conditions limites aux bords des conducteurs.

3.2 Détermination pour une self

La démarche est identique. La différence vient du fait que les ampères-tours ne sont pas désaccumulés. L'inductance de fuite revient à déterminer seulement φ_p et φ_e .

4 Inductance magnétisante l_μ

L'inductance magnétisante l_μ représente l'inductance engendrée par le circuit magnétique. Celui-ci ayant une forte perméabilité, il engendre des inductances de fortes valeurs. Dans le cas d'une self, la valeur d'inductance est réglée par la mise en place d'entrefer dans le circuit magnétique. Généralement pour un transformateur, on cherche à obtenir une valeur de self magnétisante la plus élevée possible afin de diminuer le courant magnétisant, et augmenter le couplage entre primaire et secondaire. Il est cependant parfois utile de placer un léger entrefer dans le circuit magnétique du transformateur. En effet si le transformateur est placé derrière un convertisseur, ce dernier peut fournir une petite composante continue. L'ajout d'un entrefer permet d'éviter que le transformateur se polarise magnétiquement près de sa saturation. L'évaluation de cette self est donc importante pour les transformateurs et les inductances. Les circuits magnétiques ayant une courbe de magnétisation non linéaire, il est primordial de considérer l'effet de la saturation sur la valeur de l_μ . L'aspect fréquentiel ne sera pas pris en compte sur cette inductance. Il faudrait pour cela modéliser la perméabilité du circuit en complexe.

4.1 Calcul de l_μ

L'estimation de l_μ se fait de manière analytique en utilisant le calcul des réluctances. Ainsi le circuit magnétique peut être décomposé en deux réluctances. La réluctance d'entrefer R_e et la réluctance de circuit magnétique R_{fer} . Ces deux réluctances sont en série. La réluctance équivalente R_{eq} vaut donc la somme des deux. En prenant une colonne de hauteur h , de section S et contenant un entrefer e , la réluctance équivalente s'écrit :

$$R_{eq} = \frac{h-e}{\mu_{fer}\mu_0 S} + \frac{e}{\mu_0 S} \quad (6.21)$$

$$R_{eq} = \frac{h+e(\mu_{fer}-1)}{\mu_{fer}\mu_0 S} \quad (6.22)$$

En considérant la hauteur totale h , il est possible d'écrire :

$$R_{eq} = \frac{h}{\mu_{eq}\mu_0 S} \quad (6.23)$$

$$\mu_{eq} = \frac{h\mu_{fer}}{h+e(\mu_{fer}-1)} \quad (6.24)$$

L'inductance l_μ vue du primaire s'écrit alors :

$$l_\mu = \frac{n_1^2}{R_{eq}} \quad (6.25)$$

Ce calcul fonctionne bien sous plusieurs hypothèses :

1. Les lignes de champ dans les bobines sont parallèles avec l'axe du noyau magnétique et ceci sur toute la hauteur des bobines.
2. Les entrefers sont suffisamment répartis et donc petits pour que la section magnétique S n'évolue pas trop dans les entrefers.

Ces hypothèses sont valables sauf dans le cas de très grands entrefers, car dans ce cas les lignes de champ peuvent dévier .

4.2 Prise en compte de la saturation

Problématique :

Afin de réduire la dimension des composants magnétiques, le point de fonctionnement nominal est choisi relativement haut en induction. Cependant, la perméabilité des matériaux magnétiques décroît rapidement avec l'induction. Ainsi, à faible courant le matériau magnétique possède une perméabilité importante qui se voit diminuer progressivement jusqu'à une perméabilité relative égale à 1. Complètement saturée, l'inductance se comporte comme une inductance dans l'air. Les deux extrêmes se

calculent facilement. Entre ces deux bornes, la modélisation de la chute d'inductance en fonction du courant impose un modèle de courbe B(H) précis.

On parle d'inductance AC L_{AC} , ou incrémentale quand on regarde la variation de flux magnétique par rapport à l'origine, et d'inductance différentielle L_{diff} quand on utilise la dérivée du flux par rapport au courant (Fig. 6.10). En raison de leur définition, il apparait que l'inductance incrémentale chute moins vite. On utilisera de préférence l'inductance différentielle dans le cas d'une inductance DC. En effet, le circuit magnétique étant polarisé, les harmoniques de courant voient l'inductance différentielle car, les courants évoluent autour du point de fonctionnement nominal.

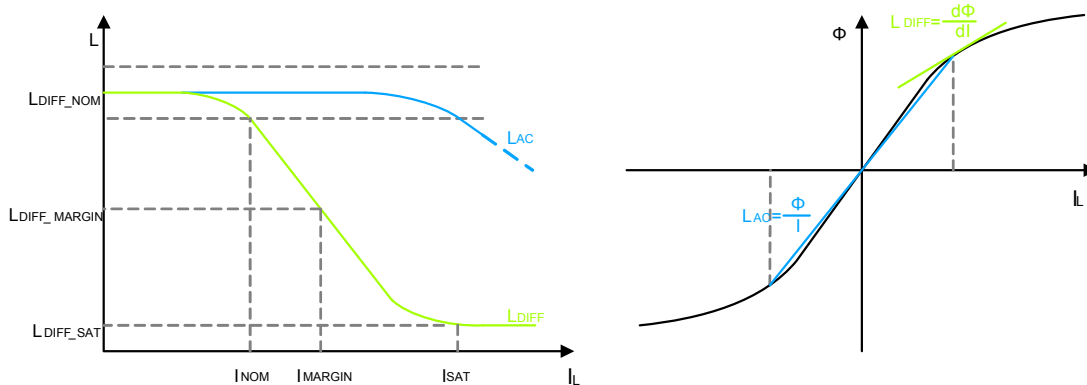


FIGURE 6.10: Inductance AC et différentielle en fonction du courant

Modélisation :

Pour prendre en compte les effets de la saturation, il suffit alors de reprendre l'équation 6.25 mais dans ce cas μ_{fer} devient une fonction qui dépend de H et donc du courant. Le modèle de Marrocco [Rem07] est très bien adapté dans ce cas. Celui-ci permet d'approcher une courbe B(H) par l'équation 6.26. Les quatre constantes peuvent d'être déterminées en utilisant un algorithme d'optimisation minimisant l'erreur quadratique entre le modèle et la courbe théorique.

$$H = \frac{B}{\mu_0} \cdot \frac{C_1 C_2 + C_3 B^2 C_4}{C_2 + B^2 C_4} \quad (6.26)$$

Par exemple, pour de la tôle M235-35 il est possible de recaler un modèle B(H) comme le montre la figure (6.11).

Ainsi pour la self DC présentée en figure (6.1), on obtient les courbes de la figure (6.12). A très fort courant, le circuit est totalement saturé. La valeur de self tend dans les deux cas vers la valeur de self dans l'air, soit la valeur de self l_f plus la valeur l_μ avec un $\mu_{fer} = 1$.

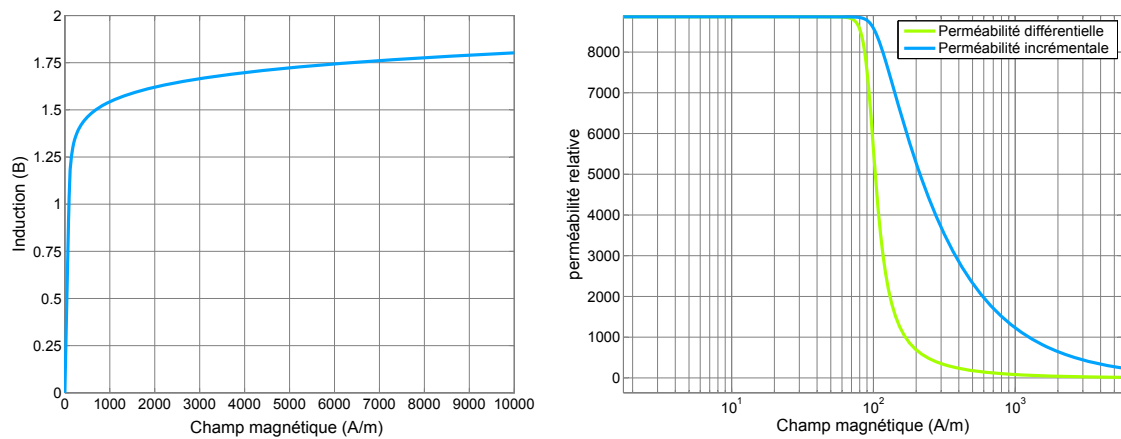


FIGURE 6.11: Modélisation de la courbe $B(H)$ ainsi que de la perméabilité différentielle et incrémentale

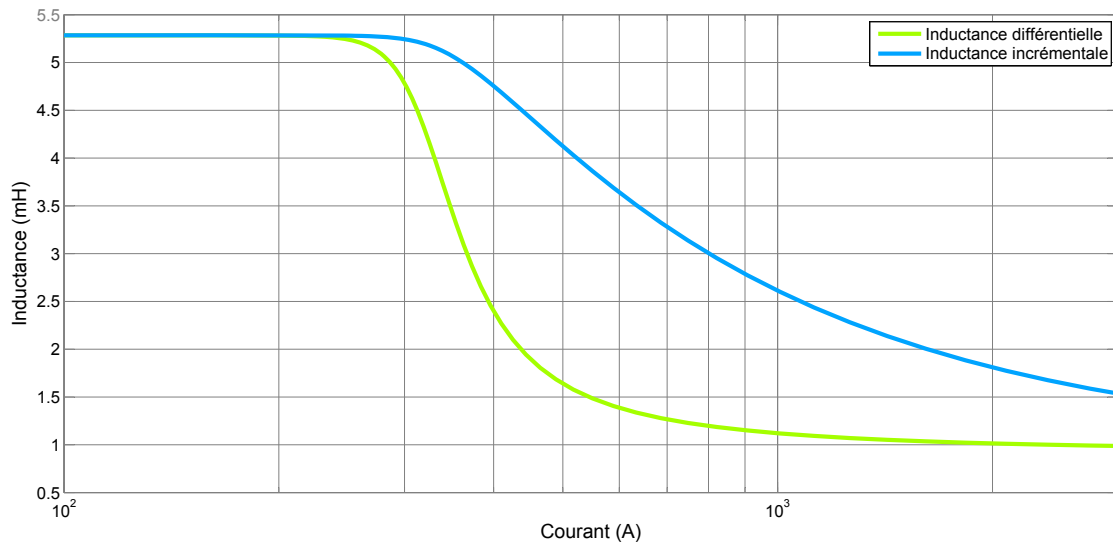


FIGURE 6.12: Modélisation de l'inductance différentielle et incrémentale pour la self DC

4.3 Validation

Une mesure de valeur de self a été effectuée sur la self DC. Une composante continue que l'on fait évoluer est appliquée, tandis qu'une composante alternative de 300Hz est superposée. En mesurant la variation de tension et de courant, la valeur d'inductance différentielle est obtenue. La figure (6.13) permet de comparer le modèle et la mesure sur cette self. Il est à noter que la self de fuite a été ajoutée à la self magnétisante afin de comparer la même chose.

Le modèle et la mesure sont proches. Les extrêmes sont bons, validant ainsi la self de fuite et la valeur de self magnétisante à faible courant. On observe une divergence au niveau du coude. Pour améliorer la précision, il faut améliorer la modélisation de la

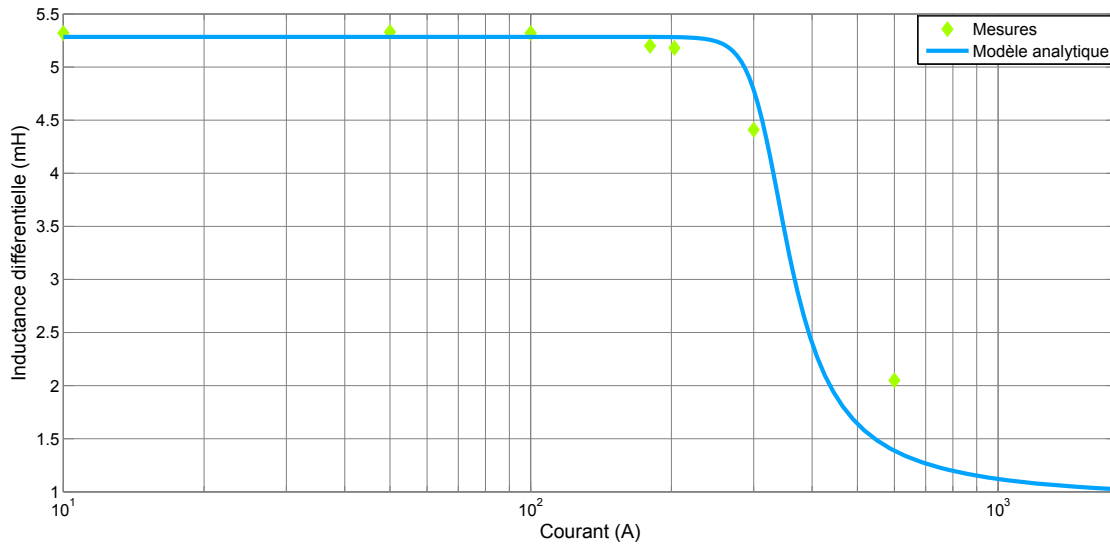


FIGURE 6.13: Comparaison de la self différentielle entre le modèle et la mesure

courbe B(H).

5 Résistance pertes fer r_μ

La résistance r_μ permet de prendre en compte les pertes fer dans le composant magnétique. Afin d'estimer cette résistance, il faut repartir du modèle de pertes fer. En prenant par exemple le modèle de Steinmetz, les pertes fer se formulent comme sur l'équation 6.27 :

$$P_{fer} = V_C \cdot K \cdot freq^\alpha \cdot B^\beta \quad (6.27)$$

Or en utilisant les équations électriques, et en considérant la tension et le courant sinusoïdaux, on peut montrer que :

$$B = \frac{U_1}{2\pi \cdot n_1 \cdot S \cdot freq} \quad (6.28)$$

Avec U_1 la tension crête.

La combinaison de l'équation 6.27 et 6.28 permet d'écrire :

$$P_{fer} = V_C \cdot K \cdot freq^{(\alpha-\beta)} \times \left(\frac{U_1}{2\pi \cdot n_1 \cdot S} \right)^\beta \quad (6.29)$$

En prenant l'hypothèse de la figure (6.4), les pertes vues par la résistance r_μ valent :

$$P_{fer} = \frac{U_1^2}{2r_\mu} \quad (6.30)$$

Ainsi la valeur de la résistance peut être déduite par l'équation 6.31 :

$$r_{\mu} = \frac{(2\pi \cdot n_1 \cdot S)^{\beta}}{2K \cdot V_C} \cdot freq^{(\beta-\alpha)} \times U_1^{(2-\beta)} \quad (6.31)$$

La valeur de cette résistance dépend donc à la fois de la fréquence, mais également de la tension d'alimentation. Cependant, le coefficient $(2 - \beta)$ étant proche de zéro pour les matériaux magnétiques, l'influence de la tension est faible.

6 Validation fréquentielle du modèle

La self présentée sur la figure (6.1) a été passée sur un pont d'impédance. Ce dernier est configuré pour fournir la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance Z de la self. Connaissant le circuit électrique équivalent, il est aisé de calculer l'impédance équivalente. Le schéma électrique de la self est indiqué sur la figure (6.14). La résistance r_{μ} est placée en amont du circuit par simplification.

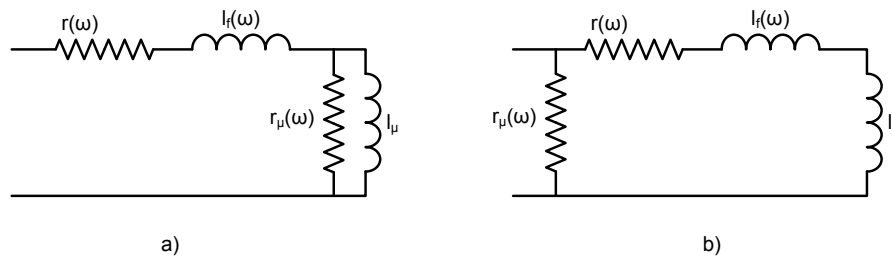
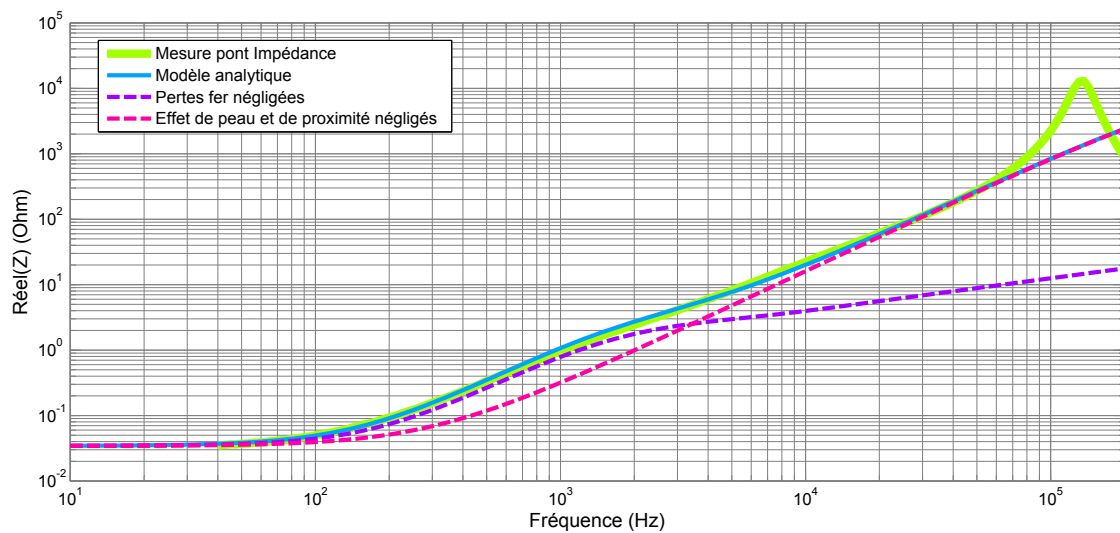


FIGURE 6.14: Circuit électrique équivalent pour la self DC

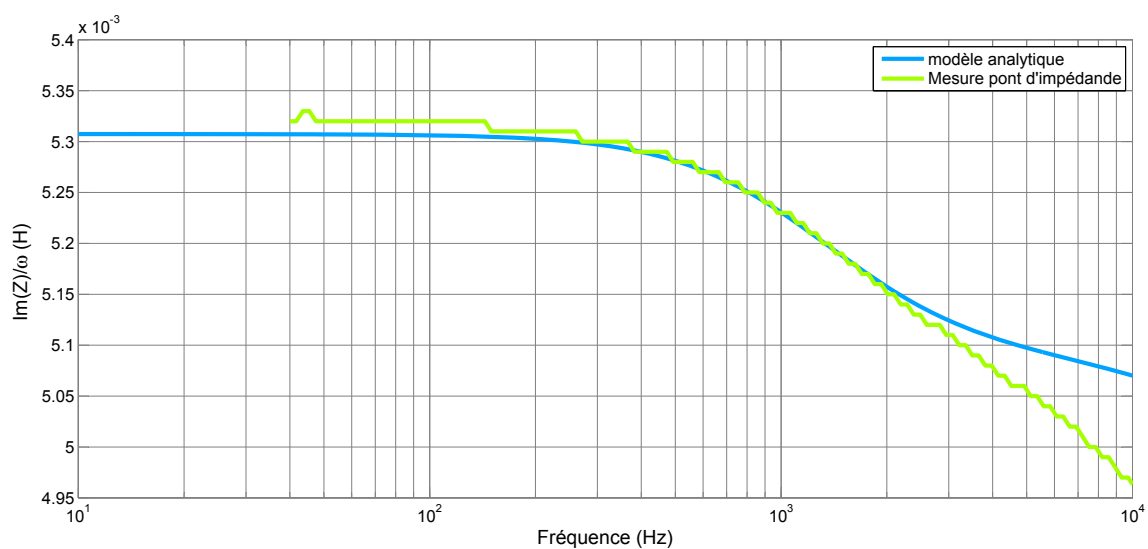
Les résultats sont représentés sur la figure (6.15). La partie imaginaire est divisée par ω afin d'obtenir une mesure en Henri. Ainsi les courbes permettent de déduire le modèle constitué d'une résistance et d'une inductance en série.

Les mesures font apparaître une résonance vers 150kHz. L'absence de condensateur dans le schéma électrique limite donc la validité du modèle jusqu'à 100kHz pour cet exemple. Dans la plage [10Hz 100kHz] le modèle est fidèle à la mesure. On constate tout d'abord que la résistance DC du bobinage est bien estimée. Par la suite le modèle donne la bonne évolution de la résistance équivalente.

Il est intéressant de tracer les résultats du modèle en négligeant dans un premier temps les pertes fer ($R_{\mu} \rightarrow \infty$) et dans un second temps de négliger les effets de peau et de proximité ($r \rightarrow R_{dc}$). Ainsi la figure (6.15) permet d'observer que les effets de peau et de proximité sont dominants dans la plage [200Hz 2kHz] et que les pertes fer deviennent supérieures dépassé les 2kHz. La somme des deux courbes donnant les résultats du modèle complet.



(a)



(b)

FIGURE 6.15: Comparaison du modèle et des mesures pour la partie résistive (a) et inductive (b) de l'impédance de la self DC

La partie inductive présentée sur la figure (6.15) montre les limitations du modèle. En effet, l'erreur entre la mesure et le modèle reste négligeable jusqu'à 3kHz, au-delà l'écart devient important. Le modèle tend à haute fréquence vers une self dont la fuite est réduite par les effets de peau et de proximité. Or, il apparaît que la self équivalente continue de baisser. Une des grosses limitations du modèle provient du fait que l'inductance magnétisante est indépendante de la fréquence. Le modèle prend bien en compte l'augmentation du cycle d'hystérésis qui augmente les pertes fer, mais pas le fait que la courbe B(H) se "couche" avec l'augmentation de la fréquence. Un modèle décrivant la perméabilité du fer en complexe permettrait d'améliorer le modèle dans la bande [3kHz 100kHz]. Au-delà des 100kHz, une résonance apparaît également nécessitant de modéliser les capacités parasites.

Toutefois, la bonne correspondance de la partie résistive permet de valider les modèles de pertes utilisés que ce soit pour les pertes fer ou les pertes Joules. Cette précision est importante, car ces pertes sont en entrée du modèle thermique. Il est donc nécessaire de minimiser les erreurs commises en entrée afin de limiter les erreurs du modèle thermique.

MODÈLE THERMIQUE

1	Réseau nodal	136
1.1	Modélisation d'une couche de conducteurs	136
1.2	Connexion entre couches de conducteurs	138
1.3	Modélisation du circuit magnétique	140
1.4	Conditions limites	141
1.5	Résolution	141
2	Difficultés de validation du modèle thermique	142
3	Validation thermique d'une self monophasée DC	143
3.1	Spécification	143
3.2	Calcul de l'aéraulique	145
3.3	Calcul thermique	146
3.3.1	Courant nominal de $230A_{eff}$	147
3.3.2	Courant nominal de $308A_{eff}$	149
3.4	Constatations et conclusions	150
4	Validation thermique d'un transformateur à self intégrée	150
4.1	Spécification	150
4.2	Calcul aéraulique	153
4.3	Calcul thermique	154
4.3.1	Essai sur convertisseur à charge nominale	157
4.3.2	Essais en court circuit et à vide	158
4.4	conclusion	158

Le modèle thermique est basé sur un modèle nodal [Pie94]. Le but est de décrire par un réseau de résistances thermiques les comportements thermiques qui se déroulent dans les composants magnétiques. Les entrées de ce modèle sont les pertes fer, la répartition des pertes joules ainsi que les vitesses d'air dans les différents canaux de ventilation.

1 Réseau nodal

La composition du réseau nodal dépend de la topologie du composant. Le modèle doit donc être capable d'adapter le réseau en fonction de la géométrie de la self ou du transformateur. En effet, le modèle doit pouvoir être en mesure de s'adapter à tous types de composants, quel que soit le nombre de couches, de canaux, etc. Un algorithme a donc été mis en place afin que celui-ci, en fonction de la géométrie et des caractéristiques du composant, génère le réseau thermique.

Le réseau est défini pour pouvoir fournir les températures selon deux plans perpendiculaires par colonne. Ainsi, le modèle doit pouvoir calculer une cartographie thermique selon trois plans comme l'illustre la figure (7.1) pour un composant à deux colonnes.

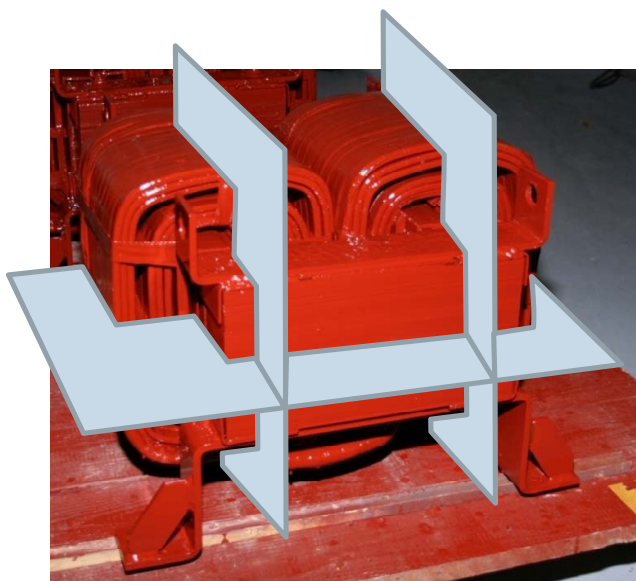


FIGURE 7.1: plans thermique d'étude

1.1 Modélisation d'une couche de conducteurs

Au sein d'une couche de conducteur, le flux thermique possède deux chemins possibles. Grâce à la bonne conductivité du cuivre ou de l'aluminium, le flux thermique peut se mouvoir le long du conducteur. Les composants étudiés étant bobinés de ma-

nière hélicoïdale, on se retrouve avec un premier réseau thermique en forme d'hélice : résistance orange R_w sur la figure (7.2). L'étude se limite à diviser une spire en quatre résistances. Cette division permet de respecter la contrainte sur les plans d'étude. Le flux thermique peut également passer d'une spire à une autre. En effet les spires sont en contact entre elles, c'est pourquoi les résistances mauves R_n sont ajoutées au circuit (Fig. 7.2). Bien que les résistances R_n possèdent une grande section de contact et une faible épaisseur, la présence d'isolants possédant une mauvaise conductivité fait que ces résistances peuvent selon les cas d'études être plus faibles ou plus élevées que les résistances R_w .

Afin de classer les différents éléments (résistances R , températures T , flux φ , sources de pertes P), un système polaire (m, n, p) est utilisé. Ainsi, le vecteur m décrit le numéro de la couche, n la spire, et p , sa position angulaire dans une spire. Ces trois axes prennent des valeurs discrètes. L'axe p peut ainsi prendre les valeurs discrètes suivantes : $[0; \frac{\pi}{2}; \pi; \frac{3\pi}{2}]$. De par cette méthode, chaque élément est classé et peut être stocké dans une matrice.

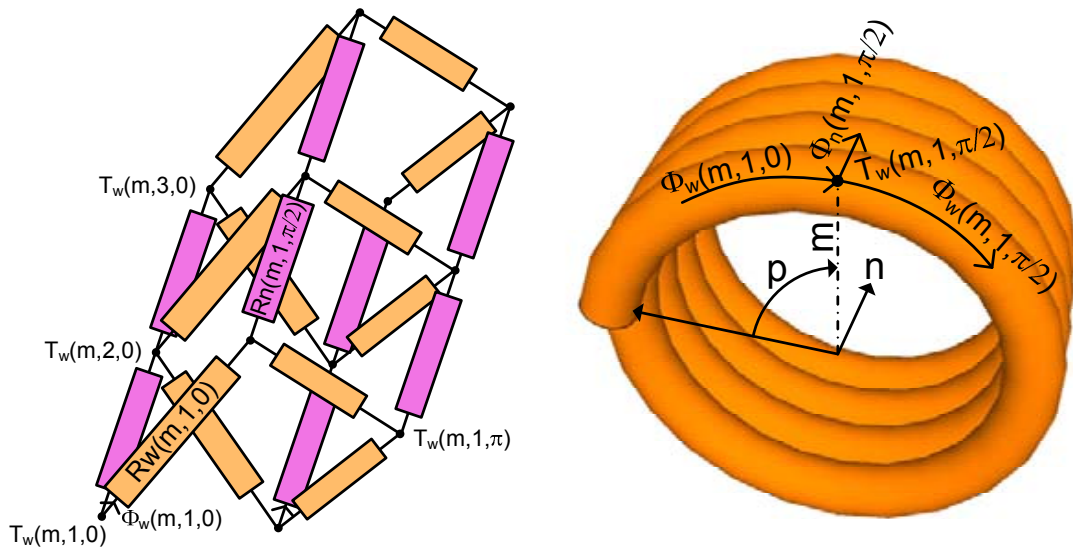


FIGURE 7.2: Modélisation d'une couche de conducteur sans les sources de pertes

Afin de simplifier les équations mathématiques, la convention suivante est prise (Eq. 7.1)

$$\begin{aligned}
 \Delta_m T_i(m, n, p) &= T_i(m+1, n, p) - T_i(m, n, p) \\
 \Delta_n T_i(m, n, p) &= T_i(m, n+1, p) - T_i(m, n, p) \\
 \Delta_p T_i(m, n, p) &= T_i(m, n, p+1) - T_i(m, n, p)
 \end{aligned}
 \tag{7.1}$$

Les équations 7.2 et 7.3 sont obtenues d'après le schéma figure (7.2)

$$\Delta_n T_w(m, n, p) = R_n(m, n, p) \times \phi_n(m, n, p) \quad (7.2)$$

$$\Delta_p T_w(m, n, p) = R_w(m, n, p) \times \phi_w(m, n, p) \quad (7.3)$$

1.2 Connexion entre couches de conducteurs

Les couches de conducteurs ne sont pas adiabatiques. Les flux thermiques peuvent entrer ou sortir d'une autre couche ou d'un canal de ventilation. C'est pourquoi chaque noeud peut recevoir un flux thermique de la couche suivante et de la couche précédente. La figure (7.3) illustre la connexion de deux couches successives. Des résistances R_m sont ajoutées afin de prendre en compte les isolants entre couches.

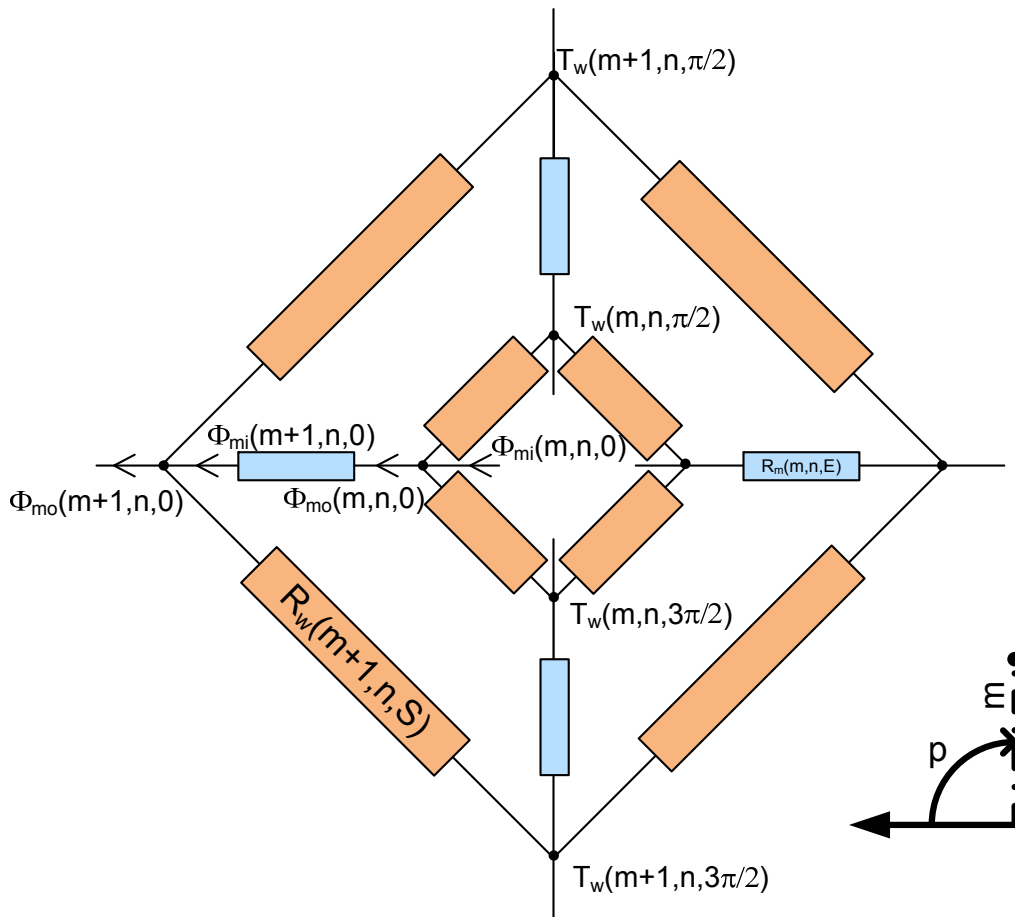


FIGURE 7.3: Modélisation de deux couches successives de conducteur sans les sources de pertes

Pour deux couches consécutives, les équations 7.4 sont déduites. Le schéma fait apparaître une redondance dans la notation des flux. Ainsi il faut rajouter l'équation

7.5. Cette redondance facilite la création du réseau.

$$\Delta_m T_w(m, n, p) = -R_m(m, n, p) \times \phi_{mo}(m, n, p) \quad (7.4)$$

$$\phi_{mo}(m, n, p) = \phi_{mi}(m+1, n, p) \quad (7.5)$$

Si la couche de conducteurs est connectée à un canal de ventilation, le modèle diffère. Pour cela, on se base sur les schémas présentés dans la partie 3.4. Le circuit électrique devient alors comme sur la figure (7.4) et les équations 7.6 sont obtenues, avec T_{air} , la température de l'air et d un indice représentant le numéro du canal de ventilation.

$$\Delta_n T_{air} = R_{air}(m, n, p) \times [\phi_{mo}(m, n, p) - \phi_{mi}(m+1, n, p)]$$

$$T_{air}(d, n, p) - T_w(m, n, p) = -R_m(m, n, p) \times \phi_{mo}(m, n, p) \quad (7.6)$$

$$T_{air}(d, n, p) - T_w(m+1, n, p) = -R_m(m+1, n, p) \times \phi_{mi}(m+1, n, p)$$

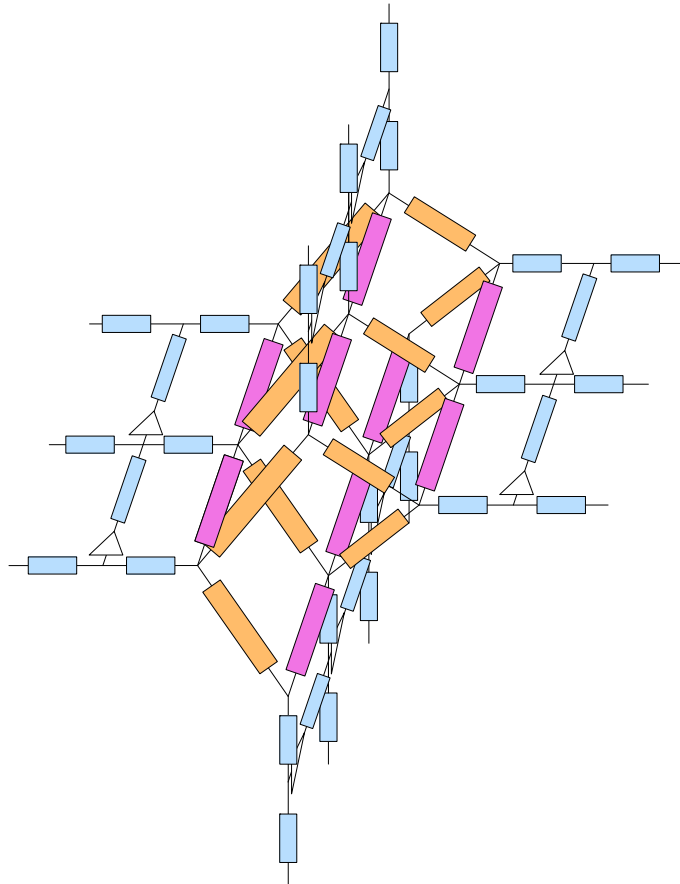


FIGURE 7.4: Modélisation d'une couche de conducteur en contact avec un canal de ventilation

1.3 Modélisation du circuit magnétique

Le circuit magnétique est modélisé en utilisant le réseau présenté sur la figure (7.5). Les pertes fer P_C sont injectées au centre du circuit P_c . En raison de cette topologie, il est possible d'affecter des conductivités thermiques différentes selon la direction. Cette faculté est intéressante dans le cas des circuits magnétiques laminés, car la présence d'isolants électriques entre les tôles magnétiques fait qu'une colonne est anisotrope. La différence de conductivité thermique peut être très importante. La tôle M235-35 a par exemple une conductivité thermique de $28W.m^{-1}.K^{-1}$ dans le plan de la tôle une conductivité de seulement $0.37W.m^{-1}.K^{-1}$ dans la direction normale au plan de la tôle.

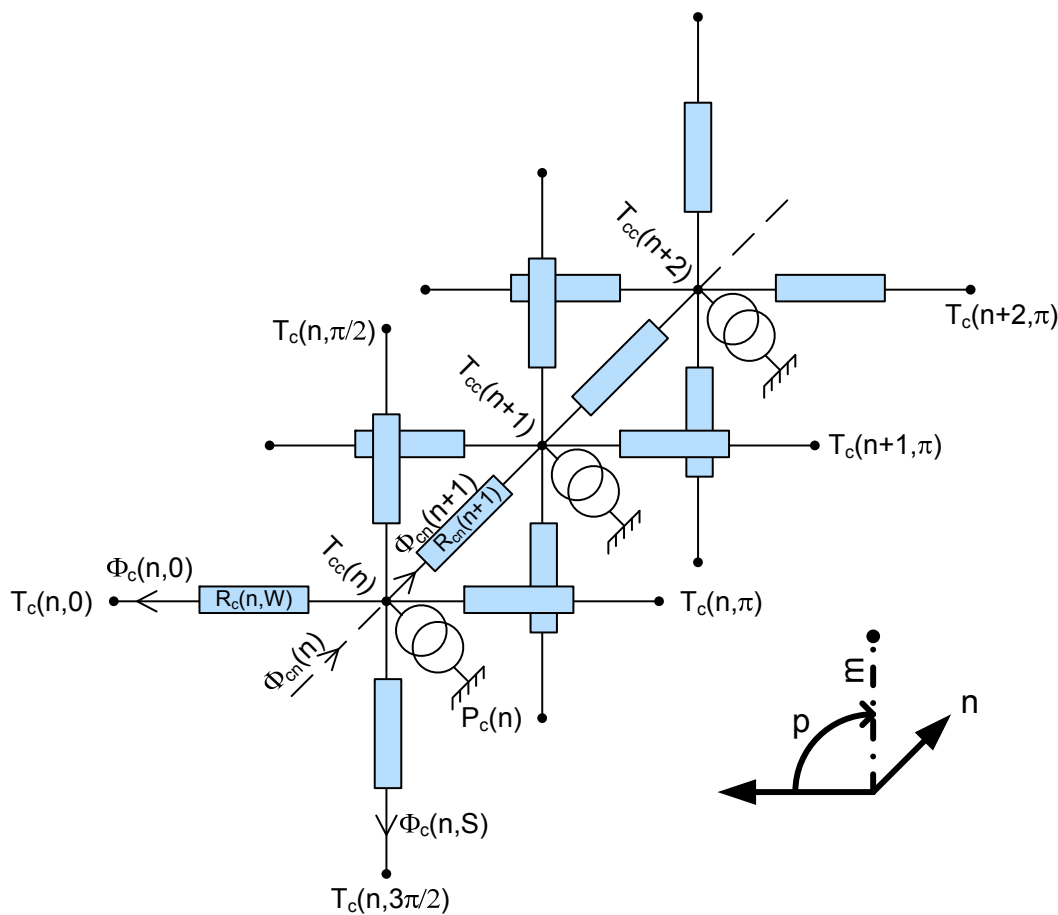


FIGURE 7.5: Réseau nodal pour une colonne de circuit magnétique

Les équations 7.7 et 7.8 sont tirées du circuit électrique équivalent (Fig. 7.5). Comme pour les couches de conducteur, ce circuit équivalent peut être connecté, soit directement à une couche de conducteur en utilisant les équations 7.4 et 7.5, soit connecté à un canal de ventilation en reprenant les équations 7.4.

$$T_{cc}(n+1) - T_{cc} = -R_{cn}(n) \times \phi_{cn}(n) \quad (7.7)$$

$$T_{cc}(n) - T_c(n, p) = R_c(n, p) \times \phi_c(n, p) \quad (7.8)$$

1.4 Conditions limites

Une fois le schéma équivalent obtenu, un certain nombre de conditions limites doivent être imposées. Ainsi, il est nécessaire de fixer la température d'entrée des canaux de ventilation. Cette valeur définit la température ambiante de fonctionnement. Les paragraphes précédents montrent la création du circuit électrique équivalent pour une colonne. Pour les composants possédant deux ou trois colonnes bobinées, il est nécessaire d'appliquer des conditions limites sur les flux thermiques. Dans le cas d'un composant à deux colonnes, une seule colonne est modélisée et l'on impose un flux thermique nul sur la dernière couche de conducteur entre les deux bobines afin de créer une condition de symétrie.

De plus, les différentes couches de conducteur sont interconnectées entre elles pour un même bobinage. Il existe ainsi un pont thermique dont la position est alternée entre le début et la fin de la couche comme le souligne la figure (7.6).

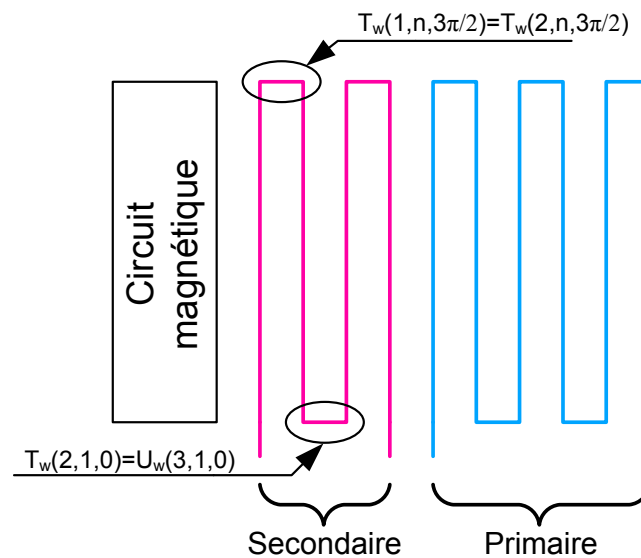


FIGURE 7.6: Connexion thermique entre couche au début et fin de couche

1.5 Résolution

Pour chaque noeud du circuit, il est nécessaire de rajouter la loi des noeuds (Eq. 7.9) ou P_i représente les sources de pertes et φ_i les flux thermiques entrants ou sortants d'un noeud.

$$\sum_i \phi_i + P_i = 0 \quad (7.9)$$

Le problème ainsi posé est mis sous forme matricielle où les inconnues sont les températures T_i et les flux thermiques ϕ_i . Un bouclage a été également mis en place afin d'intégrer le couplage électrique-thermique. A chaque itération, la résistance du bobinage est recalculée et les pertes réévaluées jusqu'à convergence. Les résultats obtenus peuvent être visualisés comme l'illustre la figure (7.7).

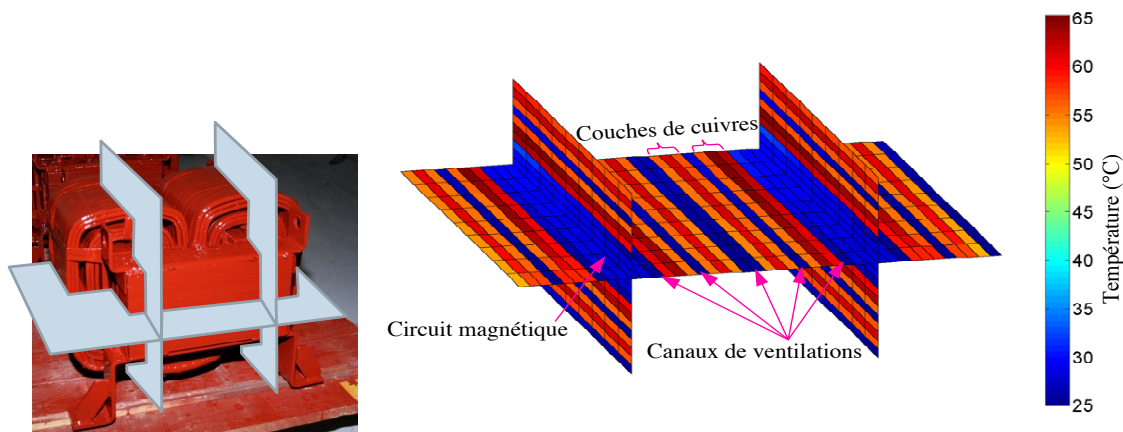


FIGURE 7.7: Exemple d'une résolution thermique

2 Difficultés de validation du modèle thermique

Afin de valider le modèle aéro-thermique, il est nécessaire de s'appuyer sur des mesures d'échauffements réalisées sur les composants de présérie. Ces composants sont généralement équipés d'un nombre important de thermocouples placés à des endroits diversifiés dans les bobinages. Les essais sont généralement effectués à vide, en court-circuit et en fonctionnement nominal.

Aucune mesure physique n'est par contre disponible afin de valider le modèle aéroulrique. Il aurait fallu pour cela développer des maquettes de composants magnétiques en plexiglas et visualiser les écoulements d'air par une méthode de vélocimétrie laser (fig. 7.8), ou plus simplement utiliser un tube de Pitot. La qualité des résultats aéroulriques sera donc estimée sur la justesse des résultats du modèle thermique. De plus, dans le cas où le composant a été testé à des puissances différentes, mais à ventilation identique, il est possible de quantifier la justesse du modèle thermique.

Afin de montrer la fiabilité du modèle, deux composants très différents ont été simulés. Il s'agit d'une self monophasée DC et d'un transformateur à self intégrée. Ces deux composants sont très différents dans leur conception, leur taille, leur débit de

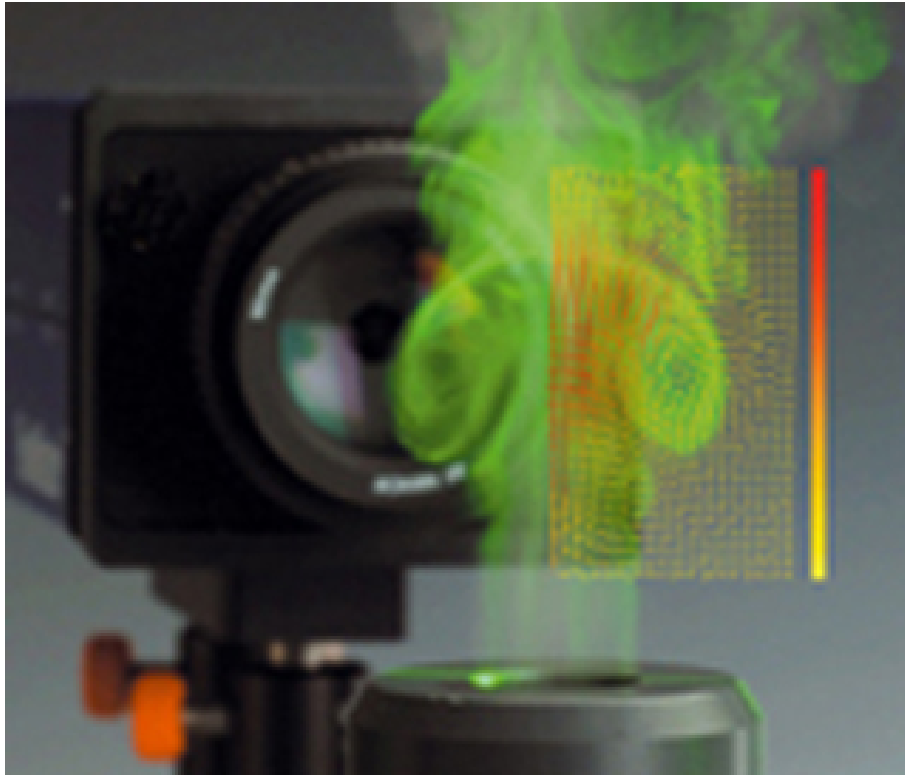


FIGURE 7.8: Vélocimétrie laser

ventilation et représentent les extrêmes du panel de composants pris en compte dans ce mémoire de thèse.

La démarche consiste à comparer les résultats de simulations avec les essais réalisés sur le composant de présérie. La détermination de la valeur du point chaud et l'évaluation du gradient de température dans le bobinage sont les deux éléments importants à valider, car le premier critère définit la durée de vie du composant.

3 Validation thermique d'une self monophasée DC

La self DC est un composant simple à modéliser d'un point de vue thermique. En effet, les selfs DC ne sont soumises qu'à très peu d'effets harmoniques. De plus, contrairement à un transformateur, il n'y a qu'un primaire. Ainsi ce composant est soumis à moins de difficultés de conception.

3.1 Spécification

Cette self est placée en entrée du convertisseur (Fig. 7.9) sur le bus continu. De ce fait, elle ne voit principalement qu'un courant continu et une petite ondulation de courant à 100Hz (tableau 7.1). Ce composant n'est donc pas soumis aux pertes supplémentaires dans les conducteurs et les pertes fer sont pratiquement insignifiantes.

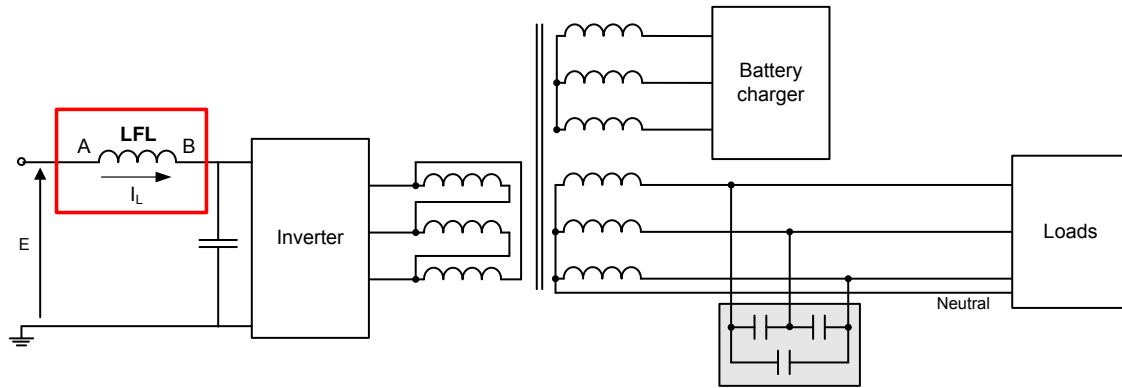


FIGURE 7.9: Schéma du convertisseur et placement de la self DC

Fréquence (Hz)	Courant (A_{eff})
50	1.1
100	30.2
200	0.14
300	0.17

TABLE 7.1: spectre harmonique de la self

La self doit tenir une durée de vie de 160'000 heures de fonctionnement. Durant sa vie, celle-ci va être parcourue principalement par un courant de $230A_{eff}$. Elle doit tout de même être capable de subir des courants bien supérieurs en cas de fonctionnement dégradé (tableau 7.2).

pourcentage d'utilisation	Fonctionnement nominal (98.5%)	fonctionnement dégradé (1.5%)
50%	$230A_{eff} / 78'800h$	$247A_{eff} / 1'200h$
35%	$254A_{eff} / 55'160h$	$274A_{eff} / 840h$
15%	$286A_{eff} / 23'640h$	$308A_{eff} / 360h$

TABLE 7.2: Courants d'entrée de la self avec les temps de fonctionnement

Le produit réalisé est présenté sur la figure (7.10). Ce composant est refroidi par une ventilation délivrant 500 l/s. Cette self a été testée à 230 et $308A_{eff}$. De plus, un nombre important de thermocouples est présent dans le bobinage. Ce dernier est réalisé sans placer de canaux à l'intérieur. Les phénomènes de conduction seront donc importants dans les bobines afin que les pertes puissent atteindre les surfaces convectives. Cet exemple permet de tester efficacement le modèle thermique nodal.

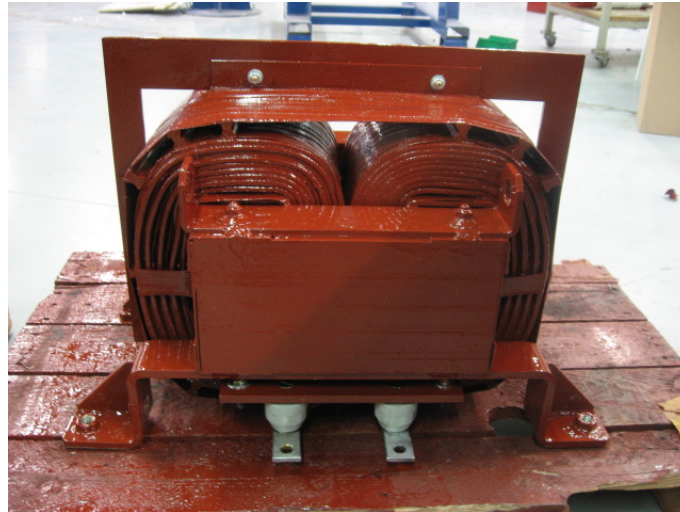


FIGURE 7.10: Self monophasé

3.2 Calcul de l'aéraulique

Le modèle géométrique de la self est automatiquement généré sous le logiciel Gmsh grâce à un couplage entre celui-ci et Matlab (Fig. 7.11). La géométrie prend bien en compte l'écran de ventilation tel qu'il a été conçu. Une des grandes limitations de ce type d'écran est la présence de trous entre l'écran et la jupe, car celui-ci est simplement découpé de façon rectangulaire. Le but de l'écran est de contraindre l'air à aller dans les canaux de ventilation en lieu et place de l'extérieur du composant. Or la présence de ces ouvertures aux angles limite cet effet. Dans le cas de cette self, suffisamment d'air passe dans les canaux grâce à un débit d'air conséquent.

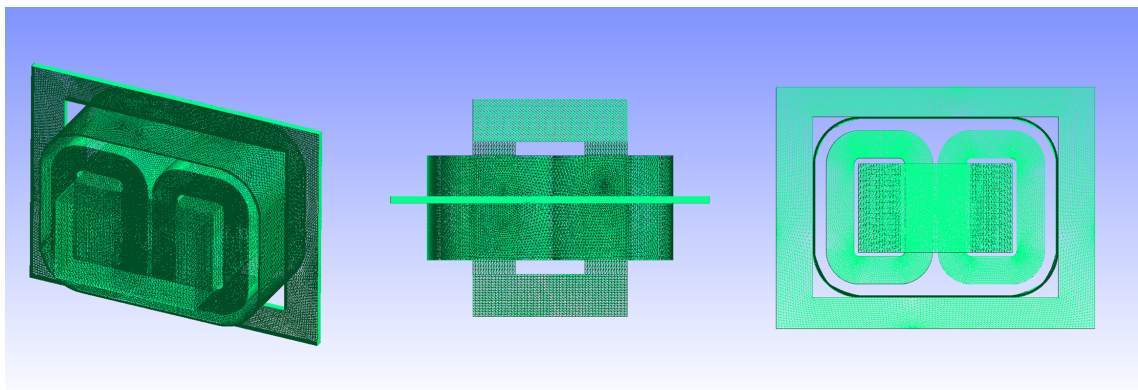


FIGURE 7.11: Modélisation 3D de la self DC

La simulation aéraulique n'est réalisée que sur 1/4 du composant de par les symétries du composant et son placement dans le coffre du convertisseur. Un plan de coupe des vitesses d'air se trouve sur la figure 7.12. Les vitesses d'air sont assez élevées avec une vitesse maximale de 24m/s. On peut observer que les vitesses au centre de la coupe sont plus faibles. Ce phénomène est dû à la présence de la culasse qui obstrue les ca-

naux de ventilation. L'air doit ainsi contourner cet obstacle. Cela est d'ailleurs rendu possible uniquement par la présence de l'écran. Sans ce dernier et la mise en pression qu'il crée, l'air ne passerait simplement pas dans ces canaux.

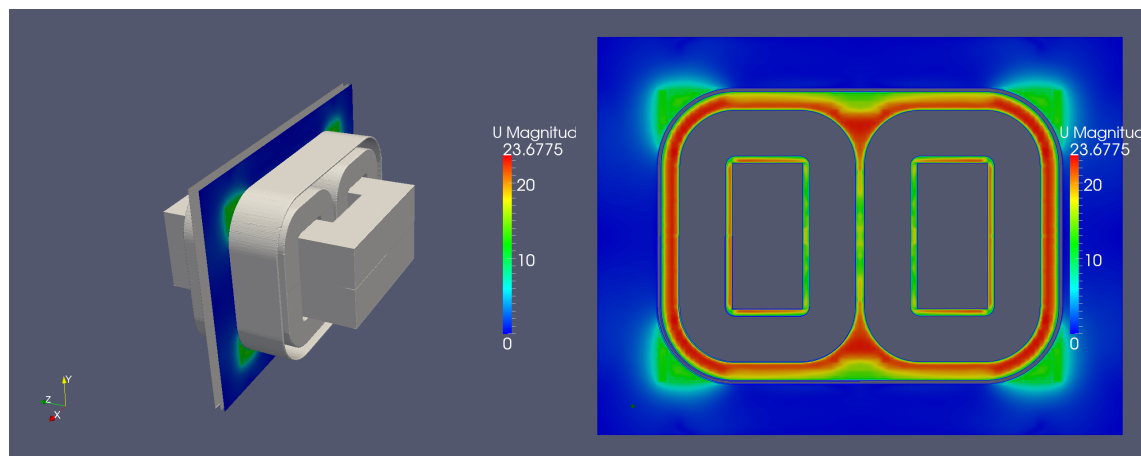


FIGURE 7.12: Plan de coupe du modèle aéralique pour la self DC

On constate une déperdition importante dans les ouïes de l'écran. La figure (7.13) montre l'allure des vitesses d'air dans les canaux horizontaux. Ces vitesses sont intégrées dans le modèle thermique nodal.

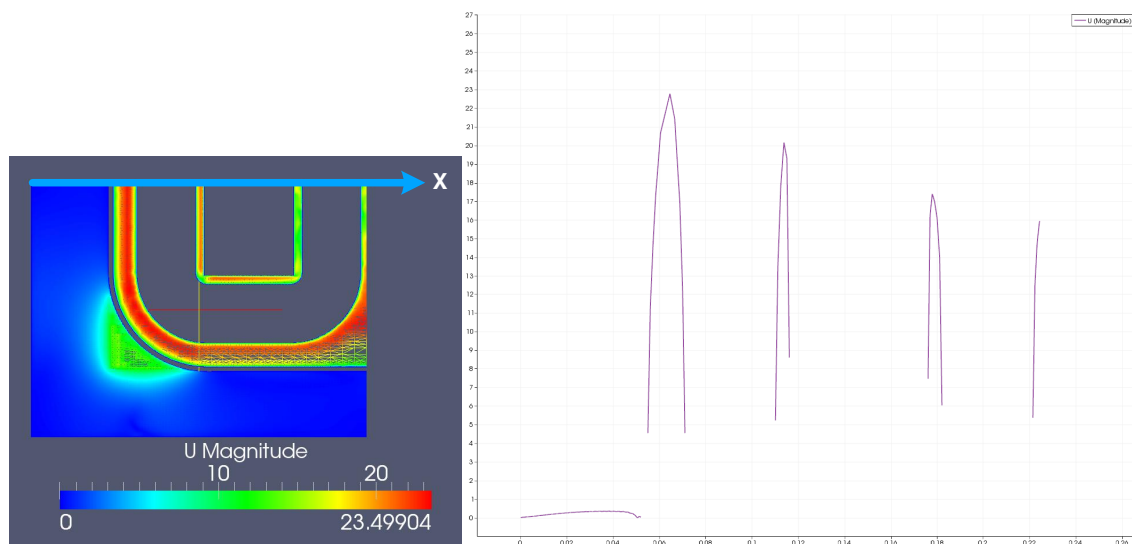


FIGURE 7.13: Evaluation des vitesses d'air dans les canaux

3.3 Calcul thermique

Le calcul thermique est effectué pour les deux courants extrêmes : 230 et 308 A_{eff} . La self est équipée de nombreux thermocouples comme l'illustre la figure (7.14). Leur placement est intéressant, car il y a une redondance entre la colonne gauche et droite

et le placement permet d'observer une "coupe" du bobinage. De par la symétrie du composant, les mesures gauches et droites devraient être identiques. Des différences sont toutefois constatées. Elles s'expliquent principalement par les imprécisions des thermocouples et par des tolérances dues à la fabrication pouvant influencer la thermique.

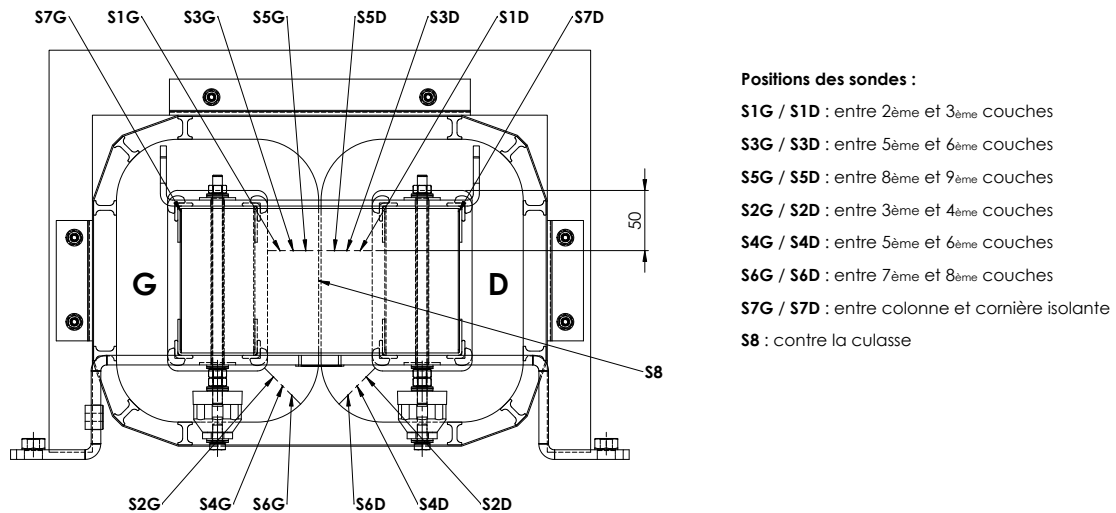


FIGURE 7.14: Position des thermocouples dans la self DC

3.3.1 Courant nominal de $230A_{eff}$

Pour cet essai, la température ambiante est de 20°C . Le circuit magnétique ne chauffe pas, car les pertes fer sont insignifiantes. De plus, un canal de ventilation existe entre le bobinage et le circuit magnétique. Les pertes Joules peuvent difficilement chauffer le circuit magnétique. Le point chaud calculé est de 74°C et la température moyenne du bobinage est de 69°C

La comparaison entre la mesure et la simulation a été effectuée. Celle-ci est représentée sur le graphique (7.16). Les mesures gauches et droites ne donnant pas les mêmes températures pour une même couche, elles ont été intégrées sous forme de barres d'erreur. Le marqueur représente dans ce cas la moyenne des températures gauches et droites. On constate de grosses incertitudes sur les mesures pour les couches extérieures. Toutefois, la simulation donne des résultats probants. L'estimation du point chaud est correcte avec une erreur d'un degré pour ce cas. Par contre, la localisation du point chaud est légèrement décalée. La mesure donne un point chaud entre la 3^{ème} et 4^{ème} couche alors qu'il se positionne en 5^{ème} position par simulation.

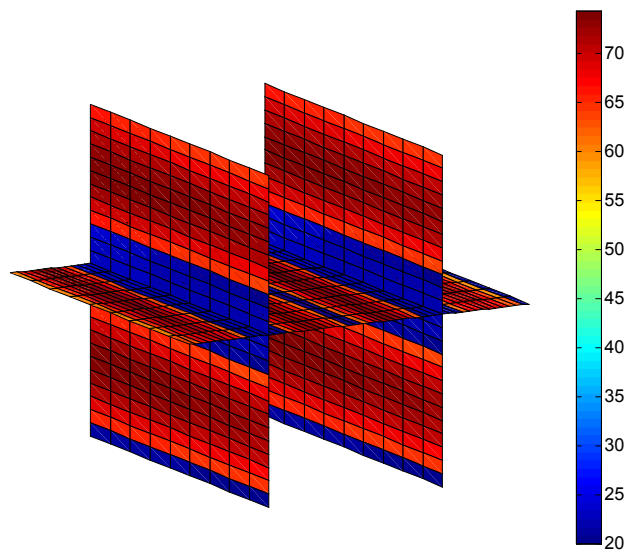
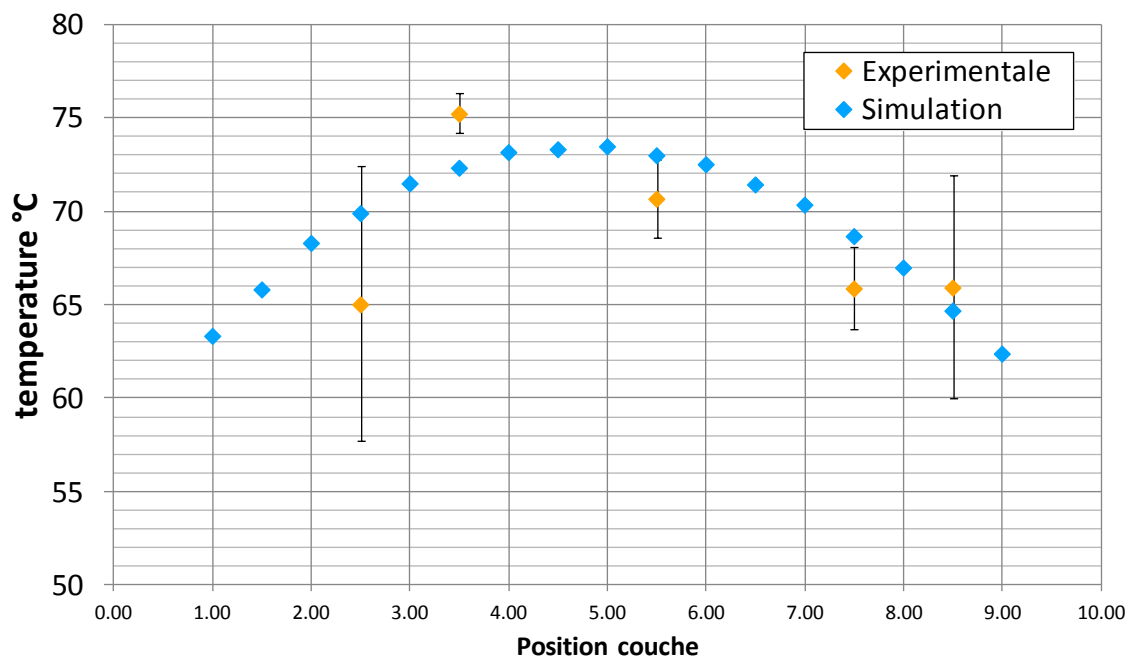


FIGURE 7.15: Cartographie thermique obtenue par simulation (Température en °C)

FIGURE 7.16: Essais à $230A_{eff}$

3.3.2 Courant nominal de $308A_{eff}$

Cet essai est fait dans les mêmes conditions hormis le courant, qui cette fois-ci est réglé à $308A_{eff}$. Les résultats de simulation donnent un champ de température semblable avec bien sûr des températures plus élevées. Le rapport des températures entre les deux essais est proche du rapport des pertes : $\frac{308^2}{230^2}$. La différence subsiste dans le fait que le bobinage est plus résistif dans l'essai à $308A_{eff}$. De même la comparaison entre le modèle et la simulation est plutôt favorable.

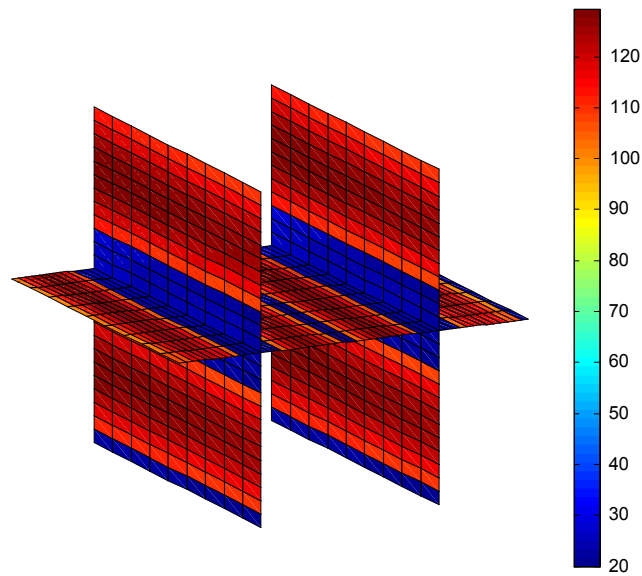


FIGURE 7.17: Cartographie thermique obtenue par simulation (Température en °C)

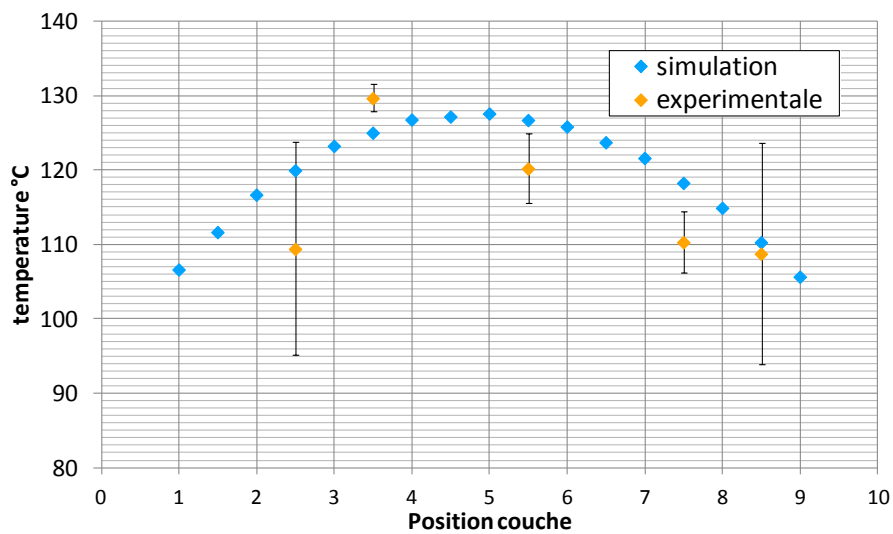


FIGURE 7.18: Essais à $308A_{eff}$

3.4 Constatations et conclusions

Le modèle thermique a permis d'obtenir une estimation des températures très précise avec des erreurs sur le point chaud inférieures à 3°C. Le comportement des températures dans le bobinage s'aligne correctement dans les intervalles d'erreur des mesures. De plus, cette simulation est effectuée sans recalage ni ajustage d'un quelconque paramètre. La partie suivante permet d'évaluer la performance du modèle sur un cas plus complexe, voir le plus complexe que l'on rencontre en auxiliaire ferroviaire : le transformateur à self intégrée.

4 Validation thermique d'un transformateur à self intégrée

Le transformateur à self intégrée est le composant le plus difficile à modéliser. En effet, les deux circuits magnétiques obstruent une grande partie des canaux de ventilation. Le composant présenté devant supporter d'être en milieu humide, celui-ci possède beaucoup d'isolant. Ainsi la conduction et la convection sont difficiles à simuler. De plus, le faible débit de ventilation de 500l/s engendre de faibles vitesses d'air dans les canaux. Une imprécision sur ces vitesses cause rapidement de grosses erreurs thermiques.

4.1 Spécification

Ce Transformateur à self intégrée de 170kVA est placé juste derrière le convertisseur (Fig. 7.19). Le convertisseur fonctionne à une fréquence de découpage de 1150Hz et fournit une tension sinusoïdale de 50Hz, le transformateur à self intégrée va être parcouru par un courant fondamental de 50Hz (tableau 7.3) et par un ensemble d'harmoniques de courant (Fig. 7.20).

pourcentage d'utilisation	Fonctionnement nominal	fonctionnement dégradé
Primaire	$157A_{eff}$	$171A_{eff}$
Secondaire	$270A_{eff}$	$285A_{eff}$

TABLE 7.3: Courants fondamentaux 50Hz parcourus dans le transformateur à self intégrée

Le secondaire est réalisé avec de la bande en aluminium de 0.3mm. Celui-ci ne voit donc que peu d'effets harmoniques. Au contraire, le primaire est réalisé avec du mé-

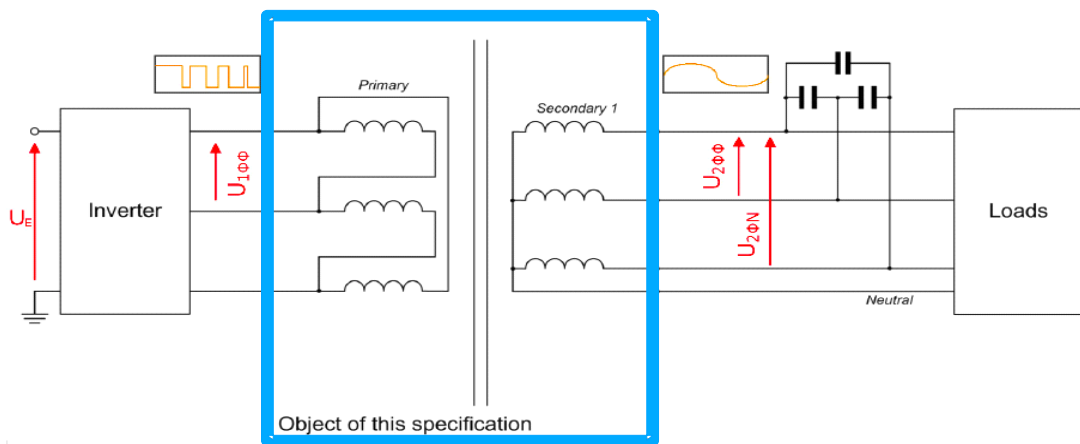


FIGURE 7.19: Schéma du convertisseur et placement du transformateur

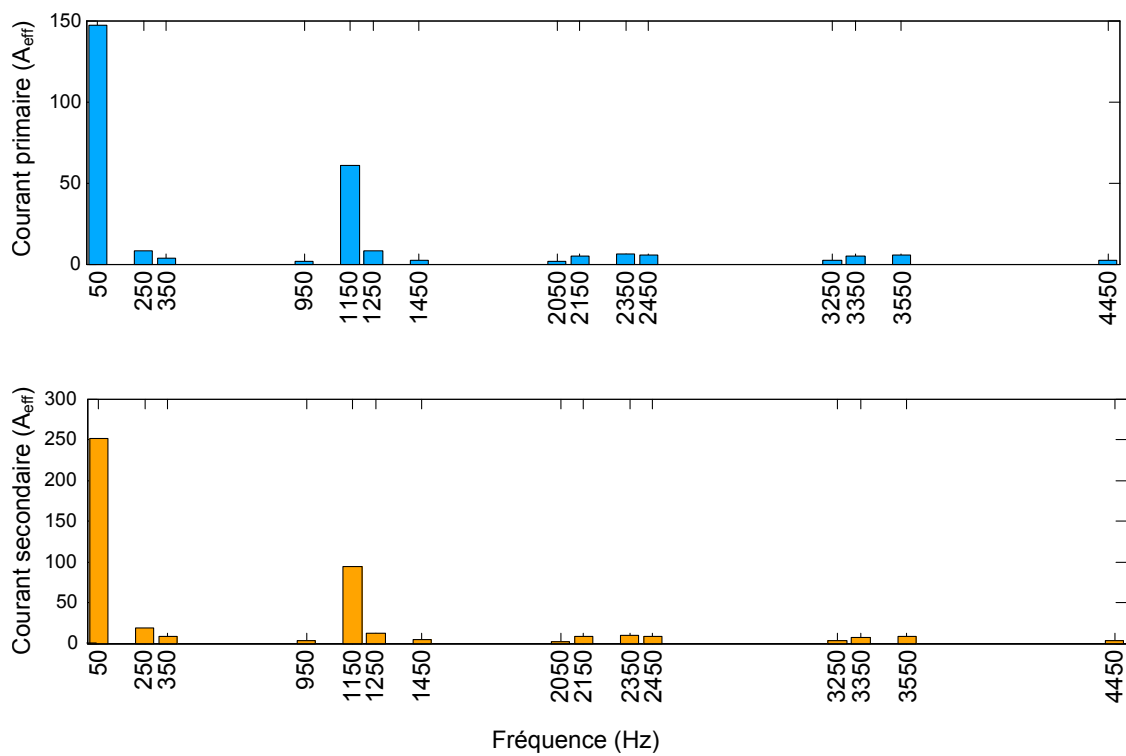


FIGURE 7.20: Harmoniques de courant traversant le transformateur à self intégrée

plat de 1.7mm d'épaisseur. Cette épaisseur bien que faible est source de pertes supplémentaires. Les pertes fer sont également importantes dans ce composant (Fig. 7.22). De plus, le secondaire est directement bobiné sur le circuit magnétique principal. Le circuit magnétique et le secondaire ne sont ainsi plus découplés thermiquement et les pertes fer viennent chauffer également le bobinage.

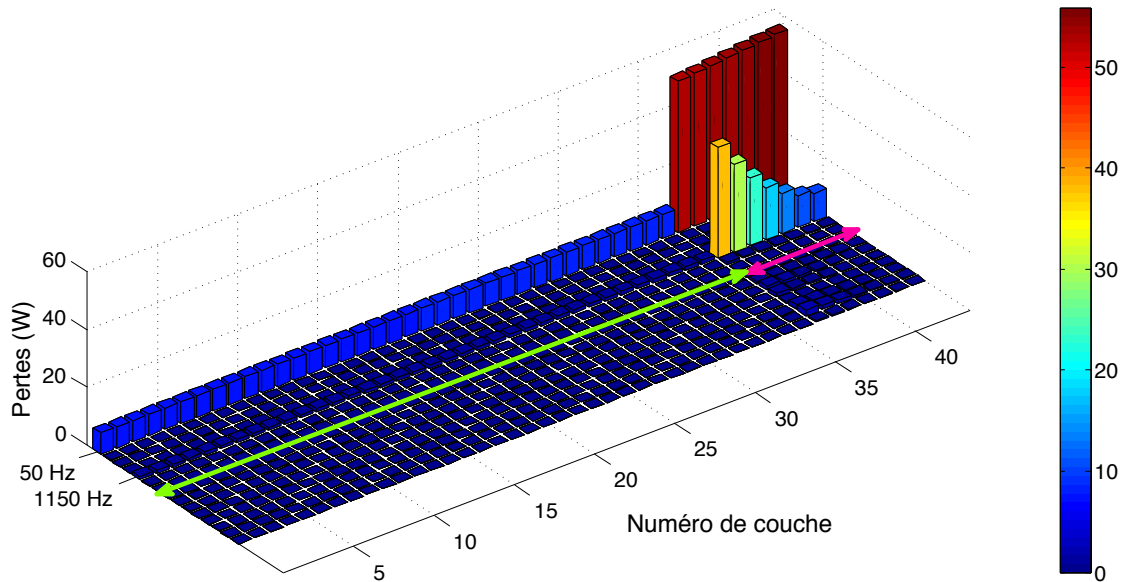


FIGURE 7.21: Pertes dans les différentes couches du bobinage en fonction de la fréquence

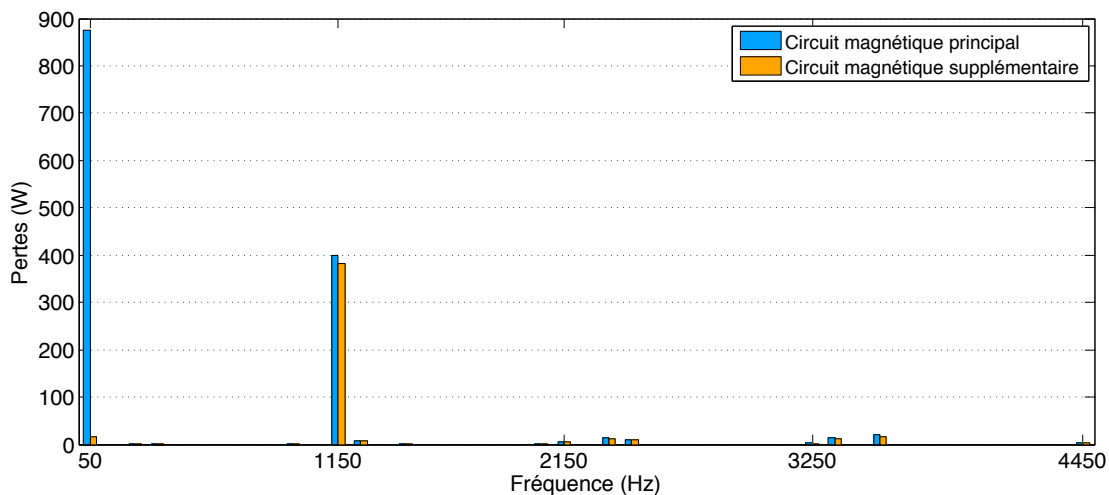


FIGURE 7.22: Pertes fer dans les deux circuits magnétiques en fonction de la fréquence

Le produit réalisé est partiellement visible sur la figure (7.24). Ce composant est refroidi par une ventilation délivrant 500l/s. Le bobinage de ce transformateur contient beaucoup d'isolant comme l'illustre la figure (7.23). Ils garantissent une isolation diélectrique nécessaire et suffisante. En contrepartie, ces isolants forment une importante barrière thermique dans ce cas-ci.

Plusieurs essais thermiques ont été effectués. Deux essais : un à vide et un second en court circuit ont été réalisés chez le fournisseur. Le client, quant à lui, a réalisé les tests directement sur le convertisseur en charge nominale.

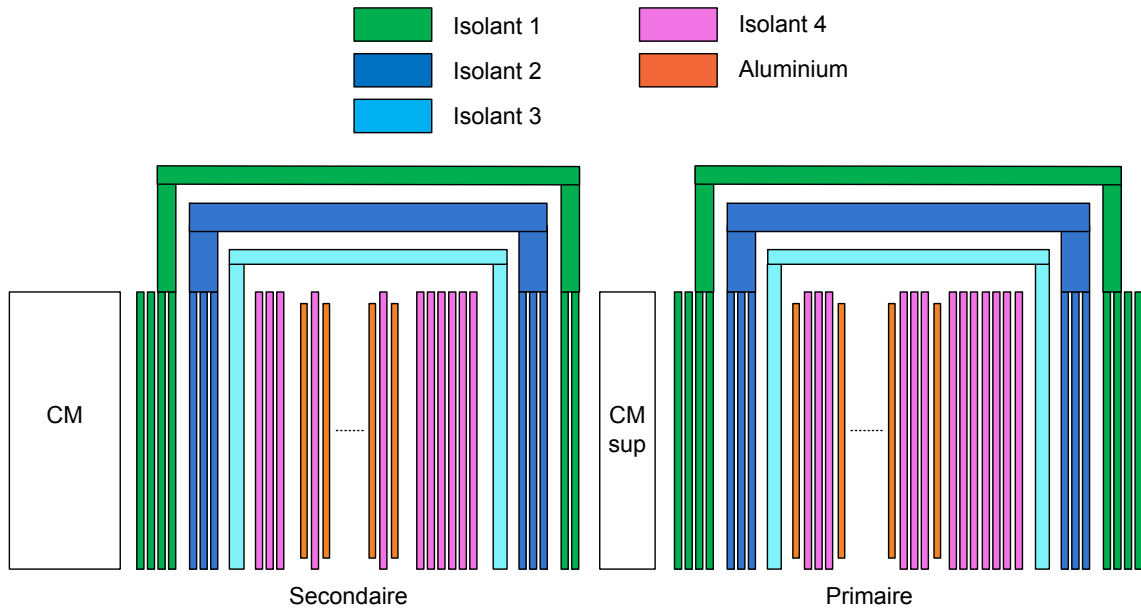


FIGURE 7.23: Complexité du système d'isolation



FIGURE 7.24: Transformateur à self intégrée dans le coffre auxiliaire

4.2 Calcul aéraulique

Le modèle géométrique du transformateur est automatiquement généré sous le logiciel Gmsh (Fig. 7.25). La géométrie prend bien en compte l'écran de ventilation tel qu'il a été conçu et qu'on observe sur la figure (7.24).

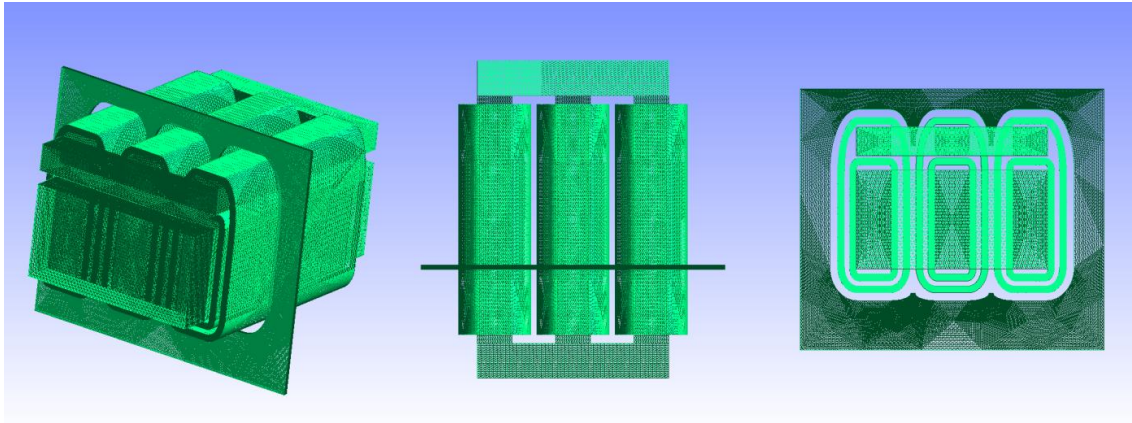


FIGURE 7.25: Modélisation 3D Transformateur à self intégré

La simulation aéralique n'est réalisée que sur la moitié du composant. Un plan de coupe des vitesses d'air est représenté sur la figure (7.26). Les vitesses d'air sont faibles, ne dépassant pas les 5m/s. La figure (7.27) donne l'allure des vitesses d'air dans les canaux dans les trois directions présentées sur la figure (7.26). Les vitesses d'air de la colonne centrale sont plus faibles à cause de la présence des deux culasses. Ainsi, sur les canaux latéraux (vecteur x), le canal entre primaire et secondaire est parcouru par un flux d'air de 3.4m/s à l'extérieur du circuit magnétique et passe à 2.2 m/s lorsque celui-ci est caché par la culasse.

4.3 Calcul thermique

Le calcul thermique est effectué pour les trois essais. Le transformateur est instrumenté avec des thermocouples (Fig. 7.28). Les trois colonnes sont instrumentées et certains thermocouples sont redondants. Les thermocouples mesurant le primaire sont placés entre la 3ème et 4ème et pour le secondaire entre la 18e et 19e couche. Ainsi placés au coeur des bobines, ils captent au mieux les plus hautes températures.

La figure (7.29) montre l'acquisition des températures lors d'un essai d'échauffement. Les températures du primaire et du secondaire dans ce cas sont bien distinctes. Le décrochage de la courbe à 150min provient d'un bref arrêt du convertisseur lors de la mesure.

Les essais vont montrer une des limitations du modèle thermique utilisé. En effet, en raison de la construction, et les hypothèses prises, les colonnes extérieures doivent avoir les mêmes températures. Or on constate pour ce composant que les colonnes extérieures ne donnent pas les mêmes échauffements. Après inspection, on observe qu'une des bobines extérieures est plus volumineuse que les deux autres et que la ventilation du coffre n'est pas symétrique. Ces observations montrent les limites des modèles qui ne peuvent prendre en compte ces phénomènes.

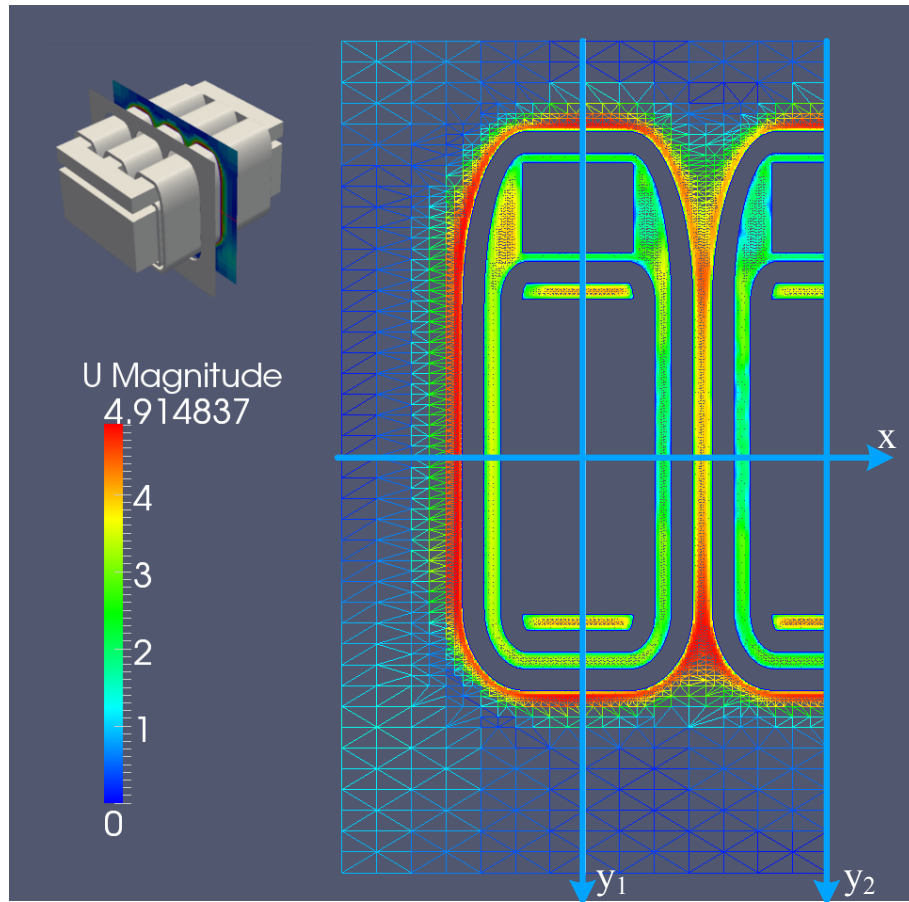


FIGURE 7.26: Plan de coupe du modèle aéraulique pour la self DC

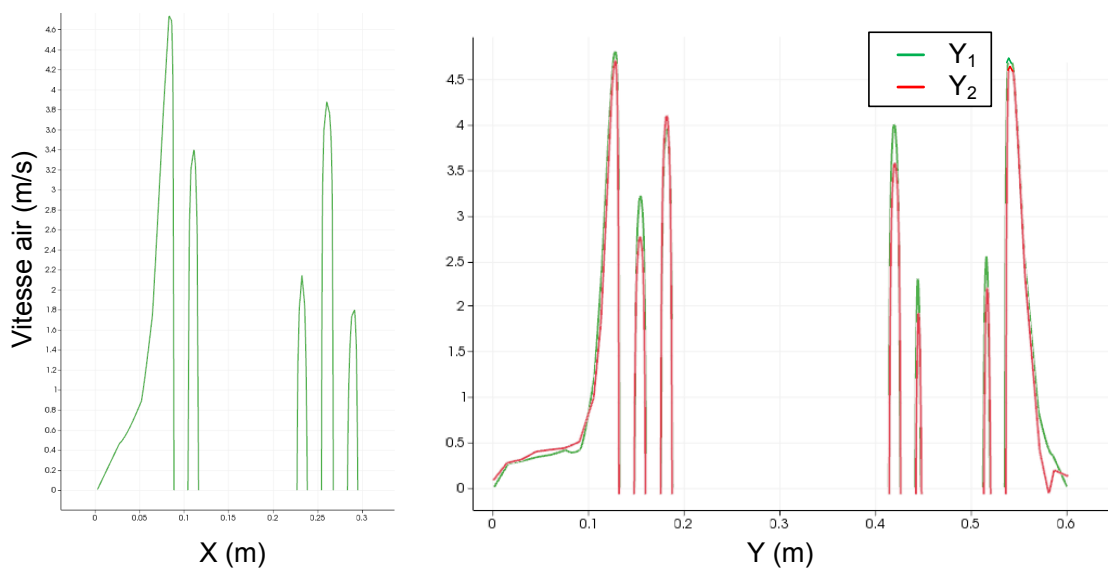


FIGURE 7.27: Evaluation des vitesses d'air dans les canaux

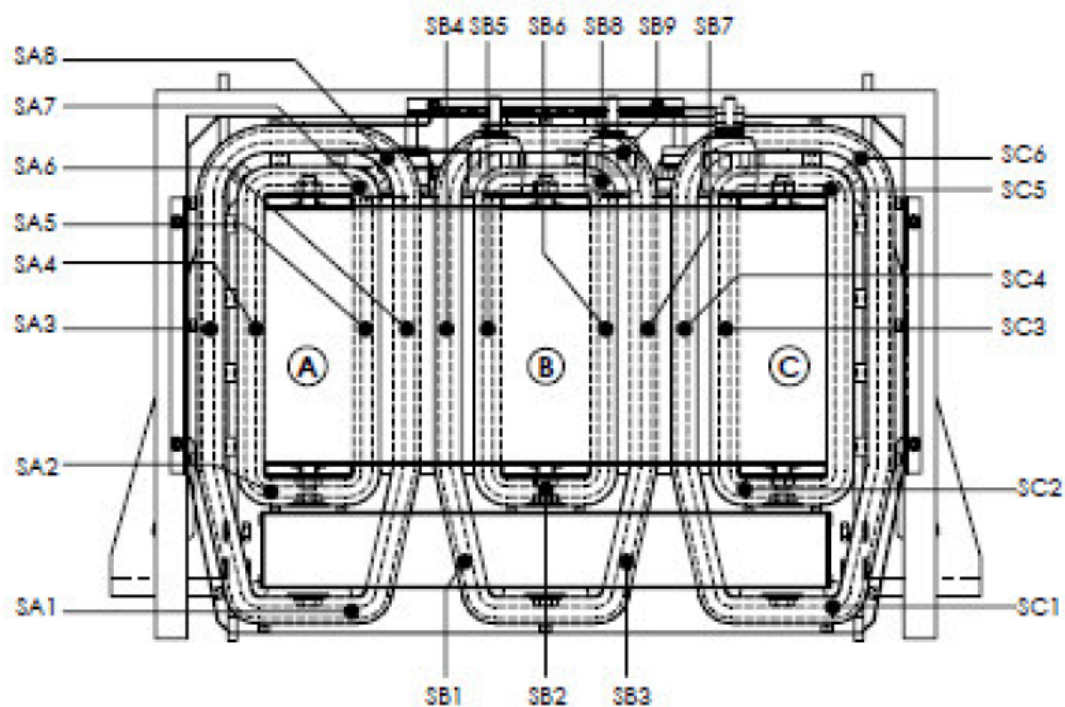


FIGURE 7.28: Position des thermocouples dans le transformateur

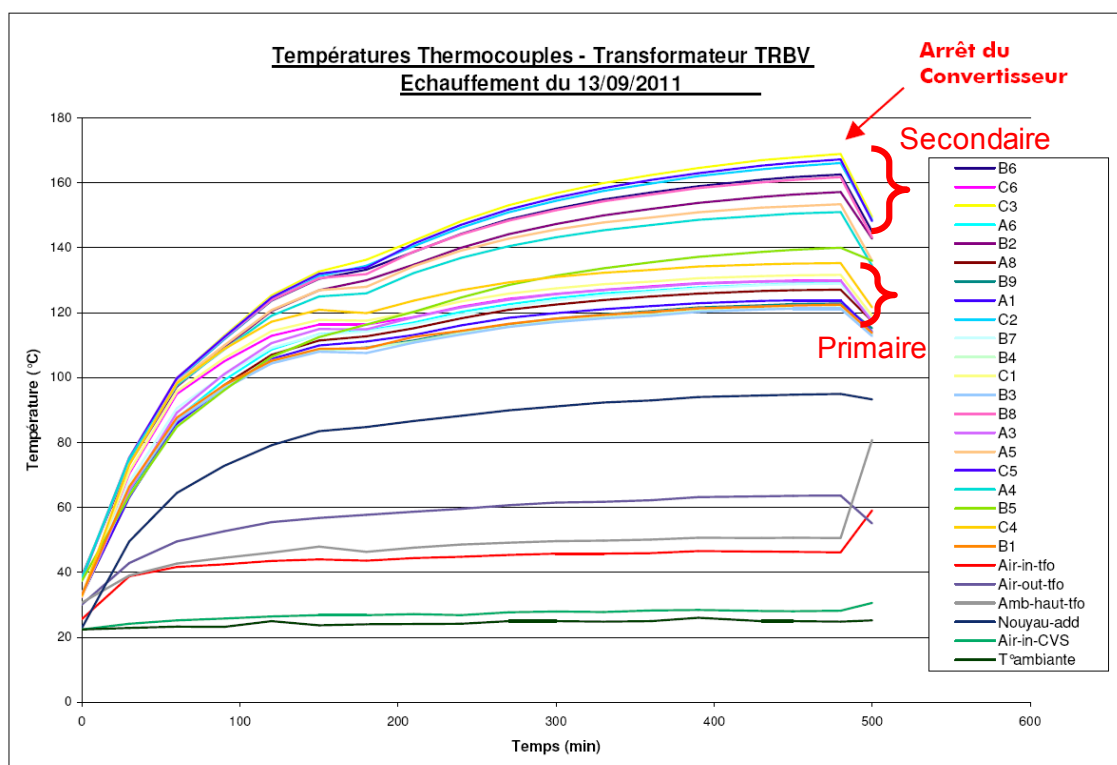


FIGURE 7.29: Mesure par thermocouples de l'échauffement du transformateur

4.3.1 Essai sur convertisseur à charge nominale

Un essai a été réalisé sous condition réelle de fonctionnement. Le transformateur est placé dans le coffre auxiliaire et le convertisseur débite sur une charge à sa puissance nominale. La comparaison de la simulation avec les mesures est donnée sur la figure (7.30). Il apparait que la colonne droite est la plus chaude. De même, les différences entre colonnes gauches et droites sont importantes et peuvent atteindre 16°K. Une des mesures par thermocouples semble également douteuse. De par la bonne conduction de l'aluminium, il n'est pas possible d'obtenir une température de 146°C, soit une différence de 20°K par rapport au thermocouple opposé. L'estimation du point chaud reste toutefois bonne, avec une température maximale mesurée de 174°C et 138°C pour respectivement le primaire et le secondaire, comparé au 168°C et 132°C calculé. Cette erreur de 6°K est très acceptable, bien que sa localisation ne se trouve pas sur la bonne colonne.

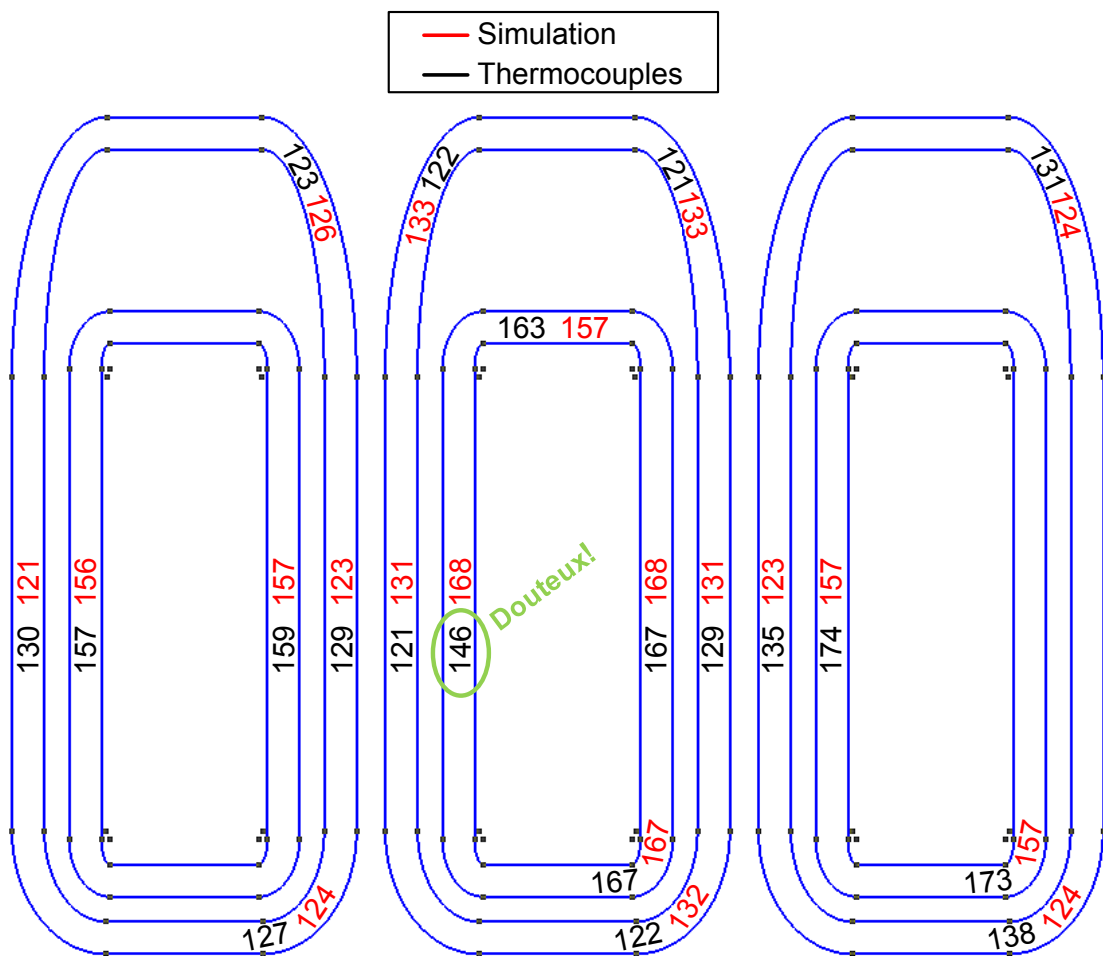


FIGURE 7.30: Comparaison de la simulation thermique avec les mesures pour l'essai en charge

4.3.2 Essais en court circuit et à vide

Ces deux essais ont été réalisés chez le fournisseur. La température ambiante est de 21°C et la ventilation est réglée à 500l/s. Dans un premier temps, le transformateur est alimenté à vide avec une tension sinusoïdale, puis une seconde mesure est réalisée à courant nominal avec le secondaire en court-circuit. Les résultats sont illustrés sur la figure (7.31).

La mesure à vide, où les pertes Joules sont négligées, montre que les pertes fer s'évacuent par le secondaire. En effet, le peu de canaux de ventilation oblige les pertes à passer dans le secondaire pour pouvoir s'évacuer par le canal entre primaire et secondaire. Une erreur de 8°K est obtenue sur cet essai. La simulation du primaire ne donne pas d'élévation de température, car il n'y a pas de pertes Joules et que le primaire et le secondaire sont suffisamment isolés thermiquement par un canal de ventilation entre les deux. Les mesures, quant à elles, montrent une petite élévation de température dans le primaire. Cette élévation est due au courant magnétisant qui n'a pas été pris en compte dans la simulation créant une différence de 8°K

La mesure en court-circuit et la simulation se corrèlent bien, l'erreur ne dépassant pas 3°K. On trouve cependant que la colonne droite est toujours la plus chaude comme sur l'essai en charge nominale.

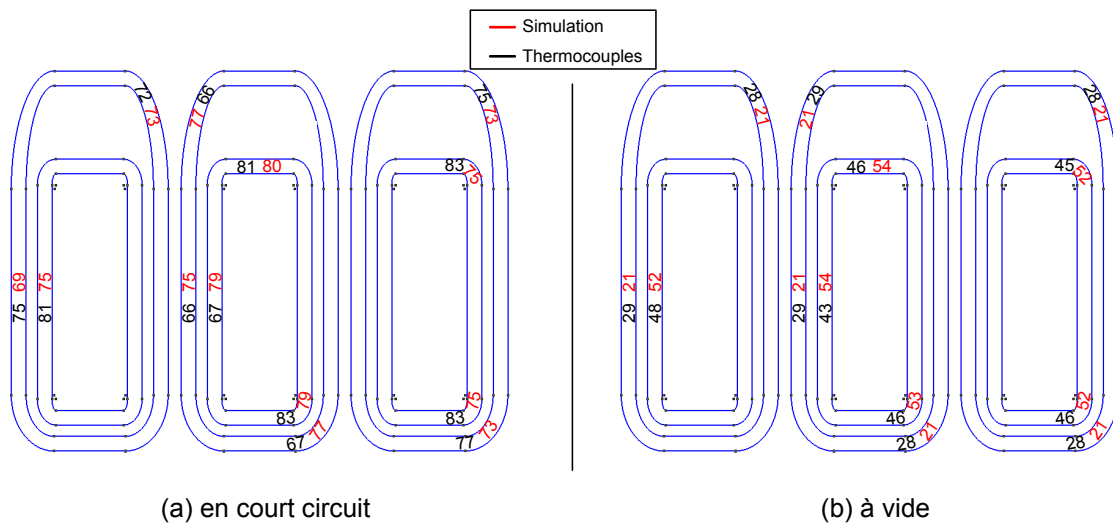


FIGURE 7.31: Comparaison de la simulation thermique avec les mesures pour l'essai en court-circuit et à vide

4.4 conclusion

Le transformateur à self intégrée, bien que complexe, a été modélisé avec une précision acceptable. Certaines erreurs, inhérentes aux incertitudes de fabrication, ne sont

pas modélisées. Les trois essais permettent de conclure sur la fiabilité du modèle, car plusieurs points de fonctionnement ont été traités.

MODÈLE VIBRO-ACOUSTIQUE

1	Analyse modale	162
1.1	Analyse modale expérimentale	162
1.2	Analyse de la Déformée Opérationnelle	164
2	Essais expérimentaux	164
2.1	Analyse modale expérimentale	165
2.2	Comparaison avec une analyse modale éléments finis	167
2.3	Analyse des déformées opérationnelles	169
2.4	Conclusion des essais	171
3	Premier modèle de prédétermination du bruit émis par ces selfs	171
4	Conclusion et perspectives de travail	173

Les travaux mentionnés dans cette partie ont pour but l'étude des phénomènes vibratoires et acoustiques ainsi que la première ébauche d'un modèle permettant l'étude « vibro-acoustique » des selfs. Nous nous sommes limités à l'étude des selfs sachant que c'était le composant qui posait le plus de problèmes.

Ce travail fut réalisé en parallèle avec un post-doctorant, Guillaume Parent. De nombreux essais ont été réalisés au L2EP, chez Alstom et chez Transrail Boige et Vignal afin d'évaluer les facteurs influents sur le bruit d'origine électromagnétique. Différents composants (self d'entrée DC ou AC, inductance de filtrage) ont été testés afin d'avoir une gamme représentative de composants passifs rencontrés sur une chaîne de traction.

Dans cette partie nous allons exposer les différents essais de vibrations réalisés au cours de l'étude. Tout d'abord, nous définirons les différents types d'analyses habituellement réalisées pour la caractérisation du comportement dynamique des structures. Puis, dans un deuxième temps, nous présenterons les différents systèmes (selfs et transformateurs) que nous avons pu tester. Enfin, nous concluons cette partie avec les résultats de ces essais.

1 Analyse modale

L'Analyse Modale d'un système [Pir01] a pour but l'identification des paramètres modaux (fréquence de résonance, mode ou déformée modale associée et amortissement) de ce système à partir d'essais dynamiques. Pour déterminer ces différents paramètres, deux types d'analyses sont principalement employés : l'Analyse Modale Expérimentale (EMA : Experimental Modal Analysis) et l'Analyse de la Déformée Opérationnelle (ODS : Operational Deflection Shape). Ces deux types d'analyses sont complémentaires comme nous le verrons par la suite.

1.1 Analyse modale expérimentale

L'Analyse Modale Expérimentale permet d'identifier les paramètres modaux d'une structure tels que :

- Le nombre de modes présents à l'intérieur d'une bande de fréquence donnée lié à la déformée modale.
- La fréquence et l'amortissement associés à chaque mode.

Pour obtenir le mode de la structure, celui-ci peut être défini comme une modélisation dynamique qui représente le déplacement relatif de toutes les parties de la structure. De plus, chaque mode est associé à une fréquence de résonance. Ainsi, on attribue à un mode, une ou plusieurs fréquences de résonance selon les propriétés de la structure étudiée : on parle alors de mode "redondant". Grâce à cette méthode d'analyse, on peut

déterminer l'amortissement de la structure par un calcul de coefficient qui varie en fonction du matériau et de sa géométrie.

Les étapes nécessaires pour le traitement de l'information sont les suivantes :

1. On observe la réponse (mesurée par l'accéléromètre) en un point.
2. On excite la structure à un certain nombre de points avec le marteau de choc équipé d'un capteur d'effort (séparés par une distance d).
3. La fonction de réponse en fréquence peut être alors observée : c'est le signal compris entre le point d'excitation et le point de mesure.
4. Les modes de la structure peuvent être ensuite identifiés (comme cela est représenté sur la figure suivante) .

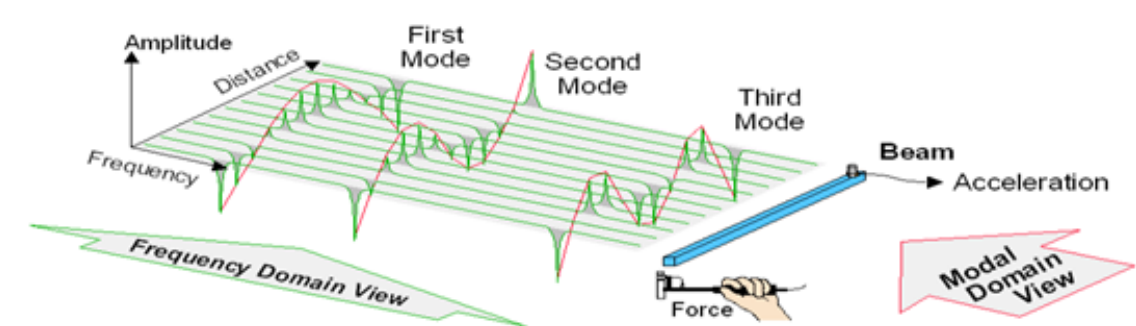
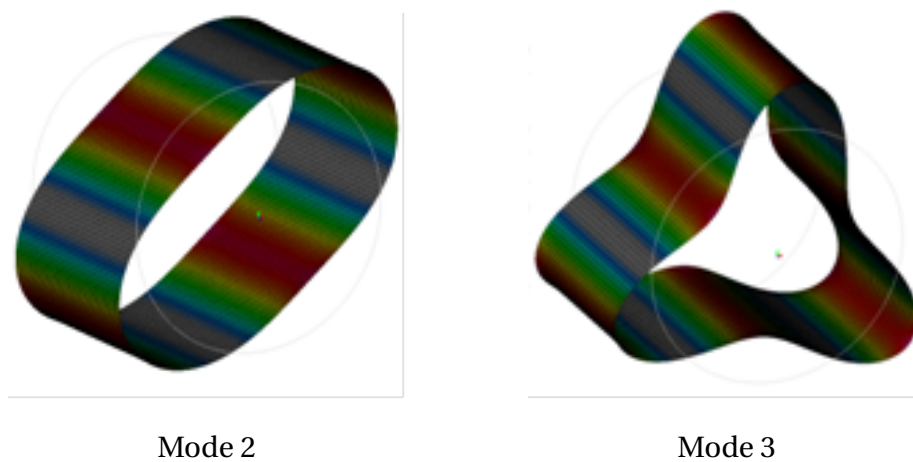


FIGURE 8.1: Identification des modes d'une structure (mode 1 à 3)

Chaque mode est appelé par un numéro qui correspond au nombre de sommets visibles sous l'excitation de la structure à une fréquence donnée. Par exemple, la représentation d'un mode 2 et 3 pour une forme cylindrique est donnée sur la figure (8.2).



Mode 2

Mode 3

FIGURE 8.2: Mode 2 et 3 d'un cylindre

Un essai nécessite par conséquent la mesure de la réponse vibratoire de la structure à l'aide d'accéléromètres ainsi que la mesure de la force d'excitation (pot vibrant

ou marteau de choc) afin de calculer la Fonction de Réponse en Fréquence (FRF). Cette analyse se fait en libre-libre : composant suspendu et l'excitation de la structure se fera par un marteau de choc. Une série d'accéléromètres permettra d'enregistrer le déplacement en différents points de la structure.

Par ailleurs, il est également possible de réaliser une analyse modale par simulation numérique, à l'aide d'un logiciel de type éléments finis.

1.2 Analyse de la Déformée Opérationnelle

Connaître parfaitement les modes propres d'une structure est essentiel pour comprendre son comportement vibratoire. Néanmoins, quid du comportement de ladite structure lorsque son point de fonctionnement ne correspond pas à l'un de ses modes propres ?

L'Analyse de la Déformée Opérationnelle (ODS : Operational Deflection Shapes) permet précisément d'étudier le comportement d'une structure à une excitation donnée. Il s'agit dans ce cas d'étudier le mouvement d'un point par rapport à un autre avec une excitation réelle (excitation électrique dans ce cas). On peut ainsi observer la déformée opérationnelle du composant à une fréquence donnée en lien avec une force excitatrice d'origine électromagnétique.

2 Essais expérimentaux

La self DC présentée au chapitre 6 a été utilisée afin de réaliser des essais vibro-acoustiques. Ces caractéristiques géométriques et électriques sont données dans le tableau (8.1).

Caractéristiques	Valeurs
Hauteur	335mm
Largeur	370mm
Profondeur	320mm
Inductance	4.5mH
courant efficace	150A

TABLE 8.1: Caractéristiques de la self DC

Comme nous l'avons vu précédemment, une analyse modale expérimentale permet de déterminer les modes propres d'une structure ainsi que les fréquences associées à ces modes.

Pour la partie opérationnelle, dans un premier temps, le système est excité à l'aide d'un balayage en fréquence afin de déterminer les « points chauds » (fortes vibrations et/ou forte émission sonore). Puis, dans un deuxième temps, la fréquence de l'excitation est fixée soit sur un de ces « points chauds », soit au contraire sur un point quelconque.

2.1 Analyse modale expérimentale

Afin de visualiser les déformées modales de la self DC, un maillage est réalisé et présenté ci-dessous (Fig. 8.3) sous le logiciel PULSE. La bande de fréquence étudiée est réduite à [0 Hz – 5 kHz]. L'étude a permis de référencer 4 modes propres.

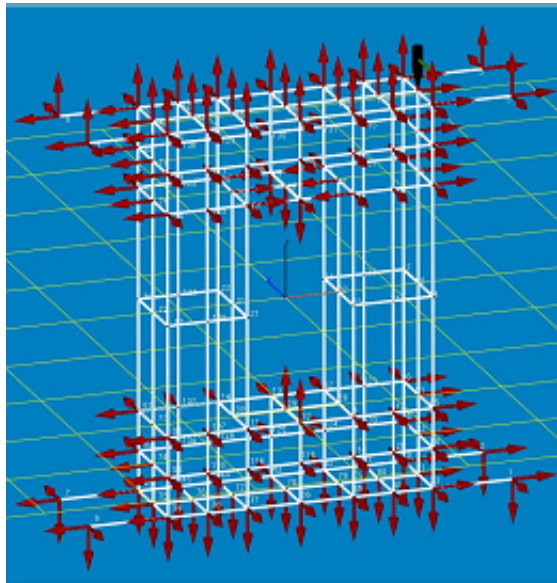


FIGURE 8.3: Maillage de la self DC

Premier mode propre à 468Hz

Comme l'on peut le constater sur la figure (8.4), le premier mode propre déterminé dans la bande de fréquence considérée est un mode de torsion. La fréquence associée est de 468 Hz.

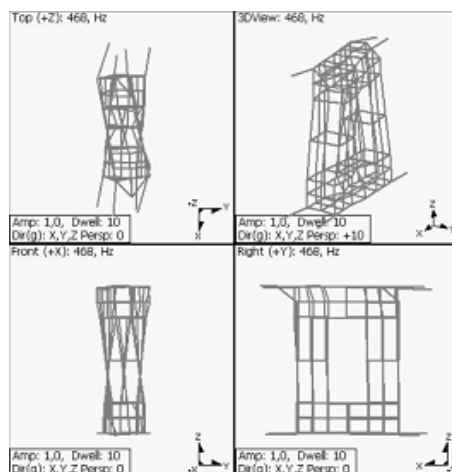


FIGURE 8.4: Premier mode propre

Deuxième mode propre à 988Hz

Comme l'on peut le constater sur la figure (8.5), le deuxième mode propre déterminé dans la bande de fréquence considérée est plan. Celui-ci s'apparente à un mode 2 pour les colonnes. Sa fréquence associée est de 988 Hz.

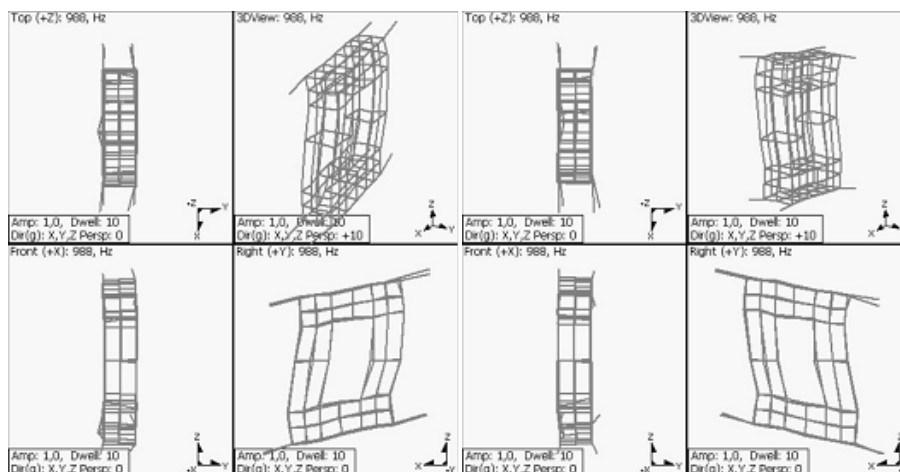


FIGURE 8.5: Deuxième mode propre

Troisième mode propre à 2100Hz

De même que le deuxième mode, le troisième mode propre de la structure est plan (Fig. 8.6). Sa fréquence associée est de 2100 Hz.

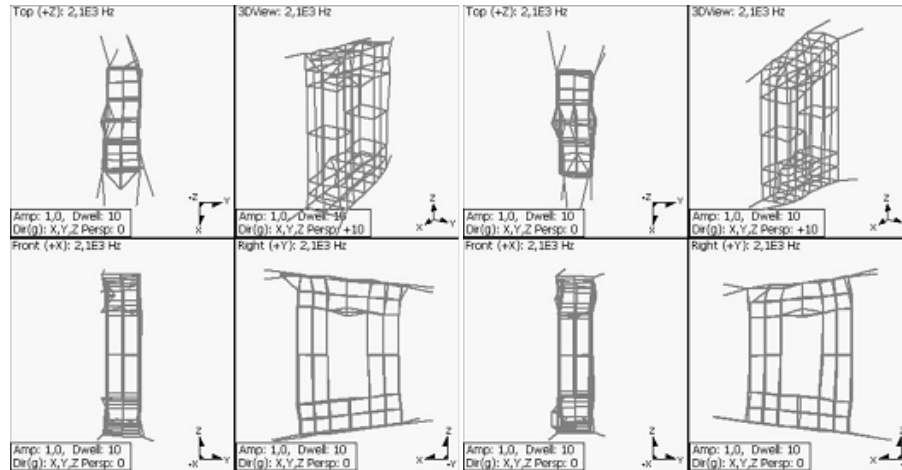


FIGURE 8.6: Troisième mode propre

Quatrième mode propre à 2320Hz

Le quatrième mode propre de la structure est également plan. Celui-ci s'apparente à un mouvement de « pompe » ou mode 0. Sa fréquence associée est de 2320 Hz. On verra par la suite que ce mode peut être particulièrement gênant au niveau acoustique.

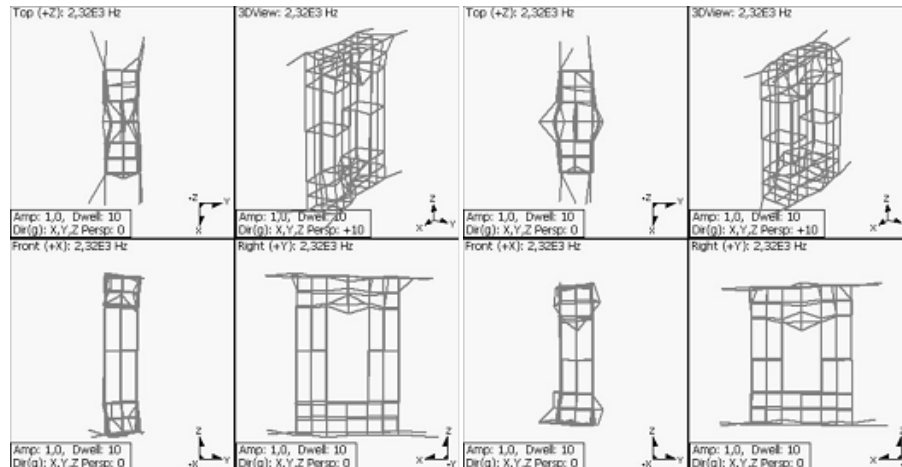


FIGURE 8.7: Quatrième mode propre

2.2 Comparaison avec une analyse modale éléments finis

Une analyse modale réalisée au marteau de choc permet d'obtenir la liste des modes propres, et leurs fréquences associées, pour une structure réelle complète. Néanmoins, il n'est pas possible dans ce cas d'étudier l'influence de telle ou telle partie de la structure sur son comportement global. Aussi, nous avons réalisé une simulation numérique d'une self de type « U/I » en ne modélisant que le circuit magnétique.

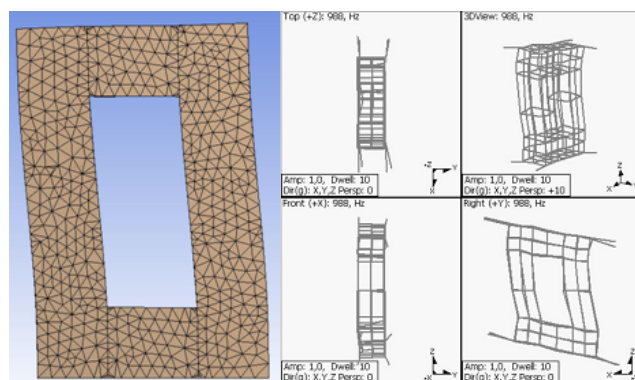


FIGURE 8.8: Comparaison entre simulation numérique et essai pour le deuxième mode de la structure

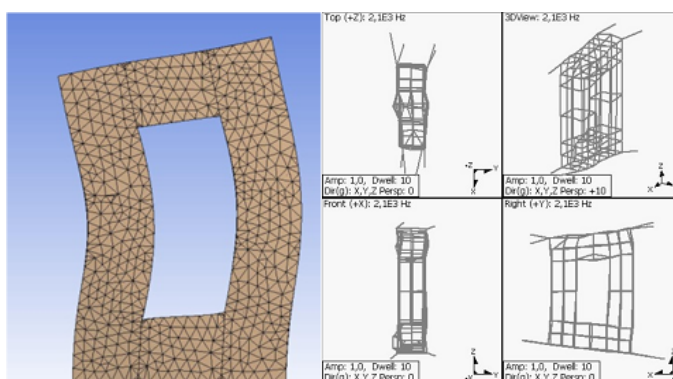


FIGURE 8.9: Comparaison entre simulation numérique et essai pour le troisième mode de la structure

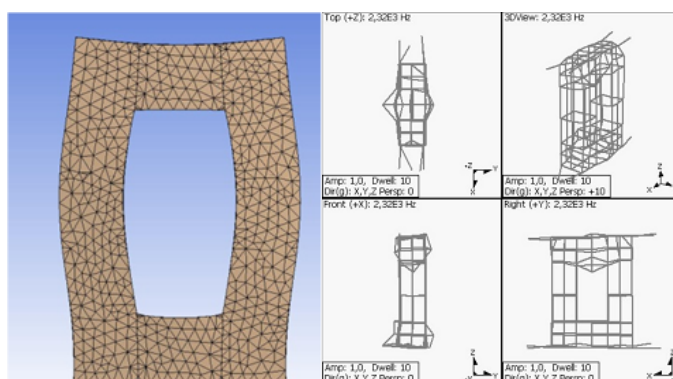


FIGURE 8.10: Comparaison entre simulation numérique et essai pour le quatrième mode de la structure

On constate sur les figures précédentes que l'on retrouve les modes propres déterminés précédemment. On peut donc en conclure que les modes propres d'une self de type « U/I » sont essentiellement lié à la déformation du circuit magnétique.

De plus, on retrouve bien le mouvement de « pompe » ou mode 0 pour une fréquence de 2320 Hz.

2.3 Analyse des déformées opérationnelles

L'analyse des déformées opérationnelles n'a malheureusement pas été effectuée sur le même composant. Ce composant possède un mode de pompe à 4000Hz identique au mode 4 de la figure (8.10).

Pour cet essai, le système est excité par un signal sinusoïdal pur de fréquence variable. La bande fréquence balayée va de 100Hz à 6kHz. On peut constater sur la figure (8.11) l'absence de « point chaud » au niveau vibratoire jusqu'aux environs de 3 kHz, puis une forte réponse de 3 kHz à 5 kHz.

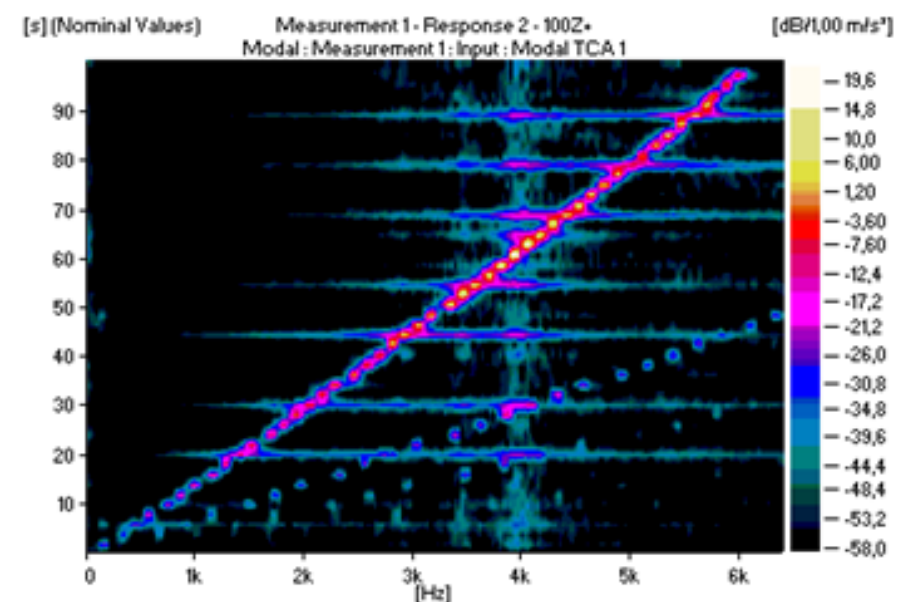


FIGURE 8.11: Réponse en fréquence de l'accélération sur la culasse de la self

ODS à 1500 Hz :

Pour cet essai, le signal d'excitation a les caractéristiques suivantes :

- Fréquence=1500 Hz
- I_{DC} = 30 A
- Amplitude de la tension : 30 V

La figure (8.12) montre les déflexions minimum et maximum de la structure dans le plan normal à culasse de la self ainsi que la FRF. On relève sur cette figure les déplacements à la fréquence de 1500Hz et ses multiples.

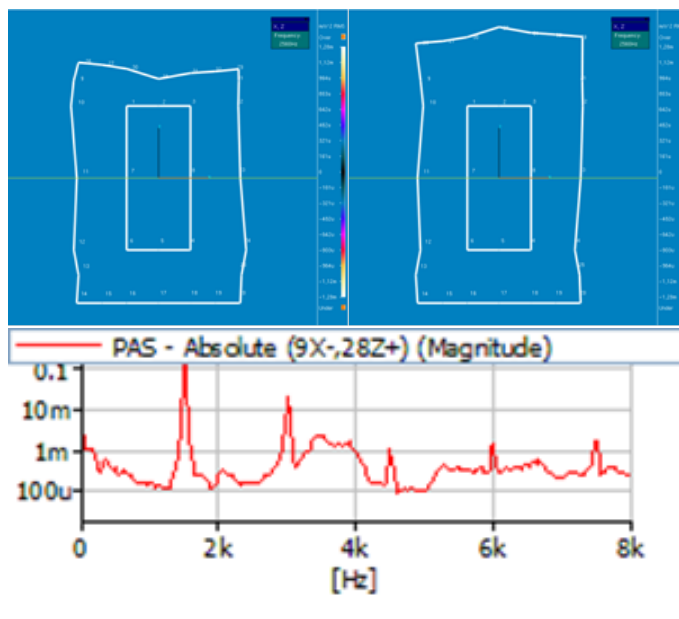


FIGURE 8.12: Déflexions minimums et maximums de la structure et FRF

ODS à 2700 Hz :

La fréquence est dans ce cas fixée à 2700Hz. La figure (8.13) montre les déflexions minimum et maximum de la structure dans le plan normal de la culasse de la self ainsi que la FRF. Sur cette seconde mesure, on relève des déplacements d'amplitude similaire à la courbe précédente à la fréquence de 2700Hz.

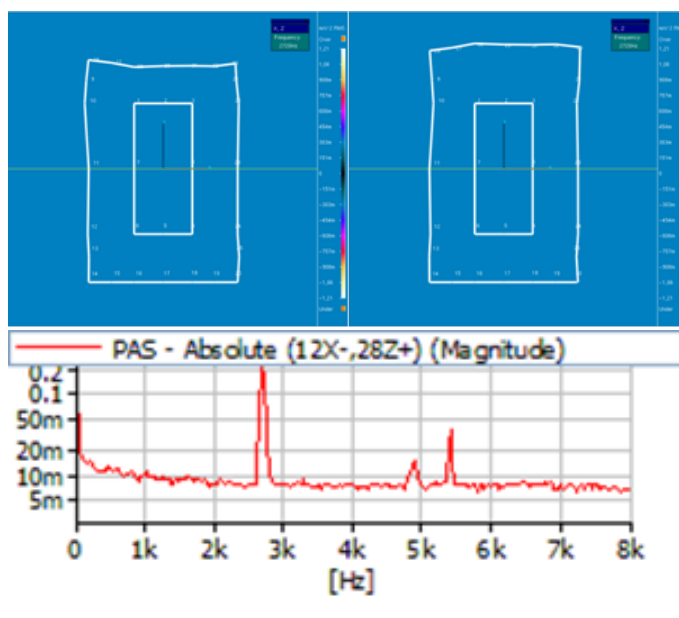


FIGURE 8.13: Déflexions minimums et maximums de la structure

ODS à 4000 Hz

Ce relevé est donné pour une fréquence de 4000Hz. Cette fréquence est une fré-

3. PREMIER MODÈLE DE PRÉDÉTERMINATION DU BRUIT ÉMIS PAR CES SELFS171

quence de résonance visible sur la figure (8.11). La figure (8.14) montre les déflexions minimum et maximum de la structure dans le plan normal de la culasse de la self. Sur cette dernière mesure, on voit effectivement l'effet de la coïncidence entre la force d'excitation et la fréquence de résonance qui nous donne un déplacement conséquent.

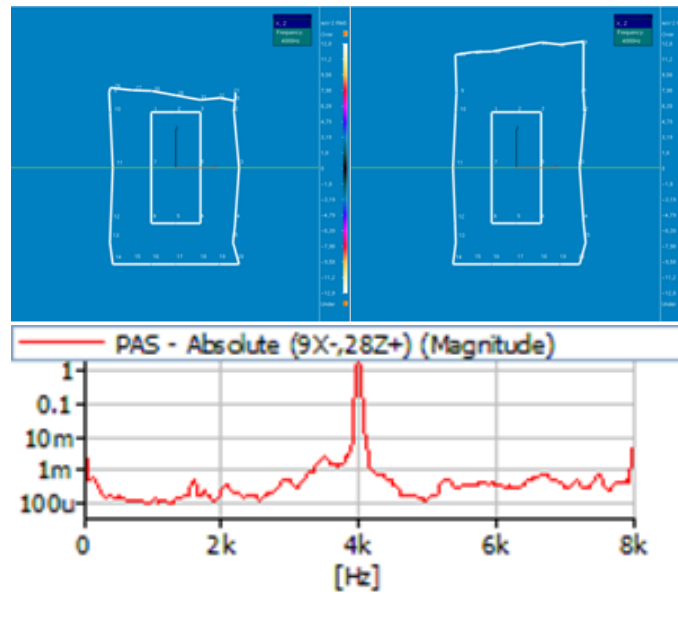


FIGURE 8.14: Déflexions minimums et maximums de la structure

2.4 Conclusion des essais

Différentes structures ont été testées et ces essais ont permis de montrer que les forces de Maxwell (situées au niveau des entrefers) entraînaient une déformation de la colonne. En effet, à partir de l'analyse des déformées opérationnelles, on a montré que ce composant avait un mode 0 (mode de respiration) qui correspond à l'allongement des colonnes (exemple figure 8.12). En ce qui concerne les autres composants comme le transformateur, il faut poursuivre l'expérimentation afin d'estimer l'effet de la magnétostriction.

3 Premier modèle de prédétermination du bruit émis par ces selfs

A partir de ces analyses d'essais, on peut considérer le mouvement de culasse décrit comme sur la figure (8.15) :

Ce dernier représente les mouvements observés sur les différentes ODS réalisées sur différentes selfs. Sur cette figure, on assimile le haut de la culasse à une plaque qui oscille autour de son point de repos. Son mouvement est donc sinusoïdal. Dans

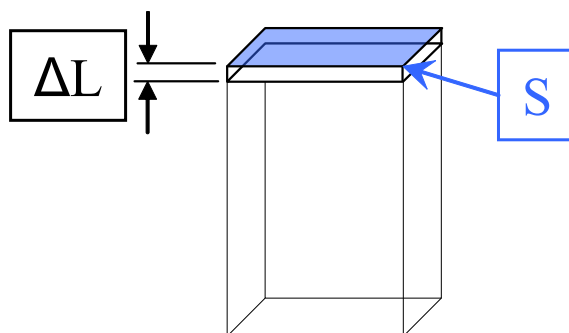


FIGURE 8.15: Oscillations en surface de la culasse

ces conditions, la puissance acoustique émise par une telle plaque peut être exprimée selon l'équation 8.1 :

$$P_{AC} = Z_0(v^2) S\sigma \quad (8.1)$$

Avec :

z_0 : l'impédance acoustique

v : la vitesse quadratique

S : la superficie de la surface oscillante

σ : le coefficient de radiation.

Ainsi, le niveau de puissance sonore peut être calculé selon l'équation 8.2 :

$$L_w = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{AC}}{P_0} \right) \quad (8.2)$$

Où P_0 représente la référence de puissance à 0 dB, et est égale à $10^{-12} W$.

A partir des différentes déformées précédemment décrites, il est donc possible de calculer le niveau de puissance sonore selon l'équation 8.2. Les résultats de ses calculs sont comparés aux mesures réalisées à l'aide d'un micro dans le tableau (8.2) :

Fréquence	Mesures	Calculs
1500Hz	50.8dB	47.1dB
2700Hz	52.9dB	50.7dB
4000Hz	62.9dB	66.7dB

TABLE 8.2: Comparaison entre mesures et calculs du bruit émis par la self DC

Sur ce tableau, les relevés et les calculs concordent validant ainsi le fait que les 2 colonnes se déformant entraînent un bruit d'origine électromagnétique.

Néanmoins, ce premier résultat n'est valable que dans le cas d'un mode 0 entraînant le déplacement de la colonne.

4 Conclusion et perspectives de travail

Le modèle de plaque permet de déterminer le bruit produit par les selfs. Un modèle semi-analytique de type masses-ressorts peut être développé [PRH⁺10] comme sur la figure (8.16). La prise en compte des effets magnétostrictifs reste à mettre en place afin de modéliser les vibrations et bruits des transformateurs.

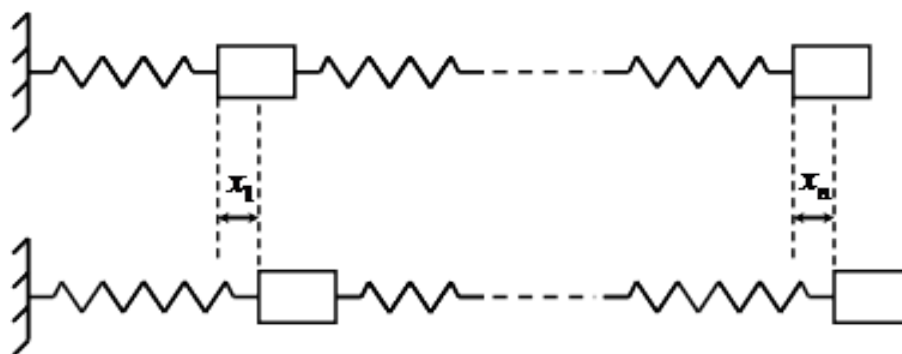


FIGURE 8.16: Modèle masses-ressorts équivalent

Les différents essais ont montré qu'en fonctionnement en dehors des fréquences de résonances, les inductances se déforment par un mouvement de pompe. Ces efforts sont d'ordre 0 et peuvent facilement exciter le mode de résonance 0.

Quatrième partie

Optimisation des composants passifs

LA CONCEPTION OPTIMALE

1	Processus d'optimisation	178
1.1	Elaboration du cahier des charges	179
1.2	Formulation du problème d'optimisation	179
1.3	La dominance des solutions	180
1.4	Optimalité des solutions	181
2	Les méthodes d'optimisation	182
2.1	Les méthodes déterministes	183
2.2	Les méthodes stochastiques	184
2.3	Les algorithmes génétiques	185
2.3.1	Codage Binaire des individus	186
2.3.2	Codage réel des individus	187
3	L'algorithme NSGA-II	187
3.1	Distance de surpeuplement	187
3.2	Opérateur de sélection	188
3.3	Algorithme	188
4	Conclusion	189

1 Processus d'optimisation

La conception des systèmes en génie électrique devient de plus en plus complexe en raison de la nature des composants et des systèmes à concevoir. La présence de fortes interactions au sein d'un système où les forts couplages multi-physiques rendent difficile la détermination d'une solution optimale. Il est donc nécessaire que le concepteur maîtrise tous les domaines physiques du composant ou du système afin de pouvoir le modéliser correctement.

Durant la phase de modélisation, les différents critères sont exprimés entre autres, en fonction des paramètres géométriques. L'objectif est de trouver le couple de paramètres qui permet de respecter les contraintes et de minimiser les différents objectifs. Dans ce genre d'approche, l'idée est de poser le problème de dimensionnement comme un problème d'optimisation sous contraintes.

Pour un cahier des charges donné, il existe plusieurs solutions réalisables. Le choix de la solution finale reposera sur la décision et les compétences du concepteur vis-à-vis des critères qu'il considère les plus importants. Le nombre de solutions optimales dépend principalement des contraintes imposées dans le cahier des charges. Plus le nombre de contraintes est élevé, plus le nombre de solutions optimales sera restreint. L'écriture d'un cahier des charges cohérent est donc importante afin de ne pas limiter l'espace des solutions.

La méthodologie employée afin de mettre en place une démarche de conception optimale est présentée sur la figure (9.1) [Sar99, Reg03].

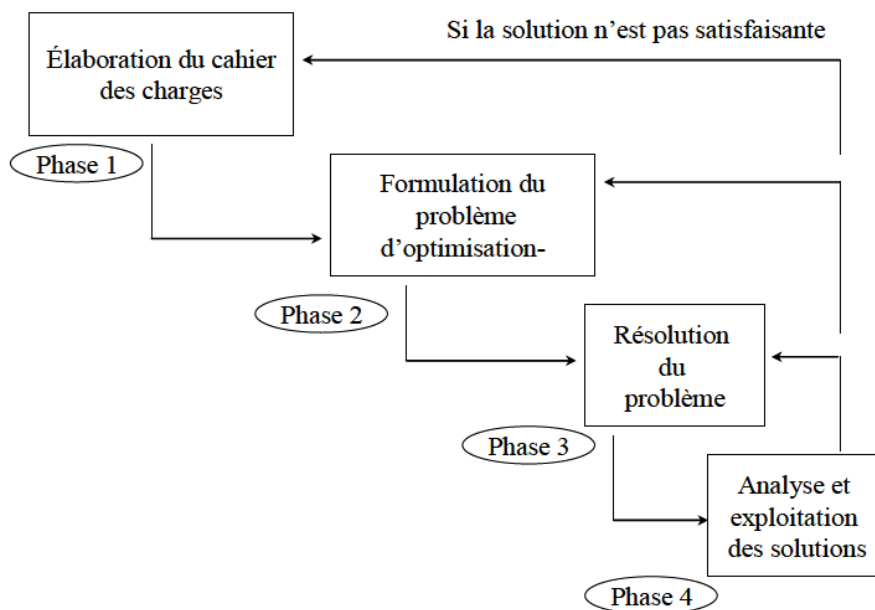


FIGURE 9.1: La démarche d'une conception optimale

1.1 Elaboration du cahier des charges

Le cahier des charges est la donnée d'entrée de la boucle d'optimisation. Celui-ci définit à la fois :

- des contraintes à respecter.
- les grandeurs physiques d'entrée du système ou du composant (tensions d'alimentations, fréquences, etc).
- des objectifs à atteindre.

Une difficulté apparaît quand le rédacteur du cahier des charges n'est pas le même que le concepteur. Les objectifs ne sont pas toujours clairement définis. Par exemple, lors de la commande d'un composant magnétique à un fournisseur, il est clair que le premier objectif à minimiser est le prix. Mais le concepteur est souvent peu informé sur les autres objectifs qui sont souvent simplement mis sous forme de contraintes (masse, rendement ...). De même, ce manque de communication et l'aspect client-fournisseur ne permet généralement pas de revenir sur les spécifications du cahier des charges. Ainsi, une contrainte spécifiée dans le cahier des charges peut devenir un critère fortement limitant sur la conception. Or, l'émetteur du cahier des charges n'intervient pas sur la conception du composant et ne peut donc effectuer une analyse de sensibilité sur les objectifs vis-à-vis des contraintes.

Un cahier des charges peut aussi comprendre des contraintes liées à l'interaction du système avec son environnement (rayonnement thermique ou magnétique du système), ou encore des contraintes écologiques (utilisation de matériaux recyclables).

1.2 Formulation du problème d'optimisation

La seconde étape consiste à écrire le problème d'optimisation en un problème mathématique. Pour cela, il est nécessaire de modéliser le composant ou le système, afin de pouvoir évaluer les objectifs à atteindre. De la précision des modèles va dépendre la validité et la pertinence des solutions obtenues. Il est très difficile de prendre en compte tous les phénomènes physiques existants au sein des éléments du système ainsi que leurs couplages et leurs interactions avec l'environnement. Il est donc impératif de fixer un certain niveau d'hypothèses pour limiter la complexité du problème.

Résoudre un problème d'optimisation multi-objectifs consiste à optimiser (minimiser ou maximiser) simultanément plusieurs fonctions objectifs généralement contradictoires, tout en respectant un certain nombre de contraintes d'égalités et d'inégalités.

Dans le but de simplifier l'écriture des problèmes d'optimisation, les objectifs seront toujours considérés à minimiser. Le passage d'un problème de minimisation à maximisation est possible en multipliant simplement par (-1) la fonction objectif. Le problème à optimiser s'écrit alors (Eq. 9.1) :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \min f_m(x) & m = 1, 2, \dots, M \\ g_j(x) \geq 0 & j = 1, 2, \dots, J \\ h_k(x) = 0 & k = 1, 2, \dots, K \\ x_i^L \leq x_i \leq x_i^U & i = 1, 2, \dots, N \end{array} \right. \quad (9.1)$$

Le problème consiste alors à minimiser les M fonctions objectifs f_m en respectant les J contraintes d'inégalités g_j et les K contraintes h_k . Tout comme les fonctions objectives, il est possible de passer d'une inégalité d'infériorité à une égalité de supériorité par le principe de dualité en multipliant celle-ci par (-1).

De même, il est possible de transformer une contrainte d'égalité par deux contraintes d'inégalité [Sar99]. Il est également envisageable d'imposer la valeur de certaines variables d'optimisation en fonction des valeurs des autres de façon à respecter les contraintes d'égalité [Deb01]. Le vecteur $x = (x_1, \dots, x_N)^T$ est appelé "vecteur de décision" et correspond à l'ensemble des N variables du problème. Ces dernières sont bornées afin de limiter l'espace de recherche du problème.

Les fonctions objectifs étant généralement contradictoires, la recherche d'un optimum global ne converge généralement pas vers une solution unique. Le compromis entre les différents objectifs à atteindre crée un ensemble de solutions toutes optimales.

1.3 La dominance des solutions

Afin de définir les solutions optimales, il est indispensable de classer les différentes solutions du problème d'optimisation multi-objectifs. Ces solutions sont ainsi classées selon leur degré de dominance. Plusieurs types de formulations existent permettant d'estimer les dominances [CS02]. La plus utilisée reste cependant la relation de dominance au sens de Pareto [Bar03].

Une solution $x^{(i)}$ domine ainsi une solution $x^{(j)}$ si les deux relations de l'équation 9.2 sont respectées.

$$\left\{ \begin{array}{l} f_m(x^{(i)}) \leq f_m(x^{(j)}) \quad \forall m \in \{1, \dots, M\} \\ \exists m \in \{1, \dots, M\} \text{ tel que } f_m(x^{(i)}) < f_m(x^{(j)}) \end{array} \right. \quad (9.2)$$

Dans le cas où l'une de ces deux relations n'est pas respectée, alors on ne peut affirmer que la solution $x^{(i)}$ domine $x^{(j)}$. Ainsi une et une seule des affirmations suivantes est possible pour un couple de solutions $x^{(i)}$ et $x^{(j)}$:

- $x^{(i)}$ domine $x^{(j)}$.
- $x^{(i)}$ est dominé par $x^{(j)}$.

- $x^{(i)}$ et $x^{(j)}$ sont équivalentes au sens de la dominance.

Afin d'illustrer le principe de dominance, considérons un problème d'optimisation à deux objectifs où les fonctions $f_1(x)$ et $f_2(x)$ sont à minimiser. Cinq solutions de ce problème sont représentées dans l'espace des objectifs à la figure (9.2). Il est ainsi possible de montrer que :

- La solution 2 domine la solution 4, car les fonctions objectifs au point 2 sont inférieures au point 4.
- La solution 2 et la solution 1 sont équivalentes au sens de la dominance car la solution 1 est plus performante que la solution 2 du point de vue de la fonction f_1 mais elle est moins performante que la solution 2 pour la fonction f_2 . Aucune de ces deux solutions ne minimise simultanément f_1 et f_2 vis-à-vis de l'autre solution.

De cette méthode de classification, il est possible de définir un critère d'optimalité.

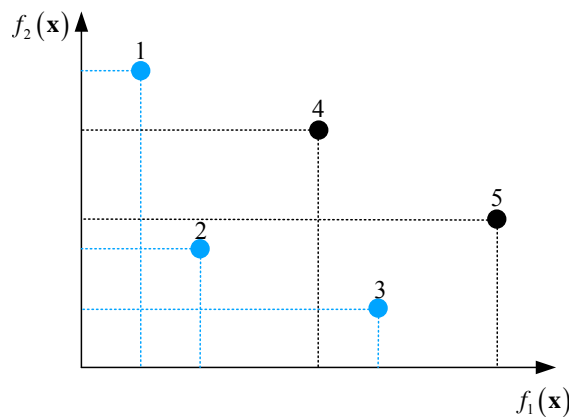


FIGURE 9.2: Principe de dominance

1.4 Optimalité des solutions

Les solutions optimales d'un problème multi-objectif, sont composées de l'ensemble des solutions qui ne sont jamais dominées par rapport à l'équation 9.2. Ces solutions représentent ainsi les meilleurs compromis du problème multi-objectif et forment le front de Pareto dans l'espace des objectifs. Ce front est représenté sur la figure (9.2) par l'ensemble des points bleus et sur la figure (9.3). Deux points particuliers sont également mis en évidence sur cette dernière figure. Ces deux points sont déterminés par rapport au front de Pareto. Le premier, appelé Point idéal, correspond aux meilleures valeurs de chaque objectif du front de Pareto. A l'inverse, le second appelé point Nadir, correspond aux moins bonnes valeurs.

Il est possible également de classer les solutions par rang de dominance. Les solutions non dominées sont affectées au rang 1. Ces solutions sont enlevées de l'espace des objectifs et le front de Pareto est redéterminé. Ces nouvelles solutions optimales

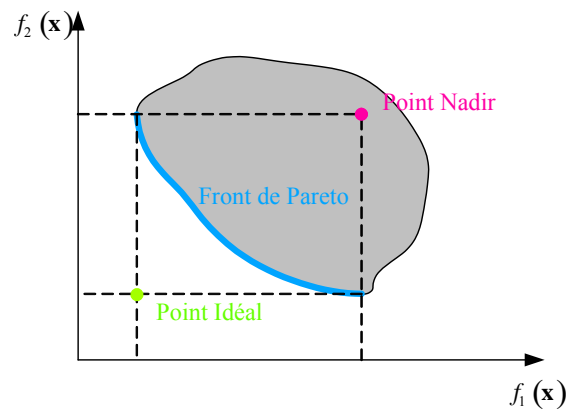


FIGURE 9.3: Front de Pareto

sont affectées au rang 2. Cette procédure est ainsi effectuée jusqu'à ce qu'il ne reste plus de points de solution. Ce classement est parfois utile pour les algorithmes d'optimisation comme il sera vu par la suite.

Le front de Pareto n'est pas toujours continu. Il peut être composé d'un ensemble discret de fronts de Pareto continus. Cette discontinuité peut avoir plusieurs origines. Tout d'abord les contraintes du problème peuvent supprimer des zones dans l'espace des objectifs créant des cassures dans le front. Ce problème peut également être la cause de variables discrètes, ou la présence de zones optimales locales (Fig. 9.4).

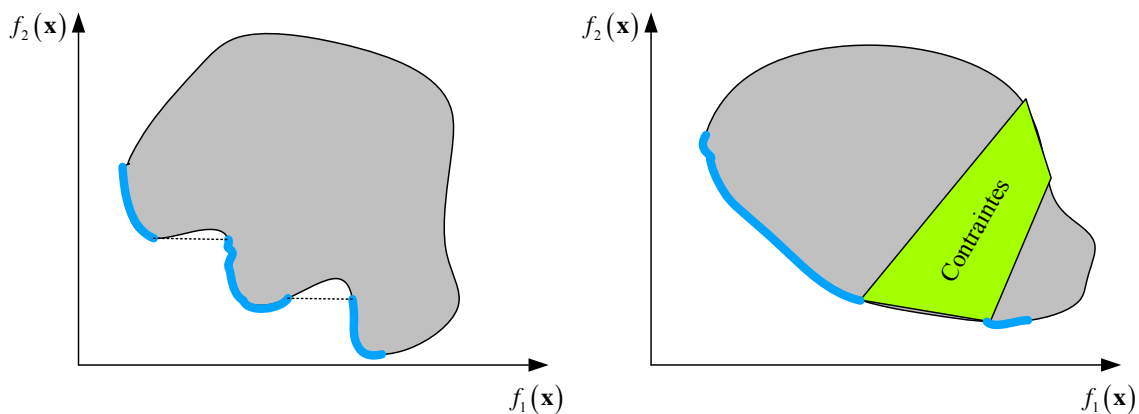


FIGURE 9.4: Fronts de Pareto discontinus

2 Les méthodes d'optimisation

Les méthodes d'optimisation peuvent être caractérisées selon les critères suivants [Bri07] :

La sensibilité ou la robustesse :

Une méthode est dite robuste si le résultat de l'optimisation est peu sensible aux

paramètres de contrôle et aux conditions initiales.

Les opérateurs de recherche fondamentaux :

La recherche de l'optimum d'une fonction se fait généralement en deux étapes fondamentales : l'exploration et l'exploitation [Sar99]. L'exploration a pour objectif de localiser un optimum de la fonction tandis que l'exploitation a pour objectif de trouver l'optimum global. Certaines méthodes de résolution n'utilisent qu'une des deux étapes pour converger vers l'optimum.

Le mode de recherche de l'optimum :

Deux modes de recherche existent. Le mode déterministe et le mode stochastique. Le premier donnera toujours les mêmes résultats pour des conditions et des paramètres identiques tandis que le mode stochastique fait appel au hasard et aux probabilités. Ainsi deux optimisations avec les mêmes paramètres peuvent amener à des résultats différents.

L'ordre de la méthode d'optimisation :

L'ordre définit le besoin de connaître les différentes dérivées des fonctions objectifs. Ainsi une fonction d'ordre zéro n'a besoin que de connaître les valeurs des fonctions, alors qu'une méthode d'ordre deux nécessite de pouvoir estimer les dérivées secondes des fonctions objectifs

Les méthodes d'optimisation sont généralement classées selon le mode de recherche de l'optimum. Les méthodes déterministes seront en premier étudiées, puis les méthodes stochastiques seront présentées.

2.1 Les méthodes déterministes

Comme leur nom l'indique, pour un problème donné et pour un point de départ donné, ces méthodes convergent toujours vers le même optimum en parcourant de la même manière l'espace des solutions. Cette famille peut être, à son tour, scindée en deux sous-familles : les méthodes de gradient et les méthodes géométriques ou heuristiques

Les méthodes de gradient

La recherche de l'optimum est orientée à l'aide du calcul des dérivées partielles de la fonction objectif, permettant de s'orienter rapidement vers la direction de l'optimum le plus proche. Parmi ces méthodes, on peut citer notamment les méthodes de Newton ou quasi-Newton.

Ces méthodes présentent principalement trois inconvénients :

- Elles nécessitent le calcul des dérivées partielles qui ne sont pas toujours évitables à obtenir notamment dans les cas de modèles numériques où leur évaluation par différences finies n'est pas aisée.
- Elles ne garantissent réellement qu'une convergence locale et se laissent aisément piégées par des optimums locaux dans le cas de problèmes multimodaux. Cette caractéristique oblige généralement l'utilisateur à réaliser plusieurs optimisations avec des configurations initiales différentes pour s'assurer de la convergence.
- Elles sont applicables à des problèmes continus ; elles ne permettent donc pas de tenir compte directement d'éventuels paramètres discrets tels que le nombre de paires de pôles ou le nombre d'encoches dans une machine électrique.

Les méthodes de gradient présentent toutefois deux avantages très intéressants. Le premier étant qu'elles convergent rapidement surtout quand on dispose d'une expression symbolique exacte des dérivées partielles [Wur96]. Le second est qu'elles possèdent des critères exactes de convergence. Il est donc possible de dire avec quelle précision un optimum est atteint. Ceci permet d'obtenir de bonnes solutions en ajustant la précision de convergence.

Les méthodes géométriques ou heuristiques

Ces méthodes utilisent uniquement les valeurs de la fonction objectif. Elles explorent l'espace des solutions par essais successifs en recherchant les directions les plus favorables. Comme pour les méthodes gradient, la convergence des méthodes géométriques reste locale, mais la robustesse est meilleure, en particulier si la fonction à optimiser est faiblement bruitée ou discontinue. Le principal inconvénient de ces méthodes réside dans l'augmentation du coût de calcul lorsque le nombre de variables de conception augmente. Parmi les heuristiques les plus couramment employées, nous trouvons les méthodes de Hooke and Jeeves [BD95], de Nelder et Mead, de Rosenbrock et de Powell [Kon93].

2.2 Les méthodes stochastiques

Les méthodes stochastiques utilisent des méthodes aléatoires et probabilistes pouvant mener à des résultats différents pour des paramètres identiques. Les algorithmes les plus utilisés en génie électrique sont : le recuit simulé, les algorithmes génétiques [Deb01]. D'autres méthodes peuvent être utilisées, comme les essaims de particules [KE95], ou les colonies de fourmis [DBS06] (Fig. 9.5).

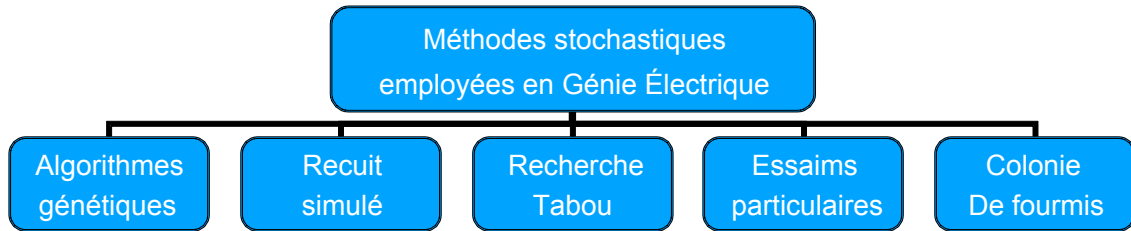


FIGURE 9.5: Différentes méthodes stochastiques employées en Génie électrique

2.3 Les algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des méthodes d'optimisation qui se basent sur les règles de la génétique et de la sélection naturelle. Ceux-ci partent d'une population de solutions générées aléatoirement. Chaque individu de la population décrit une solution, et est représenté par ses variables de conception ou par un codage de celles-ci (chromosome).

Ainsi des opérateurs génétiques (croisement, mutation) sont employés sur la population pour en créer une nouvelle. Ces opérateurs permettent d'obtenir des générations de population plus performantes que les précédentes. Meilleur est l'individu, plus grandes seront ses chances de survivre et se reproduire, jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit satisfait, typiquement un nombre de générations fixé ou une valeur cible atteinte par les fonctions objectifs (Fig. 9.6).

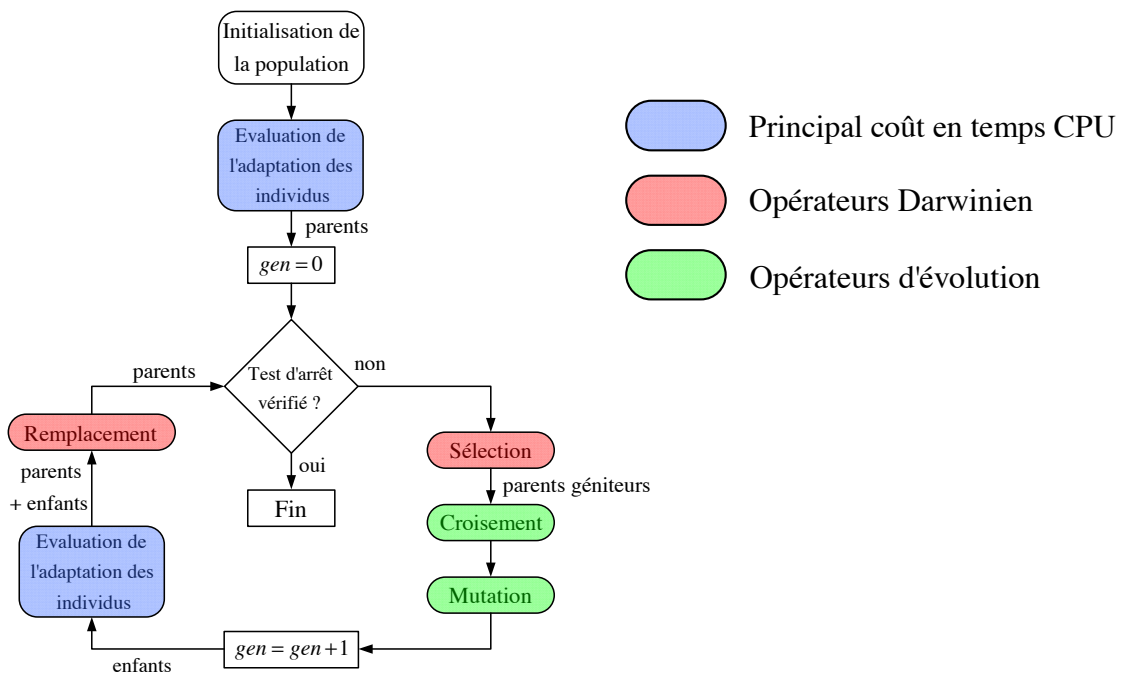


FIGURE 9.6: Algorithme Génétique

Parmi les avantages des algorithmes génétiques, on peut mentionner que :

- La Méthode est applicable aussi bien aux problèmes continus qu’aux problèmes discrets ou mixtes.
- Les algorithmes génétiques n’utilisent que la valeur de la fonction objectif (et non pas sa dérivée ou un calcul intermédiaire).
- Les éventuelles discontinuités de la fonction objectif ont peu d’effets sur la convergence de ces algorithmes ; ils se laissent difficilement piéger par des optimums locaux.
- Ils peuvent traiter un grand nombre de paramètres, et sont très bien adaptés au calcul en parallèle.

Toutes ces caractéristiques contribuent à ce que les algorithmes génétiques soient efficaces pour une grande variété de problèmes d’optimisation.

2.3.1 Codage Binaire des individus

A l’origine, les algorithmes génétiques utilisaient un codage binaire afin de décrire chaque individu. Les différentes variables de chaque individu étaient écrites en binaire et concaténées sous la forme d’une chaîne de longueur fixe, donnant naissance à un chromosome (Fig. 9.7).

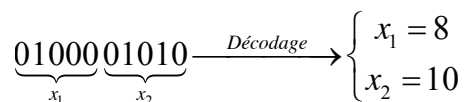


FIGURE 9.7: Exemple de chromosome à deux variables

Ce type de codage s’adapte bien aux problèmes où les variables d’optimisation sont discrètes ou booléennes. Dans le cas de variables continues, l’écriture sous forme binaire et la limitation de la taille de la chaîne entraînent une discrétisation de la variable pouvant limiter la justesse des solutions optimales. Il est donc recommandé d’écrire les chromosomes sous une forme linéaire [Ver12].

Le croisement

Le croisement est un processus aléatoire appliqué séquentiellement à des couples de parents pris au hasard dans la population issue de la sélection . Il consiste à échanger une partie du matériel génétique des parents pour former deux nouveaux individus appelés enfants et est vu comme l’opérateur d’exploration essentiel des algorithmes génétiques (Fig. 9.8). Les parents après croisement peuvent soit être retirés de la population des parents géniteurs (croisement avec remplacement) soit être conservés pour avoir une nouvelle chance de se reproduire (croisement sans remplacement).

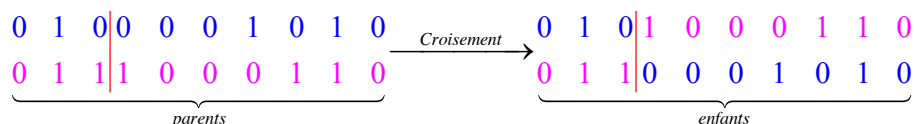


FIGURE 9.8: Croisement de deux parents

La mutation

La mutation est une altération aléatoire des bits d'un chromosome comme l'illustre l'exemple de la figure (9.9) où un seul bit est altéré. La mutation est associée avec une probabilité qui est généralement très faible. Son rôle principal est de garantir une diversité au sein de la population. La mutation permet ainsi d'éviter de converger trop vite vers un optimum local.

$$0100001010 \xrightarrow{\text{Mutation}} 0101001010$$

FIGURE 9.9: Mutation d'un individu

2.3.2 Codage réel des individus

En raison de l'aspect linéaire de l'écriture des individus, cette méthode de codage permet d'améliorer la justesse des solutions obtenues et permet de limiter la taille des chromosomes dans le cas de problèmes avec beaucoup de variables. Cependant, les opérateurs de croisement et de mutation ne sont plus aussi intuitifs qu'avec le codage binaire. Ce codage linéaire est décrit dans [Ver12]

3 L'algorithme NSGA-II

L'algorithme NSGA-II, proposé au début des années 2000 par [DPAM02], s'affirme actuellement comme l'algorithme évolutionnaire le plus populaire et un des plus utilisés grâce à sa simplicité et son efficacité [Deb07]. Il s'agit d'un algorithme élitiste ainsi dénommé afin d'indiquer les origines de la nouvelle approche. En fait, seul le principe de calcul de la performance des individus de cet algorithme est hérité de son prédécesseur : le NSGA. En effet, le NSGA-II utilise un opérateur de sélection, basé sur la notion de distance de surpeuplement, bien différent de celui utilisé dans le NSGA.

3.1 Distance de surpeuplement

La distance de surpeuplement d_i a été introduite dans NSGA-II afin d'estimer la densité des solutions qui sont situées dans le voisinage d'une solution particulière $x^{(i)}$. Celle-ci se calcule sur la base d'un hypercube ayant comme sommets les solutions les

plus proches de la solution $x^{(i)}$ (c'est-à-dire celle dont on cherche à calculer sa distance de surpeuplement). La distance d_i apparaît alors comme le demi-périmètre de cet hypercube.

Le but de la distance de surpeuplement est d'obtenir des fronts de Pareto les plus uniformes possible avec une bonne répartition des solutions. Il est inutile que trop de solutions similaires restent dans la population. Ainsi les individus présents dans des zones désertes sont favorisés afin de développer ces zones.

Combinée à la procédure de « ranking », la notion de distance de surpeuplement crée un opérateur de sélection conservant les individus de rangs les plus faibles, c'est-à-dire les mieux adaptés, tout en maintenant la diversité. En effet, pour des individus appartenant à un même front, la diversité des solutions est maintenue en sélectionnant les individus ayant la plus grande distance de surpeuplement, c'est-à-dire ceux appartenant aux régions les moins peuplées.

3.2 Opérateur de sélection

L'opérateur de sélection utilisé dans le NSGA-II est basé sur le rang et la distance de surpeuplement des individus.

Chaque individu $x^{(i)}$ de la population possède un rang non dominé r_i dans la population et une distance de surpeuplement d_i . Sur la base de ces deux propriétés, un individu $x^{(i)}$ remportera le tournoi contre un individu $x^{(j)}$, si une des conditions suivantes est respectée :

- La solution $x^{(i)}$ possède un meilleur rang, c'est-à-dire si $r_i < r_j$.
- Les deux solutions possèdent le même rang mais la solution $x^{(i)}$ possède une distance de surpeuplement plus grande, c'est-à-dire si $r_i = r_j$ et $d_i > d_j$.

Autrement dit, ce mode de sélection favorise soit l'individu de rang le plus faible, soit l'individu situé dans la région la moins peuplée si les deux individus appartiennent au même rang. Ainsi, les meilleurs individus seront sélectionnés en priorité et ensuite, ce sont ceux appartenant aux zones les moins peuplées qui le seront. L'élitisme et le maintien de la diversité des solutions dans la population sont donc garantis.

3.3 Algorithme

Le schéma de principe du fonctionnement général du NSGA-II est identique à celui d'un algorithme évolutionnaire présenté à la figure (9.6). Tout d'abord, la première population P_0 (de taille N_{pop}) est aléatoirement créée et l'adaptation de ces individus évaluée. A ce stade, chacun d'entre eux se voit attribuer un rang et une distance de surpeuplement. A partir de l'opérateur de sélection présenté au point précédent, des parents géniteurs sont alors sélectionnés pour donner naissance à la première population enfant Q_0 (également de taille N_{pop}). Pour ce faire, les opérateurs de croisement

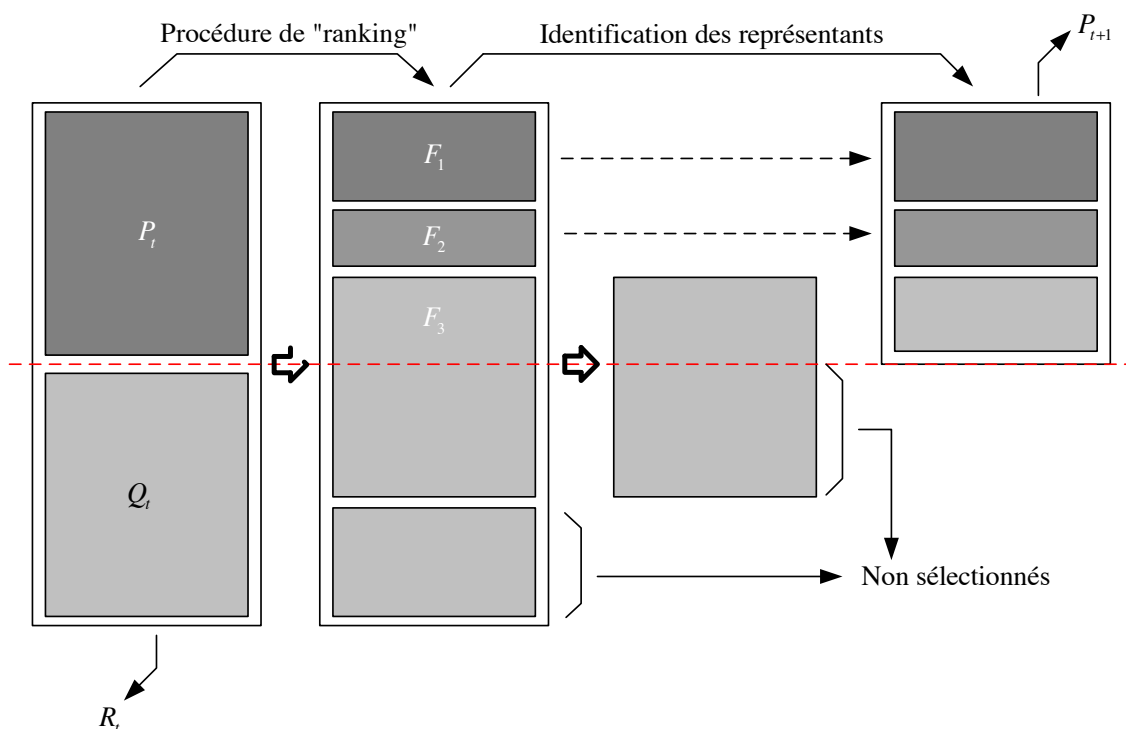


FIGURE 9.10: Algorithme NSGA-II

et de mutation discutés précédemment sont utilisés. A ce moment, deux populations coexistent : la population parent P_0 et la population enfant Q_0 . Une fois l'adaptation de cette dernière évaluée, les deux populations sont combinées pour en créer une nouvelle R_0 de taille $2 \cdot N_{pop}$. Afin de sélectionner les N_{pop} meilleurs individus qui constitueront la population parent P_1 de la génération suivante, deux étapes sont nécessaires. Celles-ci sont illustrées à la figure (9.10). Dans un premier temps, la procédure de « ranking » est appliquée afin de classer les individus de R_0 en fronts non dominés F_i . La seconde étape consiste, quant à elle, à construire la population P_1 contenant les N_{pop} meilleurs individus de R_0 . Il faut pour cela inclure intégralement les meilleurs fronts F_i tant que le nombre d'individus présents dans R_1 est inférieur à N_{pop} (c'est le cas des deux premiers fronts de la figure 9.10).

4 Conclusion

L'algorithme NSGAII a donc été choisi pour effectuer une démarche de conception optimale. De part ses caractéristiques, cet algorithme est très adapté à ce type de problème. Un exemple d'optimisation est donné dans le chapitre suivant.

APPLICATION DE L'OPTIMISATION AUX COMPOSANTS PASSIFS

1	Optimisation bi-objectif d'une self triphasée	192
2	Analyse des résultats	195
3	Analyse de sensibilité	197
4	Conclusion	198

Dans cette partie, le modèle multi-physique présenté dans la partie III est couplé avec un algorithme d'optimisation (Fig. 10.1). Le but est de trouver des solutions de composants respectant les contraintes imposées et minimisant les objectifs.

L'algorithme NSGA-II présenté précédemment est utilisé. De par le nombre important de simulations nécessaires, il n'est pas possible d'inclure de modèle éléments finis. Le modèle multi-physique qui a été présenté utilise dans le cas de l'optimisation un modèle aérodynamique semi-analytique. Celui-ci, bien que moins précis que le modèle élément finis, suffit afin de réaliser un pré-dimensionnement [RPH⁺ 10].

1 Optimisation bi-objectif d'une self triphasée

Une optimisation bi-objective d'une self triphasée est présentée dans cette partie. Le but de cette optimisation est d'illustrer le compromis Poids-Pertes qui existe dans ce type de composant, ces deux fonctions objectifs étant antagonistes. Le spectre du courant est imposé et comporte beaucoup d'harmoniques liés aux effets des convertisseurs. Ce spectre est imposé comme étant le plus défavorable : valeur limite imposée sur chaque harmonique. (Fig. 10.2).

Deux contraintes sont imposées sur le problème d'optimisation :

- Une température maximale inférieure à 90°C,
- Les couches de conducteur ont le même nombre de spires.

A cause de cette dernière contrainte, le nombre de couches se doit d'être un diviseur du nombre de spires par colonne. Cela limite, entre autre, les efforts exercés sur les bobines en cas de court circuit. Les contraintes de volumes ne sont pas imposées afin de laisser le plus de liberté possible à l'algorithme.

Dix variables de conception ont été choisies. Le tableau (10.1) montre ces variables ainsi que leurs bornes. D'autres variables auraient pu être ajoutées telles que le type de matériaux conducteur, le choix du type d'isolant, etc.

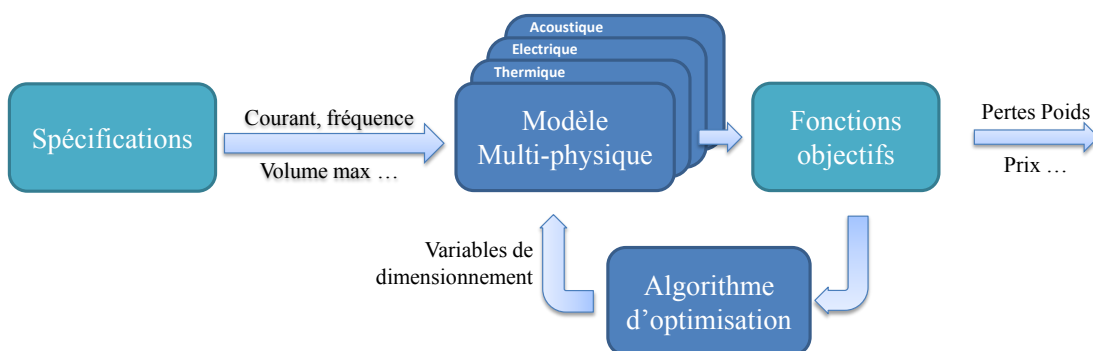


Figure 10.1: Modèle multiphysique imbriqué dans une boucle d'optimisation

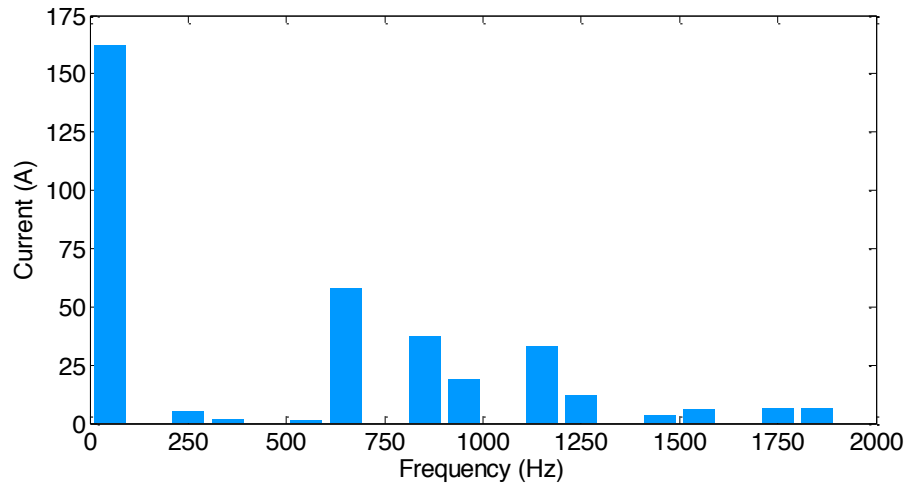


FIGURE 10.2: Spectre d'harmoniques de courant de la self

Table 10.1: Variables de dimensionnement

Variable	Description	Limites
$B(T)$	Induction maximale	[0.5; 1.8]
N_s	Nombre de tours de conducteur	[10; 100]
$J(A.mm^2)$	Densité de courant]0; 4]
α_{wire}	Facteur de forme du conducteur]0; 1]
α_{mag}	Facteur de forme du circuit magnétique	[0.3; 3]
$N_{ducts-side}$	Nombre de canaux latéraux	[0; 10]
$N_{ducts-up}$	Nombre de canaux inférieurs et supérieurs	[0; 10]
$Duct_{thick}(mm)$	Epaisseur des canaux	[5; 20]
$N_{s/m}$	Ratio entre le nombre de spires et le nombre de couches]0; 200]
$N_{conductors}$	Nombre de conducteurs en parallèle	[1; 10]

Les géométries (largeur et hauteur) du conducteur $(x_w; y_w)$ et du circuit magnétique $(x_m; y_m)$ ne sont pas directement imposées par l'algorithme d'optimisation, mais obtenues grâce à un facteur de forme (Eq. 10.1 et 10.2).

$$\begin{aligned}
 x_w &= \sqrt{\frac{I_{eff}}{\alpha_{wire} \cdot J}} \\
 y_w &= \alpha_{wire} \cdot x_w \\
 \alpha_{wire} &\in]0; 1]
 \end{aligned}
 \tag{10.1}$$

$$\begin{aligned}
 x_m &= \sqrt{\frac{L \cdot I_{eff}}{N_s \cdot B}} \\
 y_m &= \alpha_{mag} \cdot x_m \\
 \alpha_{mag} &\in [0.3; 3]
 \end{aligned}
 \tag{10.2}$$

Un certain nombre de paramètres sont quant à eux imposés :

- Matériau électrique : Cuivre
- Matériau isolant : Nomex 414
- Matériau magnétique : M6X
- Forme du conducteur : Méplat ou bande.

Une des difficultés dans une procédure d'optimisation concerne le choix des variables de conception. Un choix judicieux de ces variables peut permettre d'améliorer la robustesse et la rapidité de l'optimiseur. Par exemple, utiliser un facteur de forme pour le conducteur permet de maximiser l'espace de recherche des solutions valides. La figure (10.3) met en avant la comparaison du domaine de validité entre l'utilisation directe des variables $(x_w; y_w)$ et de l'utilisation des variables $(J; \alpha_{wire})$. Il est inutile que l'algorithme perde son temps à chercher à employer des conducteurs trop petits engendrant des températures de fonctionnement trop importantes. La même approche est employée avec la géométrie du circuit magnétique en liant la section magnétique avec l'induction.

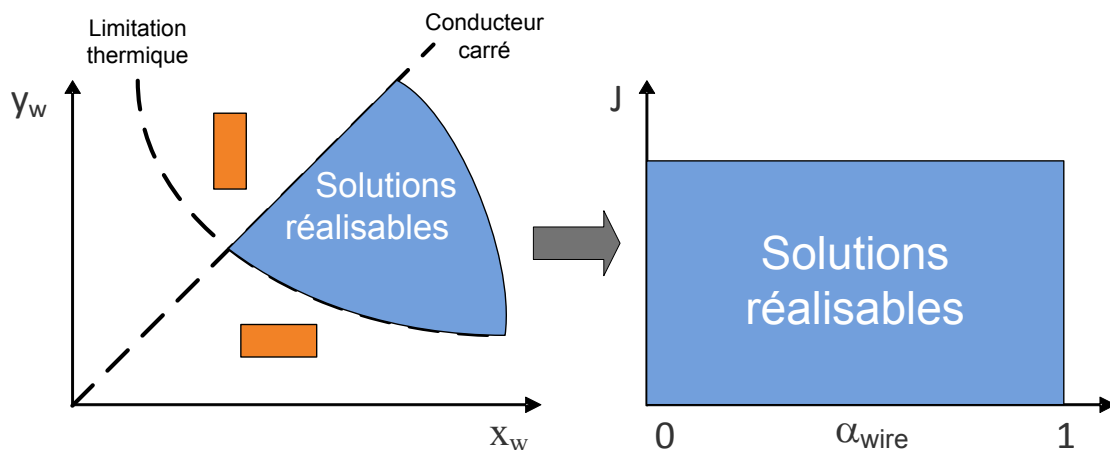


Figure 10.3: Amélioration de l'espace des solutions valides

L'algorithme NSGA-II a été configuré avec une population initiale de 250 individus et 40 générations ont été nécessaires. Le compromis entre le poids et les pertes totales est présenté sur la figure (10.4) qui est obtenue après 10 minutes de calculs sur un processeur Core 2 Duo. Deux solutions indiquées sur la figure sont détaillées par la suite

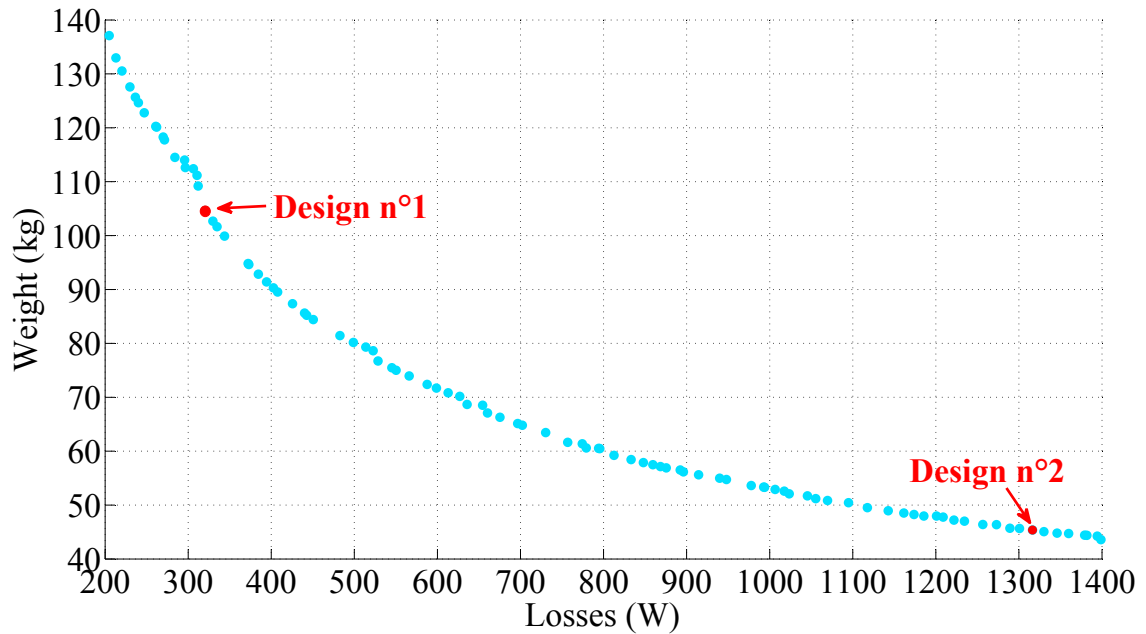


Figure 10.4: Compromis entre le poids et les pertes d'une self triphasée

2 Analyse des résultats

Deux solutions sont présentées sur la figure (10.5). Ces deux solutions sont opposées vis-à-vis des critères d'optimisation. Le premier composant est lourd, mais produit peu de pertes contrairement au deuxième composant qui est bien moins encombrant, mais en contrepartie son rendement est inférieur.

Les deux solutions respectent la contrainte de température imposée et le premier reste assez froid, car ses pertes sont faibles et les surfaces d'échanges importantes.

La géométrie des deux solutions s'approche de la forme d'un cube, limitant ainsi le volume et le donc le poids des deux selfs.

La figure (10.6) reproduit trois fois le front de Pareto de la figure (10.4). Ce graphique montre l'évolution de trois paramètres le long du front. Il apparaît que la valeur d'induction et la densité de courant évoluent dans le même sens afin de réduire la masse du composant. La valeur d'induction ne dépasse cependant pas 1.6T pour valider la contrainte thermique.

L'intérêt d'un modèle couplé avec une boucle d'optimisation montre tout son intérêt ici, car il est possible d'ajuster finement les paramètres d'induction et de densité de courant tout en garantissant une solution fonctionnelle. Cette démarche de conception permet de s'abstenir de poser une limite de densité de pertes volumiques comme dans la partie 5

Contrairement aux deux autres paramètres, le nombre de spires n'évolue pas beaucoup et les solutions optimales semblent converger vers une valeur d'environ 70 spires.

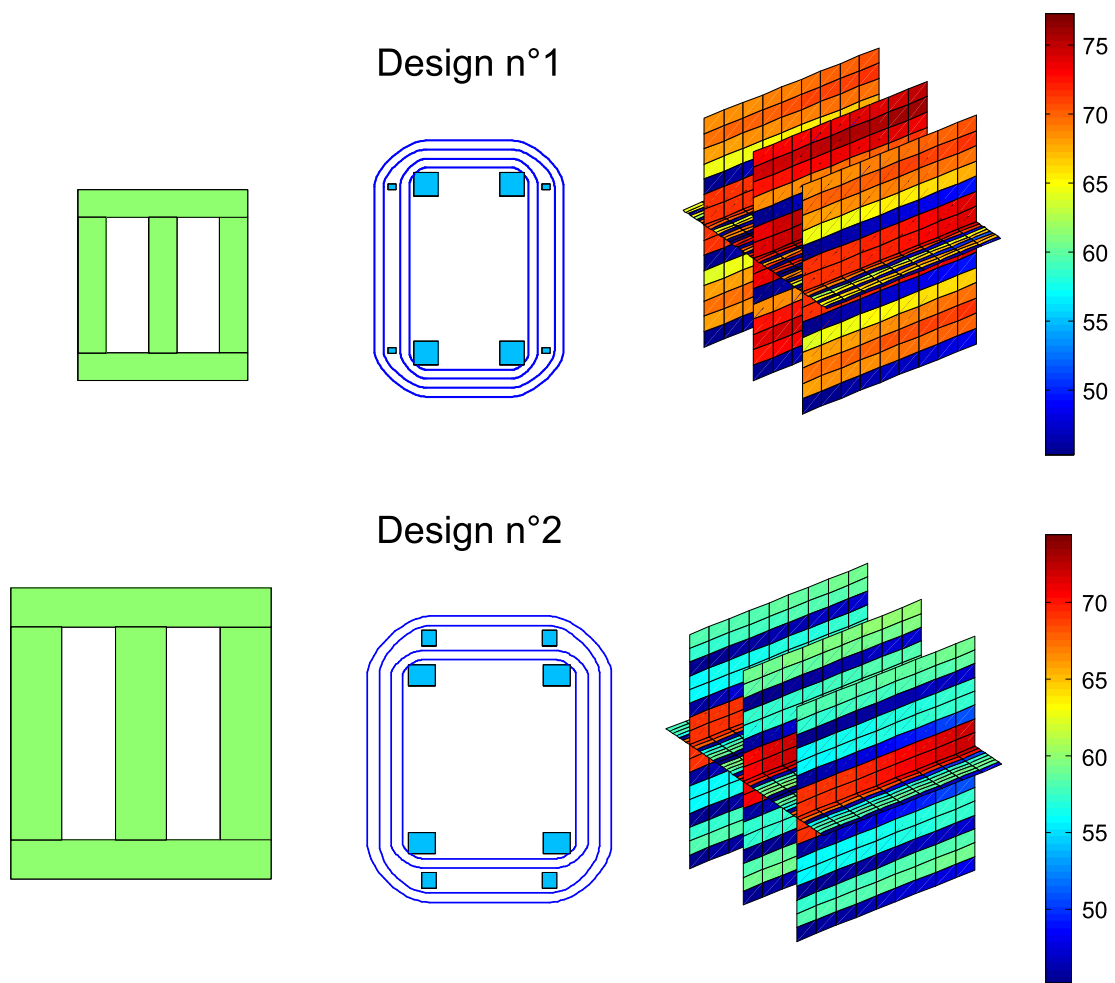


FIGURE 10.5: Détail des deux solutions étudiées

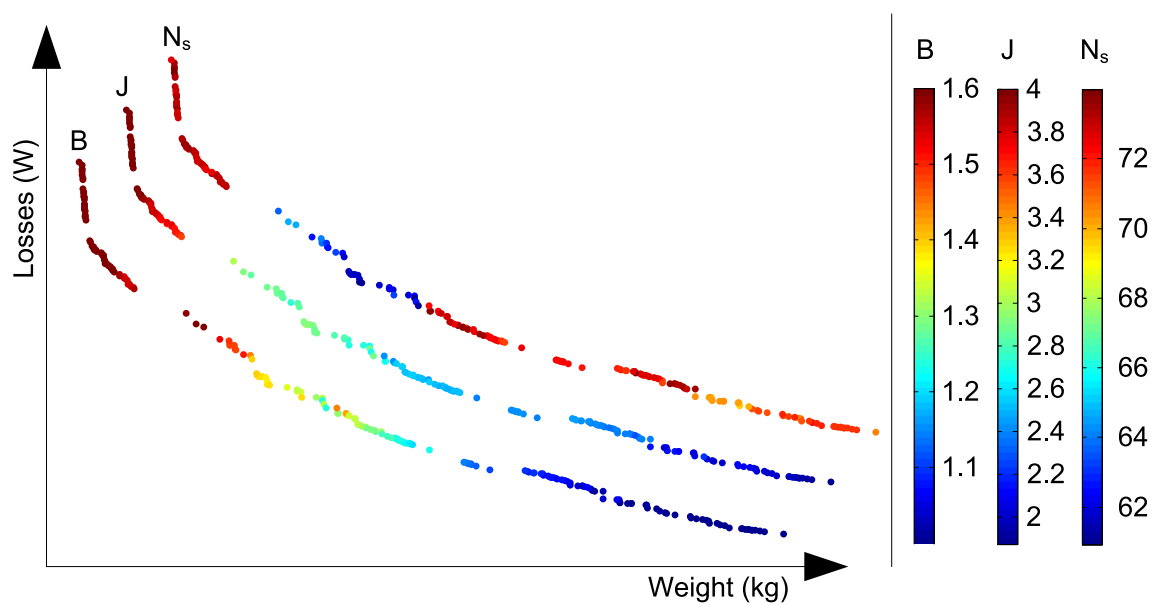


Figure 10.6: Evolution de trois variables sur le front de Pareto

3 Analyse de sensibilité

Les méthodes d'optimisation multi-objectifs fournissent plusieurs solutions optimales respectant les contraintes imposées. Il est cependant important de vérifier la robustesse des solutions proposées. Il est en effet possible que les fonctions objectifs évoluent fortement sous l'action d'une faible variation d'un paramètre. Or durant la fabrication d'un composant magnétique, des paramètres peuvent évoluer à cause des dispersions de fabrication.

L'analyse de sensibilité répond à cette problématique. Si la sensibilité est trop importante, la fabrication du composant devra être très soignée pour garantir le bon fonctionnement du composant. Une analyse de sensibilité est effectuée sur la seconde solution. La méthode des plans d'expériences est utilisée [VHAHB05]. L'étude s'est limitée à quatre variables présentées dans le tableau (10.2) et l'analyse a été effectuée en employant des plans complets demandant ainsi 2^4 simulations.

Table 10.2: Variables de l'analyse de sensibilité

Variable	limites
Section magnétique	+/- 10 %
Section électrique	+/- 10 %
Epaisseur des canaux	+/- 10 %
Position des canaux	+/- 2 couches

L'étude de la position des canaux peut être importante. L'algorithme d'optimisation étant réglé pour placer uniformément les canaux dans le bobinage, le déplacement des canaux peut être bénéfique ou non. L'impact de ces quatre paramètres est donné sur les deux fonctions objectifs et sur la contrainte thermique (Fig. 10.7).

Les "barres" représentent la variation des objectifs (pertes, poids et température) quand une variable passe de sa valeur nominale à sa valeur maximale imposée dans le tableau (10.2).

Il apparait que la position des canaux n'est pas significative pour ce composant. Un compromis sur la section du conducteur apparait : l'augmentation de cette section diminue les pertes, mais augmente la masse du composant. De plus, on constate que la section du conducteur est la variable ayant le plus d'influence sur la thermique.

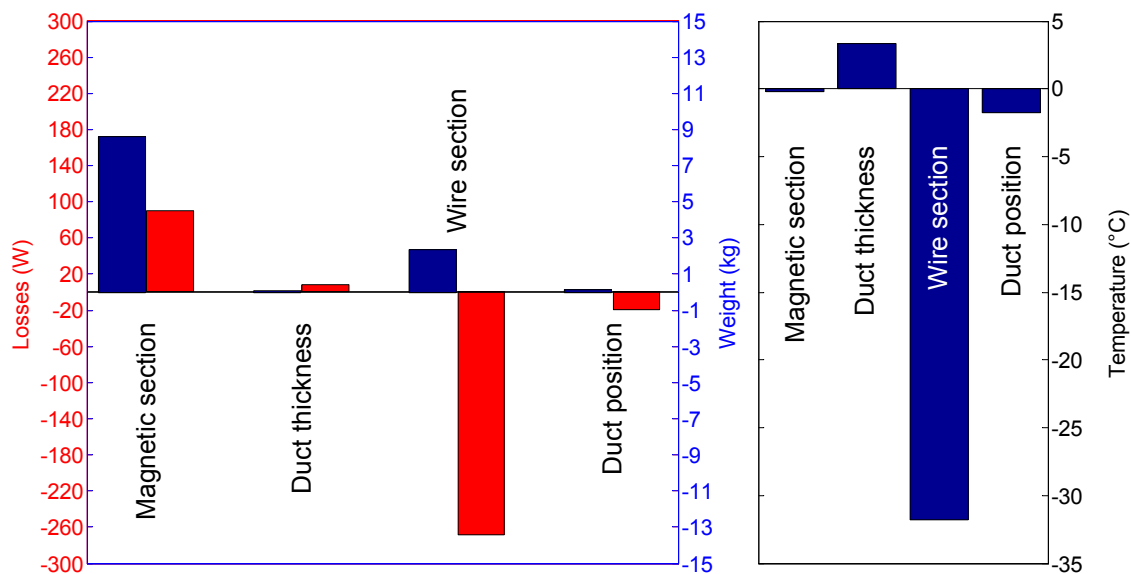


Figure 10.7: Analyse de sensibilité du design n°2

4 Conclusion

Une méthode d'optimisation a été couplée avec un modèle multi-physique afin d'obtenir des solutions optimales. Les temps de calcul sont faibles, et prennent en compte un certain nombre de contraintes. Il serait intéressant d'intégrer des contraintes d'industrialisation (optimisation en fonction du stock des matières disponibles, prise en compte des contraintes liées aux tours de bobinage, etc.). De même l'intégration d'un modèle acoustique permettrait de trouver des géométries et des conceptions limitant les nuisances sonores. D'autres algorithmes sont également à tester. On notera par exemple les algorithmes par essaims particuliers (PSO) qui sont très performants.

Conclusion et Perspectives

CONCLUSION

La première partie de ce mémoire de thèse a décrit la problématique actuelle vis-à-vis des composants magnétiques (transformateurs et inductances) dans le domaine ferroviaire et plus particulièrement pour le convertisseur auxiliaire. La démarche de conception actuelle ne suffit plus, il est nécessaire de modéliser plus finement et d'aborder une démarche de conception optimale afin de respecter les critères du cahier des charges. Les modèles doivent donc prendre en compte leur environnement et les aspects pluridisciplinaire mais également posséder une granularité suffisante.

Ainsi la deuxième partie développe les différentes méthodes de modélisation et étudie les domaines physiques impliqués dans le fonctionnement des composants magnétiques passifs. Les avantages et inconvénients des différentes méthodes de modélisation ont été développés et deux exemples ont permis de montrer deux approches opposées : une approche systémique analytique et une étude entièrement réalisée avec par éléments finis. L'étude du transformateur d'un convertisseur DC/DC a permis de souligner l'utilité et les avantages des méthodes analytiques possédant une granularité grossière. La fréquence optimale minimisant le poids du convertisseur a ainsi pu être déduite. Le deuxième exemple a montré tout l'intérêt des éléments finis permettant d'appréhender les phénomènes locaux. Les résultats obtenus sont très proches du comportement réel du composant. La modélisation analytique, quant à elle, permet d'intégrer facilement une méthode d'optimisation donnant rapidement des tendances. Cependant, les solutions sont peu précises contrairement au second exemple. Mais l'intégration d'une modélisation éléments finis est souvent incompatible avec une optimisation d'un système.

Par la suite, chaque domaine physique intervenant dans les transformateurs et inductances (électromagnétique, thermique, acoustique, aéraulique) a été détaillé. Les pertes Joules intégrant les effets de peau et de proximité ont été décrites et une détermination analytique a été présentée. Ce calcul analytique, bien que demandant de poser un certain nombre d'hypothèses, donne des résultats satisfaisants. Les phénomènes convectifs et conductifs ont été également abordés et la mise en forme d'un modèle semi-analytique thermique a été présentée. La difficulté à estimer les vitesses d'air dans les canaux de ventilation a été mise en avant en exploitant un outil éléments

finis.

La troisième partie consiste en une combinaison des deux chapitres précédents. A chaque domaine physique est associé un type de modélisation. Les différentes hypothèses nécessaires à la modélisation ont été posées et justifiées. La validation des différents modèles permet de conclure qu'ils sont suffisamment précis par rapport à nos attentes : respect d'un bon compromis entre la précision et le temps de calcul. Les modèles sont essentiellement analytiques et semi-analytiques en vue d'un couplage avec un algorithme d'optimisation. De plus, le modèle thermique semi-analytique couplé avec une méthode éléments finis estimant les vitesses d'air permet de modéliser finement le comportement thermique des transformateurs et des inductances.

La quatrième et dernière partie reprend le modèle multi-physique présenté dans la partie précédente et l'insère dans un algorithme d'optimisation. La démarche d'une conception optimale est tout d'abord discutée, les différentes méthodes d'optimisation sont rapidement présentées. Les algorithmes génétiques sont par la suite détaillés en s'intéressant plus particulièrement à l'algorithme NSGA-II.

Un exemple d'optimisation bi-objectif est ensuite illustré portant sur la minimisation des pertes et de la masse d'une inductance triphasée. Cet exemple montre le compromis existant entre ces deux critères. Le choix de la solution finale reviendra au concepteur qui s'aidera du front de Pareto issu de l'optimisation pour effectuer un choix. De plus, une étude de sensibilité peut permettre au concepteur de s'assurer que la solution optimale est suffisamment robuste.

Enfin un outil reprenant les différents modèles et les diverses méthodes d'optimisation a été développé. Cet outil permet de dimensionner un composant selon un cahier des charges ou d'étudier un composant existant. Le but principal de cette application était de capitaliser les modèles et les méthodes au sein d'une seule et même application tout en fournissant une interface graphique accueillante afin d'être facilement intégrée à un bureau d'étude.

PERSPECTIVES

Les travaux réalisés durant cette thèse permettent d'optimiser la conception des composants magnétiques pour une application ferroviaire. Cependant, de nombreuses améliorations peuvent venir compléter ces travaux afin d'améliorer la précision et la justesse des solutions.

L'utilisation de méta-modèles, tels que des surfaces de réponses sur le modèle aérodynamique éléments finis permettrait avec l'aide d'un algorithme d'optimisation de type Output Space Mapping multi-niveau d'améliorer grandement la précision des résultats d'optimisation.

Le modèle multi-physique doit être complété et amélioré. Par exemple, la prise en compte des aspects diélectriques et capacitifs est très importante dans le dimensionnement des composants magnétiques. Les problèmes de tenue diélectrique humide doivent être intégrés afin de concevoir un bobinage capable de garantir une bonne durée de vie. Le modèle vibro-acoustique doit, quant à lui, être amélioré afin de pouvoir estimer le bruit pour les selfs et les transformateurs. Le modèle magnétique pourrait être également amélioré en utilisant un réseau de réluctances afin de mieux estimer les lignes de champ dans les entrefers et d'en évaluer l'impact sur les conducteurs.

De même, les solutions obtenues par la méthode d'optimisation ne sont pas directement exploitables par un concepteur. Le front de Pareto lui donne des orientations, celui-ci devant retravailler la solution afin de la rendre industrialisable. Ces contraintes d'industrialisation doivent être ajoutées afin de s'approcher au plus près d'une solution réalisable. Le couplage avec une gestion des stocks permettrait également de favoriser des matières qui sont disponibles et ainsi limiter les coûts de matières premières.

BIBLIOGRAPHIE

- [AH05] A. Ait-Hammouda, *Pré-dimensionnement et étude de sensibilité vibro-acoustique de machines à courant alternatifs et à vitesses variables*, Ph.D. thesis, 2005.
- [ama] *Amazon elastic compute cloud* <http://aws.amazon.com/fr/ec2/>.
- [BAGB⁺12] R. Ben Ayed, J. Gong, S. Brisset, F. Gillon, and P. Brochet, *Three-level output space mapping strategy for electromagnetic design optimization*, *Magnetics*, IEEE Transactions on **48** (2012), no. 2, 671–674.
- [Bar03] V. Barichard, *Approches hybrides pour les problèmes multiobjectifs*, Thèse de l'Université d'Angers, Angers (2003).
- [Bat09] E. Batista, *Nouvelles structures électroniques pour le transport électrique : impacts des nouvelles contraintes d'intégration sur les interférences électromagnétiques et moyens de prévision de la compatibilité électromagnétique*, Ph.D. thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2009.
- [BD95] N. Bianchi and F. Dughiero, *Optimal design techniques applied to transverse-flux induction heating systems*, *Magnetics*, IEEE Transactions on **31** (1995), no. 3, 1992–1995.
- [Bra12] Nicolas Bracikowski, *Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées ; application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement*, Ph.D. thesis, Ecole Centrale de Lille, Décembre 2012.
- [Bri07] Stéphane Brisset, *Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques*, Habilitation à diriger des recherches, Ecole Centrale de Lille, Décembre 2007.
- [Cha04] Pierre Chapas, *Dimensionnement du matériel roulant ferroviaire*, *Techniques de l'Ingenieur, Genie Electrique D* (2004), no. D5520.

- [CI10] S. Clénet and N. Ida, *Error estimation in a stochastic finite element method in electrokinetics*, International journal for numerical methods in engineering **81** (2010), no. 11, 1417–1438.
- [Cra08] J.C. Craveur, *Modélisation par éléments finis-3ème édition-cours et exercices corrigés : Cours et exercices corrigés*, Dunod, 2008.
- [CS02] Y. Collette and P. Siarry, *Optimisation multiobjectif*, Eyrolles, 2002.
- [CW37] CF Colebrook and CM White, *Experiments with fluid friction in roughened pipes*, Proceedings of the royal society of london. series a, mathematical and Physical sciences **161** (1937), no. 906, 367–381.
- [DBS06] M. Dorigo, M. Birattari, and T. Stutzle, *Ant colony optimization*, Computational Intelligence Magazine, IEEE **1** (2006), no. 4, 28–39.
- [Deb01] K. Deb, *Multi-objective optimization*, Multi-objective optimization using evolutionary algorithms (2001), 13–46.
- [Deb07] K Deb, *Current trends in evolutionary multi-objective optimization*, International Journal for Simulation and Multidisciplinary Design Optimization **1** (2007), no. 1, 1–8.
- [Dow66] PL Dowell, *Effects of eddy currents in transformer windings*, Proceedings of the IEE **113** (1966), no. 8, 1387–1394.
- [DPAM02] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, *A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : NSGA-II*, Evolutionary Computation, IEEE Transactions on **6** (2002), no. 2, 182–197.
- [DSR06] B.D.P. De Saint Romain, *Modélisation des actionneurs électromagnétiques par réseaux de réluctances. création d'un outil métier dédié au prédimensionnement par optimisation.*, Ph.D. thesis, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2006.
- [DT02] T.A. Driscoll and L.N. Trefethen, *Schwarz-christoffel mapping*, vol. 8, Cambridge University Press, 2002.
- [Far02] G.E. Farin, *Curves and surfaces for CAGD : a practical guide*, Morgan Kaufmann Pub, 2002.
- [Fas07] A. Fasquelle, *Contribution à la modélisation multi-physique : électro-vibro-acoustique et aérothermique de machines de traction*, Ph.D. thesis, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [Fer94] J.A. Ferreira, *Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components*, Power Electronics, IEEE Transactions on **9** (1994), no. 1, 127–131.

- [Fri99] P. Fridmann, *Équilibrage des réseaux de distribution*, Ed. Techniques Ingénieur, 1999.
- [GBWT09] D. Goddeke, S.H.M. Buijssen, H. Wobker, and S. Turek, *Gpu acceleration of an unmodified parallel finite element navier-stokes solver*, High Performance Computing & Simulation, 2009. HPCS'09. International Conference on, IEEE, 2009, pp. 12–21.
- [Gil09] Frédéric Gillon, *Méthodologies de conception optimale des composants électromagnétiques*, Habilitation à diriger des recherches, Ecole Centrale de Lille, 2009.
- [Heu78] JF Heuillard, *Refroidissement des machines tournantes*, Techniques de l'Ingénieur, Serie D, Genie Electrique D **447** (1978), D448.
- [HVM07] T.G.D. Hilgert, L. Vandevelde, and J.A.A. Melkebeek, *Numerical analysis of the contribution of magnetic forces and magnetostriction to the vibrations in induction machines*, Science, Measurement & Technology, IET **1** (2007), no. 1, 21–24.
- [HWB98] W.G. Hurley, WH Wolfle, and J.G. Breslin, *Optimized transformer design : Inclusive of high-frequency effects*, Power Electronics, IEEE Transactions on **13** (1998), no. 4, 651–659.
- [IOS97] M. Ishida, S. Okabe, and K. Sato, *Analysis of noise emitted from three-phase stacked transformer model core*, Kawasaki Steel Giho **29** (1997), 164–168.
- [JA86] DC Jiles and DL Atherton, *Theory of ferromagnetic hysteresis*, Journal of magnetism and magnetic materials **61** (1986), no. 1, 48–60.
- [Kam07] Laura Kamenova, *Modélisation thermo-hydraulique de caloducs miniatures plats à faible épaisseur pour des applications électroniques*, Ph.D. thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2007.
- [Kaz09] M.K. Kazimierczuk, *High-frequency magnetic components*, Wiley, 2009.
- [KE95] J. Kennedy and R. Eberhart, *Particle swarm optimization*, Neural Networks, 1995. Proceedings., IEEE International Conference on, vol. 4, IEEE, 1995, pp. 1942–1948.
- [Ker08] J.P. Keradec, *Transformateurs hf à n enroulements-schémas à constantes localisées*, Techniques de l'ingénieur. Génie électrique **4** (2008), no. D3058.
- [Kon93] A.D. Kone, *Contribution à la conception des actionneurs électriques par formulation en termes d'optimisation*, Ph.D. thesis, 1993.

- [LBLHB08] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, and P. Brochet, *Multiobjective optimization of induction machines including mixed variables and noise minimization*, *Magnetics, IEEE Transactions on* **44** (2008), no. 6, 1102–1105.
- [Mak06] J. Makarovic, *Lightweight positioning : Design and optimization of an actuator with two controlled degrees of freedom*, 2006.
- [McL04] C.W.T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, CRC, 2004.
- [Mes07] V. Mester, *Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique*, Ph.D. thesis, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [MH03] G. Michel and A. Hugues, *Girard magali alimentations à découpage iut bts ecoles d'ingénieurs. cours et exercices corrigés, 2^{ème} édition*, *dunod, SCIENCES SUP*, Nov (2003).
- [MJP04] M. Markovic, M. Jufer, and Y. Perriard, *Analyzing an electromechanical actuator by schwarz-christoffel mapping*, *Magnetics, IEEE Transactions on* **40** (2004), no. 4, 1858–1863.
- [Mos74] A. Moses, *Measurement of magnetostriction and vibration with regard to transformer noise*, *Magnetics, IEEE Transactions on* **10** (1974), no. 2, 154–156.
- [NS03] X. Nan and C.R. Sullivan, *An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors*, *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 2, IEEE, 2003, pp. 853–860.
- [PAM⁺08] H. Peter, H. Andreas, K. Manfred, B. Florian, D. Markus, I. Hans, and H. Alexander, *3d-fem simulation for investigation of load noise of power transformers verified by measurements*, *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, IEEE, 2008, pp. 1–4.
- [PHB⁺06] D. Petrichenko, M. Hecquet, P. Brochet, V. Kuznetsov, and D. Laloy, *Design and simulation of turbo-alternators using a coupled permeance network model*, *Magnetics, IEEE Transactions on* **42** (2006), no. 4, 1259–1262.
- [Pic65] A. Pichon, *Calcul et construction des machines électriques statiques*, Ecole supérieure d'électricité, 1965.
- [Pie94] L.W. Pierce, *Predicting hottest spot temperatures in ventilated dry type transformer windings*, *Power Delivery, IEEE Transactions on* **9** (1994), no. 2, 1160–1172.

- [Pir01] J. Piranda, *Analyse modale expérimentale*, Technique de l'ingénieur **6180** (2001), 199.
- [PJHN08] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcová, and H. Niemelä, *Design of rotating electrical machines*, Wiley Online Library, 2008.
- [PPBH10] O. Papes, R. Peikert, J. Biela, and J. Hugel, *Optimum electromagnetic energy converters*, European Transactions on Electrical Power **20** (2010), no. 2, 157–171.
- [PRH⁺10] G. Parent, M. Rossi, M. Hecquet, V. Iannfranchi, and M. Bekemans, *Multi-physics modeling of industrial inductors associated to converters*, Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC'10, IEEE, 2010.
- [QSG11] A. Quarteroni, F. Saleri, and P. Gervasio, *Calcul scientifique : cours, exercices corrigés et illustrations en matlab et octave*, Springer, 2011.
- [RBDD01] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R.W.A.A. De Doncker, *Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation*, Industry Applications, IEEE Transactions on **37** (2001), no. 4, 1055–1061.
- [Reg03] J. Regnier, *Conception de systèmes hétérogènes en génie électrique par optimisation évolutionnaire multicritère*.
- [Rem07] G. Remy, *Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide*, Ph.D. thesis, Arts et Métiers ParisTech, 2007.
- [Rob99] F. Robert, *Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage*, Ph.D. thesis, University of Brussels (ULB), 1999.
- [RPH⁺10] M. Rossi, G. Parent, M. Hecquet, V. Iannfranchi, and M. Bekemans, *Thermal modeling of industrial inductors and transformers associated to the converters*, International Conference on Electrical Machines, ICEM'10, 2010.
- [Sar94] MP Saravolac, *The use of optic fibres for temperature monitoring in power transformers*, Condition Monitoring and Remanent Life Assessment in Power Transformers, IEE Colloquium on, IET, 1994, pp. 7–1.
- [Sar99] B. Sareni, *Méthodes d'optimisation multimodales associées à la modélisation numérique en électromagnétisme*, Ph.D. thesis, Ecole Centrale de Lyon, 1999.
- [SN77] G. Séguier and F. Notelet, *Electrotechnique industrielle*, Technique et documentation, 1977.

- [SS98] L. Spinu and A. Stancu, *Modelling magnetic relaxation phenomena in fine particles systems with a preisach–neel model*, Journal of magnetism and magnetic materials **189** (1998), no. 1, 106–114.
- [Syk95] J.K. Sykulski, *Computational magnetics*, Chapman & Hall, 1995.
- [TTK90] J. Turowski, M. Turowski, and M. Kopec, *Method of three-dimensional network solution of leakage field of three-phase transformers*, Magnetics, IEEE Transactions on **26** (1990), no. 5, 2911–2919.
- [VdBV05] A. Van den Bossche and V.C. Valchev, *Inductors and transformers for power electronics*, CRC, 2005.
- [Ver12] Christophe Versèle, *Contribution à l'optimisation multiobjectif de convertisseurs électroniques de puissance*, contribution à l'optimisation multiobjectif de convertisseurs électroniques de puissance. application aux convertisseurs continu – continu isolés., Ph.D. thesis, Polytech Mons, 2012.
- [VHAHB05] S. Vivier, M. Hecquet, A. Ait-Hammouda, and P. Brochet, *Experimental design method applied to a multiphysical model :Trellis designs for a multidimensional screening study*, COMPEL : The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering **24** (2005), no. 3, 726–739.
- [Viv02] Stéphane Vivier, *Stratégies d'optimisation par la méthode des plans d'expériences et applications aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis*, Ph.D. thesis, Ecole Centrale de Lille, 2002.
- [WPA00] B. Weiser, H. Pfutzner, and J. Anger, *Relevance of magnetostriction and forces for the generation of audible noise of transformer cores*, Magnetics, IEEE Transactions on **36** (2000), no. 5, 3759–3777.
- [Wur96] F. Wurtz, *Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques*, Ph.D. thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 1996.
- [YPMA08] Y.X.G. Yao, T. Phway, A.J. Moses, and F. Anayi, *Magneto-mechanical resonance in a model 3-phase 3-limb transformer core under sinusoidal and pwm voltage excitation*, Magnetics, IEEE Transactions on **44** (2008), no. 11, 4111–4114.

CONCEPTION OPTIMALE ET MULTI-PHYSIQUE DE COMPOSANTS PASSIFS DE PUISSANCE EXPLOITES DANS LE DOMAINE FERROVIAIRE

La tendance actuelle des équipements électriques ferroviaires est une concentration de matériels dans des volumes de plus en plus faibles et pour des puissances de plus en plus élevées. Ce progrès est permis par des composants à fort rendement (IGBT) qui ont la caractéristique de générer des pertes harmoniques importantes dans les composants magnétiques, provoquant du bruit à forte composante tonale. En conséquence, les cahiers des charges deviennent de plus en plus drastiques et augmente la difficulté de conception optimale des transformateurs et inductances. C'est pourquoi il est nécessaire de développer des modèles multi-physiques afin d'intégrer les différents phénomènes tels que la thermique, le bruit ou les effets de la PWM. Cette thèse porte plus précisément sur le dimensionnement optimal des transformateurs et inductances présent dans les convertisseurs auxiliaires ferroviaires. L'intérêt de la mise en place d'une boucle d'optimisation sur un modèle multi-physique est montré.

Pour cela il est important de développer des modèles possédant un bon compromis entre le temps de calcul et la précision. Dans cette thèse, seuls les composants magnétiques refroidis par une ventilation forcée sont étudiés. Un modèle thermique 3D semi-analytique couplé avec un modèle électromagnétique est utilisé. Le choix de l'optimiseur s'est porté sur l'algorithme NSGA-II permettant d'effectuer des optimisations multi-objectifs (poids et pertes) en incluant des contraintes thermiques. Pour finir une étude de sensibilité est effectuée grâce à une méthode de plan d'expérience afin de juger de la robustesse des solutions optimales.

Mots clés : Conception optimale, Optimisation, Thermique, Multi-physique, Transformateur, Inductance, Ferroviaire.

OPTIMAL AND MULTI-PHYSIC DESIGN OF INDUCTORS – TRANSFORMER ASSOCIATED TO RAILWAY APPLICATION.

Nowadays, power converters in railway domain are more and more compact and powerful. This progress is due to the use of fast efficient components, working at high frequency like IGBT. But this evolution generates many harmonic losses in different components as inductors or transformers, and complicates their design. In addition, for the design stage, acoustics comfort is an increasingly important factor. Hence, it is necessary to develop multi-physic models in order to integrate different phenomena as the PWM effects, the temperature, and the noise. These models are coupled to an optimization tool in order to define the design rules of passive components: inductors or transformers coupled with inductor for the railway application

It's necessary to develop fast models with a good compromise between the accuracy and field calculations. In this thesis, only transformers and inductors with an air forced cooling are studied. A 3D thermal model based on a nodal network linked to electromagnetic model is used. In order to optimize this structure, NSGA-II algorithm is chosen. Some global optimizations, with respect to several objectives (weight and losses), including thermal constraint are finally presented. Experimental design method is applied to know how these response functions behave in the neighborhood of the optimal point.

Keywords: Optimal design, Optimization, Thermal phenomena, multi-physic models, transformer, inductor, railway domain.