



**HAL**  
open science

# Conception de systèmes d'alimentation sans contact pour la traction ferroviaire

Jean-Romain Sibue Sibué

► **To cite this version:**

Jean-Romain Sibue Sibué. Conception de systèmes d'alimentation sans contact pour la traction ferroviaire. Autre. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT : 2011GRENT074 . tel-01124026

**HAL Id: tel-01124026**

**<https://theses.hal.science/tel-01124026>**

Submitted on 6 Mar 2015

**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.

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Génie Électrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Jean-Romain SIBUE**

Thèse dirigée par **Jean-Paul FERRIEUX** et  
codirigée par **Gérard MEUNIER**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Électrique de  
Grenoble**  
dans le cadre de l'**École Doctorale Électrotechnique  
Électronique Automatique et Traitement du Signal**

# Conception de systèmes d'alimentation sans contact pour la traction ferroviaire

Thèse soutenue le **13 Décembre 2011**,  
devant le jury composé de :

**M. Claude MARCHAND**

Professeur des universités, Supelec, Gif sur Yvette, Président

**M. François COSTA**

Professeur des universités, Paris XII, Cachan, Rapporteur

**M. Noël BURAS**

Professeur des universités, UCBL, Lyon, Rapporteur

**M. Jean-Paul FERRIEUX**

Professeur des universités, UJF, Grenoble, Membre

**M. Gérard MEUNIER**

Directeur de recherche, CNRS, Grenoble, Membre

**M. Robert PERIOT**

Traction systems master expert, ALSTOM Transport, Tarbes, Membre





***Table des matières***

## **Table des matières**

<b>Table des matières</b> .....	<b>3</b>
<b>Remerciements</b> .....	<b>12</b>
<b>Introduction</b> .....	<b>17</b>
<b>CHAPITRE 1. Présentation générale</b> .....	<b>23</b>
I. Systèmes ferroviaires sans caténares et transfert d'énergie sans contact .....	26
I.1. Les systèmes modernes sans caténares .....	26
I.1.1. L'APS .....	26
I.1.2. PRIMOVE.....	26
I.1.3. L'e-BRT .....	27
I.2. État de l'art : Applications et dimensionnement.....	28
II. Présentation du concept « FLYTRAM <sup>®</sup> ».....	30
II.1. Contexte.....	30
II.2. Enjeux.....	31
II.3. Objectifs.....	32
II.4. Forme géométrique du coupleur.....	34
II.5. Choix de la fréquence de fonctionnement .....	35
II.6. Aspects innovants .....	35
III. Modèle électrique du coupleur .....	36
III.1. Introduction .....	36
III.2. Modèle du coupleur et coefficients de couplage.....	37
III.2.1. Schéma électrique équivalent à deux inductances couplées .....	37
III.2.2. Schéma électrique équivalent en étoile .....	40
III.2.3. Schéma électrique équivalent à deux inductances .....	41
III.3. Conséquences de la présence de l'entrefer.....	42
IV. Structure de convertisseur pour transformateur faiblement couplé .....	42
IV.1. Compensation du comportement inductif.....	42
IV.2. Compensation Série – Série (SS).....	43
IV.3. Compensation Série – Parallèle (SP) .....	44
IV.4. Influence du convertisseur .....	45

V. Méthode de dimensionnement.....	45
V.1. Introduction .....	45
V.2. Dimensionnement des transformateurs hautes fréquences.....	46
V.3. Proposition d'une méthode de dimensionnement appliquée au coupleur .....	47
V.4. Méthodologie générale .....	48
VI. Justification et validation de la forme géométrique choisie.....	49
VII. Conclusion .....	53
<b>CHAPITRE 2. Modèle magnétique du coupleur .....</b>	<b>55</b>
I. Présentation du système à modéliser : le coupleur .....	58
I.1. Présentation du coupleur.....	58
I.2. Choix du modèle .....	59
I.2.1. Objectif du modèle et conséquences.....	59
I.2.2. Éléments finis.....	60
I.2.3. Réseau de réluctances .....	61
I.2.4. Plan d'expérience et surface de réponse .....	61
II. Modélisation par éléments finis (FLUX®).....	62
II.1. Mise en place des simulations .....	62
II.1.1. Simulations magnétostatiques avec blindage en ferrite.....	62
II.1.2. Simulations magnétodynamiques avec blindage en aluminium.....	63
II.2. Résultats.....	63
II.2.1. Grandeurs inductives observées et pré requis.....	63
II.2.2. Blindage en ferrite .....	65
II.2.3. Blindage en aluminium.....	67
II.3. Comparaison entre un blindage en ferrite et un blindage en aluminium.....	69
II.4. Simplification du modèle numérique en vue du modèle analytique .....	69
III. Modélisation analytique par réseau de réluctances .....	72
III.1. Discrétisation en réseau de réluctances .....	72
III.2. Simplification du schéma .....	74
III.3. Passage au schéma électrique équivalent.....	74
III.4. Schéma équivalent se limitant aux réluctances présentes dans l'air .....	76
IV. Calcul des réluctances.....	77
IV.1. Hypothèses .....	77
IV.2. Réluctances des circuits magnétiques .....	78

IV.3. Réluctances d'entrefer et gonflement des lignes de champs.....	79
IV.3.1. Transformation conforme de Schwarz Christoffel.....	79
IV.3.2. Réluctance d'entrefer par calcul intégral .....	80
IV.3.3. Réluctances d'entrefer 2D.....	82
IV.3.4. Réluctances d'entrefer 3D.....	83
IV.3.5. Evolution des réluctances d'entrefer en fonction de la position longitudinale	84
IV.4. Réluctances de fuites.....	84
IV.4.1. Identification des différentes réluctances de fuites .....	84
IV.4.2. Réluctances de fuites pour des plaques de blindage en ferrite.....	86
IV.4.3. Réluctances de fuites pour des plaques de blindage en aluminium .....	87
IV.4.4. Réluctance de fuites et choix géométrique .....	87
V. Précision et validité du modèle analytique.....	87
V.1. Cas d'étude .....	87
V.2. Blindage en ferrite .....	88
V.3. Blindage en aluminium .....	90
VI. Conclusion .....	91
<b>CHAPITRE 3. Convertisseurs à résonance.....</b>	<b>94</b>
I. Présentation générale .....	96
I.1. Compensation du comportement inductif et filtrage de sortie.....	96
I.2. Mode de commande des interrupteurs de puissance.....	98
I.3. Hypothèses d'étude.....	100
II. Modélisation des convertisseurs.....	101
II.1. Choix du modèle.....	101
II.2. Présentation du Modèle Moyen Généralisé (MMG).....	102
II.2.1. Propriétés du modèle .....	102
II.2.2. Étapes de la construction du modèle .....	102
II.3. Modèle du convertisseur à résonance série – parallèle à filtrage capacitif .....	103
II.3.1. Schéma électrique équivalent .....	103
II.3.2. Formes d'ondes principales.....	104
II.3.3. Mise en équation.....	105
II.3.4. Modèle obtenu .....	111
II.4. Modèle du convertisseur à résonance série – parallèle à filtrage LC .....	112
II.4.1. Schéma électrique équivalent .....	112

II.4.2. Modélisation .....	113
II.5. Modèle du convertisseur à résonance série – série à filtrage capacitif.....	113
II.5.1. Schéma électrique équivalent .....	113
II.5.2. Modélisation .....	114
II.6. Précision des modèles.....	114
II.6.1. Variation de la fréquence de découpage.....	115
II.6.2. Variation du rapport cyclique .....	116
II.7. Réglages des fréquences de résonance .....	117
III. Conclusion.....	121
<b>CHAPITRE 4. Dimensionnement.....</b>	<b>123</b>
I. Présentation générale .....	126
I.1. Introduction.....	126
I.2. Dimensionnement d'un transformateur haute fréquence.....	126
I.3. Calcul des produits des aires primaire et secondaire .....	128
II. Outil d'aide au dimensionnement.....	129
II.1. Interface d'entrée .....	129
II.1.1. Initialisation .....	129
II.1.2. Description.....	130
II.2. Interface de sortie .....	131
II.2.1. « Post-traitement ».....	131
II.2.2. Vue 3D du coupleur.....	132
II.2.3. Compte rendu de pré dimensionnement .....	133
II.3. Présentation de l'algorithme principal.....	134
II.4. Présentation mathématique du problème.....	136
III. Points clés des sous-fonctions et complements.....	136
III.1. Calcul de la géométrie du coupleur.....	136
III.2. « Cartes » d'inductances, balayage des positions .....	140
III.3. Calcul des valeurs des condensateurs de résonance.....	141
III.3.1. Introduction – Réglage des fréquences de résonance.....	141
III.3.2. Convertisseur à fréquence constante et rapport cyclique variable .....	141
III.3.3. Convertisseur à fréquence variable et rapport cyclique constant.....	142
III.4. Points clés de l'initialisation .....	143
III.5. Second outil d'aide au dimensionnement.....	143

III.6. Conclusion sur l’outil d’aide au dimensionnement.....	144
IV. Choix technologique pour le convertisseur.....	145
IV.1. Cahier des charges pour le dimensionnement.....	145
IV.2. Comparaison des solutions et choix.....	146
V. Validation du pré dimensionnement.....	147
V.1. Introduction .....	147
V.2. Validation du pré dimensionnement.....	148
V.2.1. Validation des grandeurs inductives.....	148
V.2.2. Validation des grandeurs électriques.....	148
V.2.3. Validation globale .....	149
VI. Conclusion .....	150
<b>CHAPITRE 5. Étude des pertes et étude thermique .....</b>	<b>153</b>
I. Étude des pertes .....	155
I.1. Introduction et mécanismes de pertes .....	155
I.2. Puissance électromagnétique .....	156
I.3. Calcul des pertes – propriétés complexes .....	158
II. Modélisation des pertes dans les bobinages .....	158
II.1. Propriétés magnétiques équivalentes.....	158
II.1.1. Calcul des perméabilités complexes d’un conducteur rond isolé.....	160
II.1.2. Calcul des perméabilités complexes d’un fil de Litz.....	161
II.1.3. Application numérique .....	162
II.1.4. Application de la perméabilité complexe à notre cas d’étude.....	163
III. Répartition de la densité de courant dans les conducteurs en parallèle .....	164
III.1. Solutions passives et actives .....	164
III.2. Agencement des conducteurs en parallèle .....	168
IV. Modélisation des pertes dans les matériaux magnétiques.....	170
V. Modélisation des pertes dans les matériaux conducteurs et non magnétiques.....	173
VI. Étude thermique .....	174
VI.1. Description physique du problème sous Flotherm <sup>®</sup> .....	174
VI.2. Propriétés thermiques des matériaux utilisés .....	175
VI.2.1. Circuits magnétiques – Ferrite 3C90 .....	175
VI.2.2. Bobinages – Fil de Litz .....	175
VI.2.3. Support du coupleur – Béton .....	176

VI.3. Étude en régime transitoire : Modèle exact et modèle moyen .....	176
VII. Prototype à échelle 1 .....	178
VII.1. Etude des pertes .....	178
VII.2. Etude thermique .....	178
VII.3. Etude des forces d'attraction .....	180
VIII. Conclusion .....	180
<b>CHAPITRE 6. Prototypes à échelle réduite .....</b>	<b>183</b>
I. Choix de la réduction d'échelle .....	186
I.1. Introduction .....	186
I.2. Conséquences de la réduction d'échelle .....	186
I.2.1. Grandeurs caractéristiques .....	186
I.2.2. Grandeurs inductives .....	189
I.2.3. Grandeurs électriques .....	191
I.3. Conclusion .....	192
II. Présentation du prototype à échelle réduite moyenne puissance .....	193
II.1. Réduction d'échelle .....	193
II.2. Présentation du coupleur .....	194
II.3. Etude des grandeurs inductives .....	195
III. Présentation du prototype à échelle réduite faible puissance .....	196
III.1. Réduction d'échelle .....	196
III.2. Etude des grandeurs inductives .....	198
III.3. Présentation du convertisseur .....	199
III.4. Test et mesures sur le prototype .....	201
III.5. Blindage en aluminium .....	202
III.6. Blindage primaire et secondaire .....	204
IV. Présence des rails pour le système à échelle 1 .....	206
V. Conclusion .....	207
<b>Conclusion et perspectives .....</b>	<b>209</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>214</b>
ANNEXE 1. Calcul des réluctances élémentaires pour un blindage de type ferrite .....	223

ANNEXE 2. Calcul des réductances élémentaires pour un blindage en aluminium .....	232
ANNEXE 3. Fichier de sortie de l'outil d'aide au dimensionnement pour le système 1,6 MW .....	240
ANNEXE 4. Fonction de calcul des propriétés thermiques équivalentes d'un bobinage composé de fil de Litz .....	246



***Remerciements***

## **Remerciements**

Cette thèse a été une expérience extrêmement enrichissante sur les plans technique, scientifique, professionnel, humain et personnel. Par ces quelques lignes, je souhaite remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réussite de ce projet. Tout d'abord je tiens à remercier la société ALSTOM Transport pour avoir financé ces travaux de recherche.

Un grand merci à mes deux directeurs de thèse : M. Jean-Paul FERRIEUX et M. Gérard MEUNIER pour les connaissances scientifiques que vous m'avez transmises sans compter votre temps. Sans vos conseils et nos discussions, cette thèse n'aurait pas avancé aussi vite et aboutit à ce résultat. Ce fut un plaisir quotidien de travailler avec vous et je n'oublierai jamais nos réunions passionnantes !

Je remercie M. Robert PERIOT pour avoir convaincu la société ALSTOM Transport de financer ces travaux de recherche, pour le suivi technique de ces travaux. Vos conseils et nos échanges ont fortement contribué à la réussite de ce projet et à la prise en compte d'une partie des contraintes industrielles. Merci pour vos anecdotes sur le domaine ferroviaire qui ont animé les réunions de reporting et les repas. Je remercie mes supérieurs hiérarchiques successifs M. Philippe LASSERRE et M. Marc DIGUET pour le suivi actif de mes travaux, pour votre accueil qui a grandement facilité mon intégration au sein d'ALSTOM Transport.

Je remercie l'ensemble de mes encadrants pour la confiance que vous m'avez accordée et pour l'autonomie que vous m'avez laissée.

Je remercie M. Gatien KWIMANG pour le travail réalisé durant son stage de fin d'étude ; ce qui a grandement contribué au bon fonctionnement du prototype de 1,6 kW. Merci pour cette collaboration enrichissante et passionnante. Bonne chance pour la suite !

Je tiens maintenant, à remercier ceux qui ont participé à la conclusion de cette thèse. Merci à M. Claude MARCHAND pour avoir présidé ce jury de thèse. Merci à Messieurs François COSTA et Noël BURAIIS pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail. La lecture de vos rapports m'a apporté un regard complémentaire à celui que j'avais initialement. J'ai pris beaucoup de plaisir à vous lire et à préparer les réponses à vos questions. Merci à tous les membres du jury pour vos questions lors de la soutenance qui ont montré les perspectives liées à ce sujet et toutes les possibilités qu'il reste pour approfondir ce sujet passionnant.

Je remercie la société Transrail pour la conception technologique et la réalisation du coupleur de 100 kW. Je tiens à remercier particulièrement Messieurs Bruno LEFEBVRE, Daniel UNTEREINER, AbdelKader BIRCH, Yves FAURE-GRISE et Bertrand BENOIT JEANIN.

Je remercie Messieurs Dominique JAMET et Marc ILIOZER pour le suivi de ces travaux de recherche et pour votre accueil au sein d'ALSTOM. Un grand merci à Mme. Laurence ASTIER pour sa gentillesse et sa disponibilité qui a grandement facilité les démarches administratives malgré l'éloignement physique. Je remercie Messieurs Jérémy CASARIN, Joseph FABRE, Emmanuel BATTISTA, Pierre SOLOMALALA, Michel MERMET-GUYENNET, Jean-Philippe BELLOMO, Sébastien NICOLAU pour votre bonne humeur communicative et toutes nos discussions scientifiques. Je remercie l'ensemble du personnel de la plateforme Innovation et Recherche de Tarbes pour votre accueil. Je remercie M. Nicolas ANDRIEUX pour m'avoir invité à visiter la plateforme électromécanique d'ALSTOM Transport à Saint Ouen, ainsi que toutes les personnes rencontrées lors de cette visite : Messieurs Jean-Paul CARON, Fabien PINSON et Guillaume BAUDIENVILLE. Cette journée fut très enrichissante avec la présentation détaillée de l'APS.

Je remercie tous les enseignants chercheurs, le personnel administratif, le personnel technique et le service informatique pour votre bonne humeur et vos compétences qui rendent la vie au laboratoire si agréable. Je remercie particulièrement M. Hervé CHAZAL qui a été mon tuteur de stage de fin d'étude et qui m'a parlé de ce sujet de thèse. Sans cette discussion, je serai parti directement dans l'industrie, ce qui aurait été bien dommage ! Un merci particulier aux permanents et aux doctorants des équipes EP et MAGE. Merci à M. Jean BARBAROUX pour son aide lors de la réalisation du prototype 1,6 kW. Je remercie les doctorants qui ont participé à la vie de la salle EPTE recherche : Benoît, Alexis, Timothé, Kremena, Kien, Baïdy, Van, Hai, Raha, Mansour, Rémi, Olivier, Abdel, Sylvain, Jérémie, Mickaël, Julien, Yasmine... et pour les discussions scientifiques. Un merci particulier aux nouveaux de salle EPTE dont une partie travaille activement à l'innovation du transfert d'énergie sans contact. Merci à Gatien pour ta bonne humeur et bon courage pour ta transformation de « citadin » à « montagnard ». Merci à Ekaitz pour nous avoir fait partager la culture du Pays Basque, ton accent, tes blagues, les sorties en vélo. Merci à Johan qui veut toujours aller plus vite que tout le monde en vélo avec parfois des sorties de piste ! Merci à Geneviève pour avoir apporté une touche féminine dans cet environnement masculin et pour

ton partage de ta passion pour la spéléologie. Merci aux tous nouveaux arrivants : Guillaume et Mounir pour votre bonne humeur.

Je ne voudrais pas oublier mes ami(e)s et mes proches qui participent au bonheur de tous les jours. Merci à mes parents pour les valeurs qu'ils m'ont transmises et à toute ma famille. Merci à Nadège pour tout ce que l'on partage, pour ton soutien, tes conseils.

C'est avec une certaine émotion et de nostalgie que j'écris ces derniers mots. Merci à tous pour cette formidable expérience.



***Introduction***

## **Introduction**

Dans une optique de développement durable, les véhicules électriques légers de type tramway séduisent de plus en plus de municipalité (Angers, Reims,...). En effet, ils fonctionnent à partir de l'électricité, qui est une énergie réputée propre par rapport au pétrole. De plus ils garantissent une vitesse commerciale et une capacité supérieure à celles des bus afin d'attirer le plus grand nombre d'usagers. De plus, ils se déplacent « en surface », ce qui leur donne un côté plus ludique et sympathique que le métro. Mais, contrairement au métro, le tramway n'évolue pas sur un site propre et protégé. Cela se traduit par une présence de piétons et de véhicules urbains. L'alimentation haute tension ne peut donc pas se faire de façon simple par le sol à cause des risques électriques évidents. C'est pour cela que l'installation d'une ligne de tramway est aussi synonyme de présence de caténaies. Dès la fin du XIX<sup>e</sup> siècle, la présence de ces LAC (Lignes Aériennes de Captation) n'était pas envisageable dans les centres historiques et les beaux quartiers.

Dès 1888, pour résoudre ce problème d'esthétisme, les TPDS (Tramways de Paris et du Département de la Seine) se sont intéressés aux accumulateurs comme source d'alimentation principale. On pouvait déjà distinguer deux types de batteries. Celles à charge lente et celles à charge rapide. Les premières nécessitaient des arrêts fréquents au dépôt afin de remplacer les batteries vides par des batteries chargées. Les secondes étaient chargées aux terminus et en phase de freinage (récupération de l'énergie cinétique), mais aussi sur les tronçons équipés de LAC. Cette solution n'a pas été retenue sur le long terme à cause du poids de ces systèmes de stockage, de leur faible durée de vie et de leurs coûts élevés.

Au même moment, la solution par contacts superficiels était expérimentée à Lyon. La présence d'une tension importante au sol nécessitait donc de diviser l'alimentation en secteurs isolés les uns des autres, et de mettre sous tension uniquement le tronçon où se trouvait le tramway. Le transfert d'énergie se faisait grâce à un frotteur. Pour permettre cela, ces systèmes utilisaient des distributeurs rotatifs alimentant tour à tour les plots au passage du tramway. En 1899, les plots « Diatto » faisaient leur apparition à Tours. Ceux-ci étaient déclenchés par un électroaimant lors du passage du tramway.

Aux États-unis, en 1884, fut développé la solution par caniveau. Celle-ci est électriquement plus simple que les plots superficiels. En effet, l'alimentation était permanente et ne constituait pas de danger pour les piétons et les véhicules car les conducteurs étaient encastrés dans le sol et étaient inaccessibles par les usagers. Afin d'évacuer les eaux de pluies, les caniveaux étaient reliés aux égouts.

Malgré tous les efforts consentis pour supprimer les caténaires, les solutions d'alimentation par le sol ont disparu au profit des lignes aériennes. Cependant les évolutions technologiques (montée en fréquence, nouveaux composants, ...) ont permis aux constructeurs modernes d'envisager à nouveau une alimentation sans caténaires. Au début des années 2000, la société ALSTOM Transport a commercialisé une solution sans caténaire appelée APS (Alimentation Par le Sol) à la ville de Bordeaux. Le tramway est alimenté par un troisième rail encastré dans le sol. Par ailleurs, BOMBARDIER a présenté en 2008 au salon Innotrans de Berlin, un système d'alimentation sans contact en mouvement d'un tramway.

En parallèle de sa solution par contact, l'APS, ALSTOM envisage une nouvelle offre. En effet, les évolutions technologiques de l'électronique de puissance (composants actifs (IGBT), matériaux magnétiques,...) et des systèmes de stockage d'énergie (batterie lithium ions, super condensateurs, volant d'inertie,...) permettent d'envisager de transférer et de stocker l'énergie à chaque station pour aller jusqu'à la station suivante. Cette solution est appelée « biberonnage ». Deux challenges technologiques sont à relever. Le premier concerne la transmission de l'énergie sans contact entre une partie fixe située en station et une partie mobile embarquée dans le tramway. Le second concerne le stockage de l'énergie. Cette thèse s'intéresse uniquement au transfert d'énergie sans contact. L'étude présentée dans ce manuscrit vise à montrer la faisabilité de ce type de charge rapide à forte puissance sans contact. Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une Convention Industrielle de Formation par la REcherche (CIFRE) entre le laboratoire de génie électrique de Grenoble (G2Elab) et l'entreprise ALSTOM Transport sur le site de Tarbes au sein du service Innovation et Recherche (I&R).

Ce document synthétise les principes de dimensionnement liés au transfert d'énergie sans contact. La démarche de conception de ce système peut se diviser en deux phases qui sont le pré dimensionnement et le dimensionnement final. La première étape consiste à déterminer les dimensions géométriques, ainsi que les grandeurs caractéristiques à partir d'un cahier des charges. Pour cela un outil d'aide au dimensionnement a été développé. La seconde étape permet de valider et d'affiner le dimensionnement initial en utilisant des outils de modélisation numérique afin de faire une étude plus fine du système. Ce rapport se compose de six chapitres. Les cinq premiers s'intéressent à l'approche théorique à travers la présentation du système, son pré dimensionnement et sa validation grâce à l'utilisation de simulations numériques 3D. Le dernier chapitre expose l'approche pratique à travers la réalisation de deux prototypes.

Le premier chapitre présente les systèmes ferroviaires sans caténares et les études actuelles sur le transfert d'énergie sans contact, ainsi que les principes généraux associés au dimensionnement de ce type de composants magnétiques. Ainsi, le comportement fortement inductif, caractéristique des systèmes de captation inductive dédié au transfert d'énergie sans contact, est exposé. De plus, les topologies de convertisseur améliorant le fonctionnement de ce type de système sont étudiées. Enfin, la méthode générale de dimensionnement choisie est détaillée. A partir de celle-ci, les outils nécessaires sont mis en évidence et seront détaillés dans les chapitres suivants.

Le second chapitre traite de la modélisation magnétique du coupleur en vue de déterminer les paramètres inductifs du transformateur à partir de la géométrie des circuits magnétiques et des caractéristiques des bobinages. Les modèles analytiques ont été validés par des simulations éléments finies 3D réalisés sous le logiciel FLUX<sup>®</sup>.

Le troisième chapitre s'intéresse à trois structures de convertisseurs DC-DC capables d'alimenter ce type de composant magnétique en compensant l'énergie réactive liée au comportement fortement inductif du coupleur. D'une manière générale il s'agit des convertisseurs à double résonance. La modélisation analytique de chaque convertisseur est présentée. Afin de valider ces différents modèles, des simulations électriques sous PSIM<sup>®</sup> ont été réalisées. A partir de ces modèles, des méthodes de réglage des fréquences de résonance des convertisseurs ont été mises en évidence.

Le quatrième chapitre présente la démarche de dimensionnement générale d'un transformateur classique haute fréquence, ainsi que son adaptation aux transformateurs dédiés à la captation inductive. Après cette introduction, l'outil d'aide au dimensionnement est détaillé. Celui-ci capitalise l'ensemble des connaissances explicitées dans les chapitres précédents, c'est-à-dire la méthode de dimensionnement (Chapitre I), les modèles magnétiques (Chapitre II) et les modèles des différents convertisseurs (Chapitre III). A partir de cet outil de pré dimensionnement, des résultats sont présentés et comparés à des résultats de simulations (magnétiques et électriques) afin de les valider.

Le cinquième chapitre présente l'étude des pertes au sein du composant magnétique. A partir de celle-ci il est possible de faire une étude thermique. Les problèmes liés à la modélisation des bobinages et des matériaux magnétiques ou conducteurs sont abordés et des solutions sont proposées.

Le sixième chapitre s'intéresse à la réduction d'échelle de ce type de composant en vue de la réalisation de deux prototypes basse et moyenne puissances. Dans un premier temps, la réduction d'échelle d'un transformateur parfait est étudiée. A partir de celle-ci et d'études

complémentaires, la réduction de transformateurs dédiés au transfert d'énergie sans contact est présentée. A partir des conclusions sur la réduction d'échelle, un nouveau dimensionnement est réalisé pour un prototype à échelle réduite de 100 kW – 25 kHz. Celui-ci a été réalisé et quelques mesures inductives sont présentées. En parallèle, un prototype de 1,6 kW – 100 kHz a été dimensionné et réalisé avec son convertisseur associé. Des tests ont été menés pour valider le fonctionnement du coupleur et de son convertisseur. La réalisation des prototypes a permis de valider le dimensionnement ainsi que les modèles analytiques et numériques mis en place.



## ***CHAPITRE 1. Présentation générale***

## SOMMAIRE

I. Systèmes ferroviaires sans caténares et transfert d'énergie sans contact .....	26
I.1. Les systèmes modernes sans caténares .....	26
I.1.1. L'APS .....	26
I.1.2. PRIMOVE.....	26
I.1.3. L'e-BRT .....	27
I.2. État de l'art : Applications et dimensionnement.....	28
II. Présentation du concept « FLYTRAM <sup>®</sup> ».....	30
II.1. Contexte.....	30
II.2. Enjeux.....	31
II.3. Objectifs.....	32
II.4. Forme géométrique du coupleur.....	34
II.5. Choix de la fréquence de fonctionnement .....	35
II.6. Aspects innovants .....	35
III. Modèle électrique du coupleur .....	36
III.1. Introduction .....	36
III.2. Modèle du coupleur et coefficients de couplage.....	37
III.2.1. Schéma électrique équivalent à deux inductances couplées .....	37
III.2.2. Schéma électrique équivalent en étoile .....	40
III.2.3. Schéma électrique équivalent à deux inductances .....	41
III.3. Conséquences de la présence de l'entrefer.....	42
IV. Structure de convertisseur pour transformateur faiblement couplé .....	42
IV.1. Compensation du comportement inductif.....	42
IV.2. Compensation Série – Série (SS) .....	43
IV.3. Compensation Série – Parallèle (SP) .....	44
IV.4. Influence du convertisseur .....	45
V. Méthode de dimensionnement.....	45
V.1. Introduction .....	45
V.2. Dimensionnement des transformateurs hautes fréquences.....	46
V.3. Proposition d'une méthode de dimensionnement appliquée au coupleur .....	47
V.4. Méthodologie générale .....	48
VI. Justification et validation de la forme géométrique choisie.....	49
VII. Conclusion .....	53

## Résumé

*Ce premier chapitre a pour objectif de présenter le contexte général de ces travaux de recherche ainsi que la démarche générale de dimensionnement. Dans un premier temps, un état de l'art des solutions modernes d'alimentation sans caténares des tramways, ainsi qu'un état de l'art des systèmes existants de transfert d'énergie sans contact sont présentés. Ensuite, le contexte général de ces travaux est présenté à travers les enjeux et les objectifs. Puis, la problématique liée au dimensionnement de ce type de composant magnétique (appelé transformateur à grand entrefer ou coupleur) et de son environnement (convertisseur d'électronique de puissance) est détaillée. Pour cela, la modélisation inductive d'un composant magnétique à deux enroulements est présentée. A partir de ce modèle de base, il*

*est possible d'étudier les conséquences de notre cahier des charges sur ces grandeurs inductives. Le transfert d'énergie sans contact impose une séparation physique des parties primaire et secondaire ; ce qui a pour conséquence d'engendrer un comportement fortement inductif du coupleur. Pour pallier cet inconvénient (puissance apparente importante par rapport à la puissance active), nous nous sommes intéressés aux différentes structures à résonance qui permettent de compenser l'énergie réactive du coupleur. En s'appuyant sur cette présentation du composant magnétique, de son convertisseur et de l'interdépendance qui lie ces deux ensembles, une méthode de dimensionnement est décrite. Enfin, il est possible de déterminer les outils (modèles) nécessaires à cette étude et qui seront présentés dans les chapitres II et III.*

## I. SYSTEMES FERROVIAIRES SANS CATENAIRES ET TRANSFERT D'ENERGIE SANS CONTACT

### I.1. Les systèmes modernes sans caténaires

#### I.1.1. L'APS

Le premier système moderne à permettre de couvrir de grandes distances sans nécessiter la présence de caténaires est l'APS (Alimentation Par le Sol) [ALSTOM]. Il a été mis en service pour la première fois dans l'agglomération de Bordeaux fin 2003.

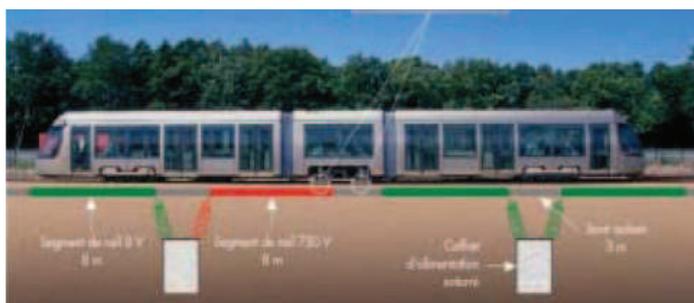


Figure 1-1. Système APS (Alimentation Par le Sol) (Source : [ALSTOM])

Le tramway est alimenté par un troisième rail encastré dans le sol entre les deux rails de roulements. Ce rail d'alimentation est composé de tronçons conducteurs, séparés par des isolants, qui sont mis successivement sous tension lors du passage du tramway. Sur la Figure 1-1, les tronçons conducteurs sont représentés respectivement en vert lorsqu'ils sont connectés à la terre et en rouge lorsqu'ils sont sous tension. Les isolants sont représentés en gris. La captation se fait par deux frotteurs situés sous le bogie central. On remarque que les tronçons conducteurs où il n'y a pas de frotteurs et ceux dépassant du tramway sont hors tension afin de garantir la sécurité des usagers de la voie publique.

La communication de la position du tramway se fait localement. En effet, une antenne d'émission est placée sur chaque frotteur et envoie un signal hautement sécurisé afin d'indiquer sa présence au tronçon conducteur sur lequel le frotteur se trouve. L'antenne de réception est composée d'une grande boucle de conducteur et est placée dans le rail central de l'APS.

#### I.1.2. PRIMOVE

La société Bombardier® a présenté fin 2008 lors du salon Innotrans à Berlin, le système PRIMOVE [BOMBARDIER] qui permet d'alimenter sans contact un tramway lorsque celui-ci est en mouvement. Le transfert de puissance se faisant sans contact, les éléments de transmission sont « invisibles ». Le principe de transmission d'énergie est le

même que celui présenté dans ces travaux de recherches, c'est-à-dire la captation inductive. Le système d'émission, enterré dans le sol constitue le primaire. Il est composé de grandes boucles de courant non connectées entre elles et ne possède pas de circuit magnétique. Le système de réception fixé sous le tramway constitue le secondaire. Il est composé d'un bobinage et d'un circuit magnétique. Comme pour les transformateurs classiques ou les transformateurs hautes fréquences le transfert d'énergie se fait via les flux magnétiques échangés entre primaire et secondaire. Ce système, fonctionnant sur la voie publique, doit respecter les normes de compatibilité électromagnétique. Par conséquent, comme pour l'APS, les boucles de courants primaires alimentées sont uniquement celles qui sont totalement recouvertes par le tramway (Figure 1-2).



Figure 1-2. Système PRIMOVE (Source : [BOMBARDIER])

L'objectif de BOMBARDIER® est d'être capable de transiter une puissance comprise entre 100 kW et 500 kW en fonction des besoins qui sont liés à la phase de fonctionnement (démarrage, freinage,...), au nombre de passagers à bord, à la déclivité de la voie et à la consommation des équipements auxiliaires.

### ***1.1.3. L'e-BRT***

La solution proposée par SIEMENS® pour s'affranchir des caténaires consiste à équiper le véhicule d'un système de stockage d'énergie électrique et de le charger uniquement en inter station. L'énergie stockée permet alors au véhicule d'atteindre l'inter station suivante où il pourra à nouveau se recharger (« biberonnage »). Dans le cadre de cette technologie les composants de stockage utilisés sont des super condensateurs. Le transfert d'énergie se fait par contact via un pantographe et une courte caténaire de la longueur de l'inter station (Figure 1-3). Les véhicules équipés de ce type de système sont des bus d'une longueur de 12 m, 18 m ou 24 m. Ils se déplacent sur des sites propres aménagés (absence de voiture, inter stations dédiées). Le temps de charge correspond au temps de montée et descente des voyageurs et est d'environ 20 secondes. De plus, le bus est équipé d'un système de guidage optique qui aide le conducteur à maintenir la trajectoire optimale en ligne et en inter station.



**Figure 1-3. Inter station de "biberonnage" de l'e-BRT (Source : [SIEMENS])**

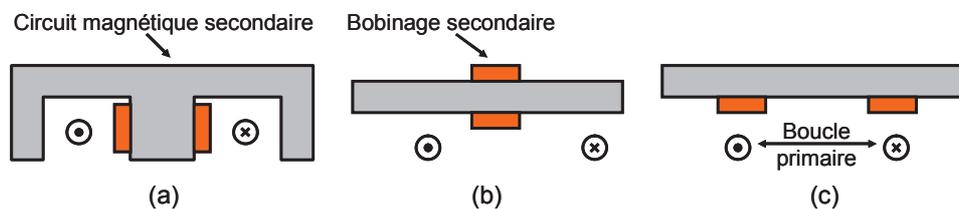
La société SINAUTEC<sup>®</sup> [SINAUTEC] développe le même type système sauf que le bus n'utilise pas une voie propre et est d'une capacité de passagers inférieure. Cette société commercialise essentiellement ses produits aux États-unis.

## **I.2. État de l'art : Applications et dimensionnement**

Le transfert d'énergie sans contact trouve actuellement son application dans l'alimentation de véhicule électrique en mouvement (système similaire à PRIMOVE) [BOYS-07] ou encore pour les grues portuaires [VAHLE]. Pour ce type d'applications, le primaire est généralement constitué d'une grande boucle de courant et le secondaire est composé d'un bobinage et d'un circuit magnétique (Figure 1-4). La figure (a) correspond aux solutions existantes pour les grues portuaires afin de supprimer les câbles alimentant les moteurs de levage. Les figures (b) et (c) sont plutôt destinées à l'alimentation de véhicules électriques en mouvement. La structure de type (b) permet de capter le champ horizontal alors que la (c) capte le champ vertical.

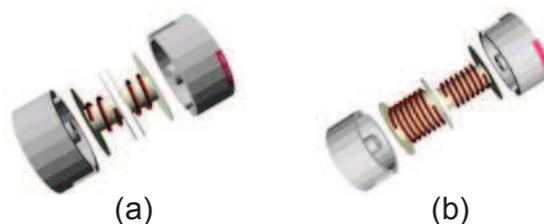
Il existe d'autres systèmes fonctionnant sur le même principe, mais qui n'utilisent pas de circuit magnétique. C'est le cas des produits proposés par la société NUMEXIA<sup>®</sup> [NUMEXIA] et des travaux de recherches de l'université de Saragosse [SALLAN-09], [VILLA-09]. NUMEXIA<sup>®</sup> a capitalisé les connaissances acquises lors du projet SWISSMETRO [MACABREY-98], [JUFER-08]. Ce projet consiste à relier les principales villes de Suisse par un réseau de transports en commun souterrains grande vitesse (jusqu'à 500 km/h). Pour atteindre cette vitesse, l'idée est d'utiliser le principe des moteurs linéaires afin de limiter les frottements et de créer un vide partiel dans le réseau souterrain afin de limiter la résistance de l'air. Les problématiques liées à la conception des moteurs linéaires sont assez proches de celles associées au transfert d'énergie sans contact, en mouvement, et sans matériau magnétique, ce qui a permis ce transfert technologique. Le fait de supprimer

complètement le circuit magnétique permet de diminuer les coûts de fabrication et le volume. Mais le comportement inductif du transformateur s'en trouve dégradé et le problème de la compatibilité électromagnétique est plus délicat à résoudre.



**Figure 1-4. Transfert d'énergie sans contact sans circuit magnétique primaire. (a) Avec circuit magnétique secondaire de type E. (b) A captation de champ horizontale. (c) A captation de champ verticale**

Le transfert d'énergie sans contact est aussi utilisé pour alimenter un système en rotation par rapport à sa source [PAPASTERGIOU-05], [PAPASTERGIOU-07], [PERROTET-00], essentiellement dans le domaine de l'aérospatial. Dans ce cas, les circuits magnétiques sont en forme de pot, ce qui permet de limiter les variations des inductances caractéristiques. Les enroulements peuvent être bobinés de manière adjacents ou concentriques (Figure 1-5). D'autres formes géométriques de circuits magnétiques plus classiques sont étudiées pour permettre un transfert d'énergie sans contact : il s'agit du E et du U [AYANO-02], [AYANO-04], [LU-07].



**Figure 1-5. Transformateur à grand entrefer rotatif. (a) A enroulements adjacents. (b) A enroulements concentriques (Source : [PAPASTERGIOU-07])**

Pour le dimensionnement d'un transformateur hautes fréquences sans entrefer et avec circuit magnétique, celui-ci est généralement considéré comme un coupleur parfait [FERRIEUX-06]. Lorsque qu'un entrefer est imposé ou que le circuit magnétique est partiellement ou complètement supprimé, il est nécessaire de prendre en compte la dégradation du comportement inductif et de ses conséquences sur les grandeurs magnétiques et électriques [STIELAU-00], [SALLAN-09]. Ce point sera détaillé dans la suite du chapitre.

## II. PRESENTATION DU CONCEPT « FLYTRAM<sup>®</sup> »

### II.1. Contexte

L'objectif d'ALSTOM TRANSPORT<sup>®</sup> à travers le projet « FLYTRAM<sup>®</sup> », est de supprimer partiellement voir complètement les caténaires, mais aussi et surtout, d'alimenter et de charger un système de stockage électrique (batteries et/ou super condensateurs) uniquement en inter station, lorsque le tramway est à l'arrêt. L'énergie stockée devra alors permettre au véhicule d'aller jusqu'à l'inter station suivante où il pourra de nouveau se recharger. Par conséquent, l'énergie consommée entre deux inter stations devra être transmise durant le temps d'arrêt du tramway afin de garantir la même vitesse commerciale. Ce qui impose un système de recharge de forte puissance. La solution avec contact à l'arrêt n'est pas envisagée à cause de sa très faible cyclabilité. En effet, le fort courant traversant le connecteur dégrade celui-ci ponctuellement (mauvaise répartition de la densité de courant due à la non uniformité du contact) étant donné qu'il n'y a aucun mouvement entre les parties mâle et femelle. La solution envisagée est donc une alimentation sans contact par captation inductive. Celle-ci permet une grande cyclabilité et une grande robustesse (aucune conséquence due aux conditions météorologiques : pluie, neige), ainsi qu'une sécurité accrue pour les passagers et autres usagers de la voie publique.

Cette solution présente comme principal avantage d'avoir un impact visuel nul grâce à l'absence de caténaire. De plus, on supprime les poteaux supportant les caténaires, ce qui a pour conséquence de réduire la place nécessaire à l'implantation d'une ligne de tramway. Grâce à ce type de système, on peut, tout comme avec l'APS s'autoriser des passages dans des rues « étroites » qui était impossible avec le système d'alimentation traditionnel. Un des intérêts de cette solution, par le biais du système de stockage d'énergie à bord, est aussi de récupérer l'énergie de freinage localement, ce qui permettra un gain énergétique.

Comme le titre du projet le laisse sous entendre, ce système est destiné aux véhicules légers (tramways et métros). En effet, l'énergie nécessaire pour des véhicules de type trains (TER et TGV) serait trop importante et demanderait des volumes de stockage trop importants.

En résumé, l'étude proposée vise à montrer, pour les applications tramways, la faisabilité d'un système de transfert d'énergie sans contact lors des phases d'arrêt. L'énergie sera alors stockée au sein du véhicule.

## II.2. Enjeux

L'énergie maximale nécessaire entre deux inter stations est de l'ordre de 8 à 9 kW.h, soit 29 à 33 MJ. Le temps d'arrêt d'un tramway est de l'ordre d'une vingtaine de secondes. Par conséquent la puissance maximale à transmettre est de 1,6 MW. Cette puissance maximale de dimensionnement constitue le premier enjeu de ces travaux de recherches. Mais lors de la plupart des arrêts, l'énergie à transmettre représente « seulement » la moitié de l'énergie maximale. De plus, l'application visée possède un comportement impulsionnel. En effet, les charges auront lieu toutes les trois minutes environ. Le dimensionnement thermique devra prendre en compte cette caractéristique, ce qui peut se traduire par des densités de courants plus importantes, des radiateurs de plus petites dimensions,...

Pour permettre ce transfert d'énergie sans contact, un inducteur primaire sera enterré dans le sol au niveau de chaque inter station (partie stationnaire), et un induit secondaire sera placé sous le tramway (partie embarquée). La charge se fait à l'arrêt, mais les parties primaire et secondaire sont en réalité mobiles entre elles. Il en découle donc un problème de positionnement (Figure 1-6). L'inducteur primaire doit être enterré car le tramway circule sur une voie publique. Il n'est donc pas possible de laisser une protubérance au milieu de la voie à chaque inter station. Pour diminuer l'entrefer il est possible de descendre l'inducteur secondaire à chaque charge du système de stockage. Ne souhaitant pas de mouvements mécaniques, cette solution est écartée dans un premier temps.

Le tramway a une précision latérale (selon l'axe des x) de plus ou moins 7 mm par rapport à la médiane. En courbe, cette tolérance est plus importante mais comme les inter stations sont en ligne droite, c'est cette précision que l'on prend comme référence. Étant donné la puissance importante à transiter, on peut supposer que le système sera de taille importante et surtout très supérieure à la précision latérale. Par conséquent, on considère que la précision selon l'axe des x n'a aucune conséquence sur le dimensionnement et sur le fonctionnement. On néglige donc celle-ci.

La distance verticale (selon l'axe des z) entre l'inducteur et l'induit, que l'on appelle entrefer est une grandeur indispensable au dimensionnement. Celle-ci dépend de l'implantation de l'induit. De même, la variation d'entrefer dépend de l'emplacement du secondaire. En effet si celui-ci est placé à même le bogie, la tolérance est directement liée à l'usure des roues soit 1 cm sur le rayon de la roue qui se répercute directement sur la précision d'entrefer. Alors que s'il est placé sur la caisse, la suspension intermédiaire et la masse de passagers embarquée modifient l'amplitude de l'entrefer.

La précision selon l'axe des  $y$  dépend uniquement de la précision d'arrêt du tramway. Cette précision dépend des efforts mis en œuvre pour l'améliorer et donc du coût investi. Si le conducteur n'est pas assisté (par de l'électronique de commande par exemple), la précision attendue est de plus ou moins 50 cm. Sinon, à l'heure actuelle la meilleure précision obtenue est de plus ou moins 15 cm pour les métros automatiques qui correspond à l'alignement des portes du métro avec les portes automatiques de la station.

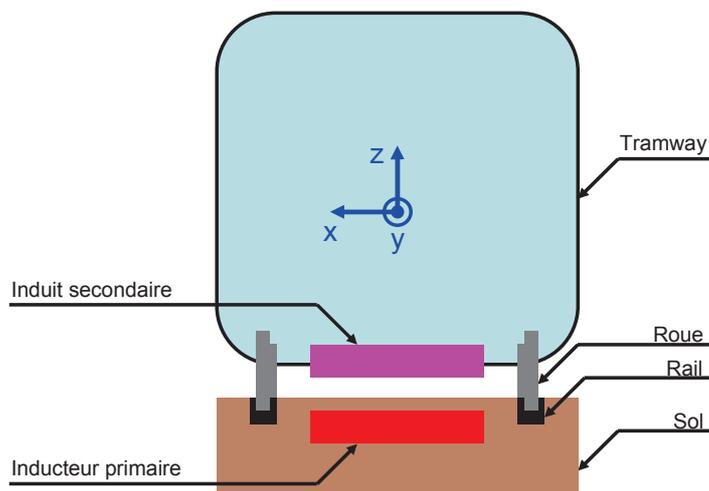


Figure 1-6. Vue en coupe tramway

Le système devra donc être capable de transférer la puissance nécessaire quelle que soit la position de l'induit (partie embarquée) par rapport à l'inducteur (partie stationnaire) définie dans le cahier des charges.

### II.3. Objectifs

L'objectif principal de ces travaux vise à étudier la faisabilité de transférer sans contact une puissance de 1,6 MW pendant 20 secondes. Il s'agit donc d'être capable de dimensionner et de réaliser l'ensemble coupleur (transformateur à grand entrefer) plus convertisseur à échelle réduite et de dimensionner et valider par simulation un dimensionnement à échelle réelle. Il en découle une étude (thermique) des pertes, des champs électromagnétiques rayonnés (respect des normes CEM ferroviaires, santé des voyageurs). La présence d'un entrefer important et de forts courants nécessitent aussi une étude (mécanique) des forces mises en jeu.

Les bornes de l'étude, sont pour l'entrée, la tension continue de sortie de la sous-station et pour la sortie, le convertisseur alimentant le système de stockage. L'objectif est donc de garantir la caractéristique (tension - courant) de sortie désirée. Les éléments représentant le système étudié sont notés en italique (rectangles jaunes) sur la Figure 1-7.

Dans un premier temps, l'idée directrice est de faire comme pour l'APS, c'est-à-dire alimenter le tramway via les caténaires la plupart du temps et utiliser le système de charge en inter station lorsque les municipalités veulent conserver l'intégrité d'un quartier historique, ou d'une place entre deux inter stations ou plus. D'autre part, pendant la phase d'alimentation par caténaires, on souhaite aussi charger le système de stockage. Et si le système de stockage n'a pas de régulation de sa tension, celle-ci diminue au fur et à mesure de la décharge. C'est pour cela qu'entre les systèmes de stockage et la source de tension continue à bord du tramway ( $V_{cc+}$  sur la Figure 1-7) sont interposés des hacheurs. Ceux-ci devant être « réversibles » pour permettre la charge en phase de récupération (freinage) et la décharge du système de stockage. Il est donc aussi possible d'utiliser ces convertisseurs lors de la charge par captation inductive. Ils fonctionnent en hacheur abaisseur (Buck) lors de la charge des éléments de stockage et en hacheur élévateur (Boost) lors de la décharge.

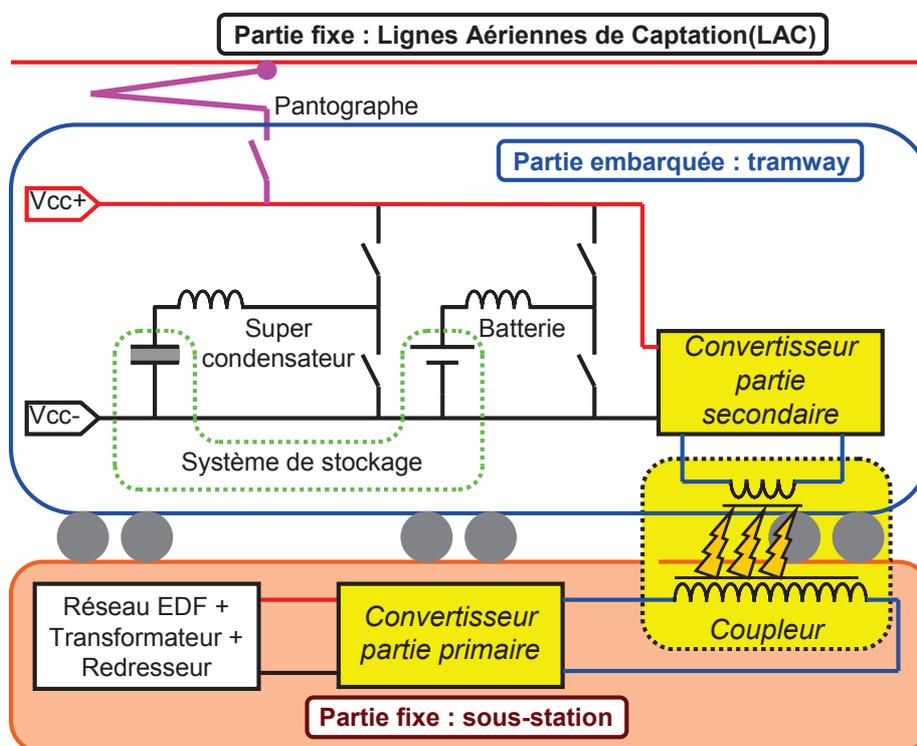


Figure 1-7. Présentation du système de transfert d'énergie sans contact et de son environnement

Le système de stockage peut se diviser en deux éléments qui sont les batteries (de type Lithium ions par exemple) et les super condensateurs. Les premiers permettent de fournir la puissance moyenne et les seconds la puissance crête. Ces composants de stockage sont en pleine évolution et leurs performances sont en constante amélioration. Par conséquent, la solution choisie est une hybridation entre ces deux technologies mais rien n'est encore clairement défini.

## II.4. Forme géométrique du coupleur

Étant donné la forte puissance à transiter, il a été choisis de s'intéresser aux coupleurs comportant un circuit magnétique au primaire et au secondaire. La présence d'un matériau magnétique, de forte perméabilité, permet de mieux canaliser les lignes de champ en vue de respecter les normes de compatibilité électromagnétique, mais permet aussi d'améliorer le comportement magnétique.

La forme géométrique doit permettre un léger décalage latéral et surtout un fort décalage dans le sens de marche du tramway. Par conséquent, il n'est pas envisageable d'utiliser des circuits magnétiques de type axisymétrique ou à section centrale ronde, comme les pots. De plus, comme il n'existe pas de circuits magnétiques pour des systèmes de très forte puissance, des sections de types carré ou rectangulaire sont plus facilement réalisables. Les géométries possibles sont donc le U ou le E. Le choix s'est orienté vers des noyaux de E car ils concentrent le flux magnétique, englobent les conducteurs, limitent les forces d'attraction, possèdent une faible sensibilité au décalage latéral et permettent de s'affranchir facilement du problème de la précision d'arrêt du tramway. Mais ils nécessitent davantage de matériau magnétique que les U. La Figure 1-8 représente une des solutions envisageables à partir de noyaux de type E. En augmentant la longueur du circuit magnétique primaire par rapport au circuit magnétique secondaire, en adéquation avec la précision d'arrêt désirée, on s'affranchit facilement du problème de la précision d'arrêt du tramway.

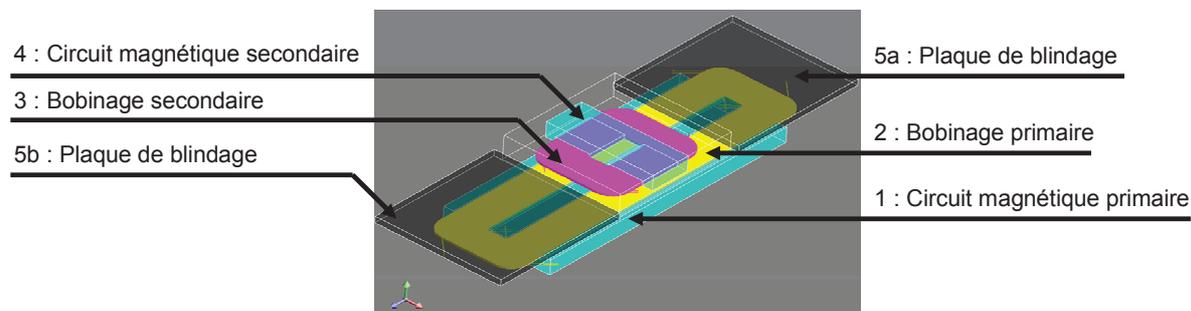


Figure 1-8. Géométrie du coupleur à dimensionner

Sur la Figure 1-8, le circuit magnétique de grande dimension bleu turquoise (1) et le bobinage jaune (2) constituent le primaire enterré dans le sol (partie stationnaire). Tous les autres éléments constituent la partie embarquée. L'inducteur secondaire (3) et son circuit magnétique (4) sont respectivement en magenta et en bleu turquoise. Les éléments en noir représentent le blindage (5a et 5b). Celui-ci permet de concentrer le flux de fuites (primaire) sous le tramway. Le blindage dépasse de chaque côté le circuit magnétique primaire afin de

recouvrir complètement le primaire (circuit magnétique et têtes de bobine) quelle que soit la position du circuit magnétique embarquée par rapport au circuit magnétique primaire.

## **II.5. Choix de la fréquence de fonctionnement**

La fréquence de fonctionnement ou fréquence de découpage fait partie du cahier des charges. Il s'agit donc d'une grandeur d'entrée du dimensionnement. En électronique de puissance, le choix de celle-ci est généralement effectué pour avoir le meilleur compromis pertes – volume. Dans notre cas, étant donné le peu d'expérience sur le type de composant magnétique à dimensionner et surtout la puissance du système, ce choix s'est fait, dans un premier temps, de manière arbitraire.

L'une des contraintes de cette étude est le volume du composant magnétique (essentiellement du secondaire), or pour diminuer le volume de celui-ci il faut augmenter la fréquence. Mais, étant donné la puissance importante, une contrainte technologique est le choix des semi conducteurs de puissance. En effet à ce niveau de contraintes électriques les pertes par commutations sont importantes et sont directement proportionnelles à la fréquence. De plus, étant donné les forts courants et une fréquence relativement élevée les « pertes joules hautes fréquences » dans les conducteurs doivent être considérées. Plus la fréquence est élevée, plus ces pertes sont importantes et plus la réalisation des bobinages est difficile. Par conséquent, en plus du compromis pertes - volumes, il faut prendre en compte les contraintes technologiques. Un autre facteur important est le bruit généré par le système. Pour s'affranchir de ce problème on souhaite se placer à une fréquence de fonctionnement supérieure à la fréquence audible.

Par conséquent, à partir des raisons évoquées précédemment, le choix de la fréquence de découpage pour cette première phase de dimensionnement a été fixé à 25 kHz. En fonction des résultats et du retour d'expérience, il sera possible de la modifier pour réaliser de nouveau dimensionnement. Il s'agit donc d'un paramètre ajustable.

## **II.6. Aspects innovants**

Actuellement, de plus en plus d'études portent sur le dimensionnement de composants magnétiques dédiés au transfert d'énergie sans contact pour le transport ferroviaire (tramways) et automobile (bus et voitures). En particulier, Bombardier® et l'université d'Auckland en Nouvelle-Zélande [STIELAU-00] travaillent sur le transfert d'énergie sans contact en mouvement avec un circuit magnétique uniquement au secondaire. Le primaire étant composé simplement d'une grande boucle parcourue par un courant alternatif à haute

fréquence. Le système de Bombardier® est prévue pour transmettre une puissance maximale de 500 kW. L'université d'Auckland s'intéresse particulièrement à l'alimentation de véhicule électrique de type voiture et sont donc soumis à des problèmes de centrage du secondaire par rapport au primaire plus important que ceux qui peuvent exister dans le domaine du ferroviaire. Par exemple, des solutions de bobinages particulières avec des noyaux magnétiques de type E permettent de garantir un bon transfert de puissance malgré un fort décalage latéral [ELLIOTT-10].

L'université de Saragosse en Espagne [SALLAN-09] s'intéresse à un système de charge à l'arrêt destiné au bus d'une puissance de charge de 200 kW. Le coupleur est composé uniquement de conducteurs et il n'y a pas de matériau magnétique. Mais leurs travaux, réalisés pour une puissance de 2 kW, ne présentent pas d'études des champs rayonnés.

Les travaux présentés dans ce rapport se distinguent de ceux cités précédemment par le niveau de puissance (1,6 MW) et par le choix technologique au niveau des circuits magnétiques (en partie imposé par le niveau de puissance). En effet, peu d'études s'intéressent au dimensionnement de transformateur à grand entrefer avec le primaire et le secondaire composés de circuits magnétiques. Dans la suite de ce chapitre, la modélisation des coupleurs sera présentée afin de bien comprendre les conséquences de la présence d'un grand entrefer puis la méthode générale de dimensionnement sera détaillée.

### **III. MODELE ELECTRIQUE DU COUPLEUR**

#### **III.1. Introduction**

Le composant magnétique à dimensionner est un transformateur à grand entrefer à deux enroulements avec des caractéristiques particulières. De plus, les bobinages primaire et secondaire seront nécessairement adjacents. Malgré ces caractéristiques, ce composant, que l'on nomme coupleur dans cette étude, peut être modélisé par les mêmes schémas que ceux utilisés pour les transformateurs classiques [MULTON-97], [MARGUERON-06]. Il existe différentes représentations électriques de transformateurs à deux enroulements. Dans la littérature, le cas général est présenté mais les hypothèses liées au transformateur classique sont rapidement admises. C'est pourquoi dans cette partie, on présente les différents modèles possibles de coupleur et le lien entre ces différents schémas.

On traite uniquement le comportement inductif du coupleur. En effet le comportement capacitif lié aux capacités parasites est négligé. Ceci se justifie car ces éléments ont

généralement une influence au-delà du MHz. Or étant donné la puissance du convertisseur (1,6 MW), la fréquence de fonctionnement sera relativement faible (de l'ordre de 20-25 kHz). De plus, d'une manière générale, les pertes perturbent peu l'observation du comportement magnétique. Par conséquent, dans un premier temps, elles sont aussi négligées. Pour une première approche de dimensionnement, et d'étude du fonctionnement général du coupleur et de l'ensemble coupleur plus convertisseur, nous nous limitons donc aux éléments inductifs.

## III.2. Modèle du coupleur et coefficients de couplage

### III.2.1. Schéma électrique équivalent à deux inductances couplées

La représentation la plus commune pour un composant magnétique à deux enroulements est celle sous la forme d'inductances primaire et secondaire et d'une inductance mutuelle, notées respectivement  $L_1$ ,  $L_2$  et  $M$  (Figure 1-9). C'est la représentation la plus générale qui existe.

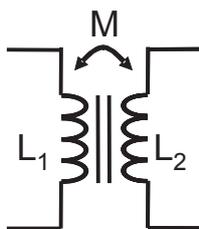


Figure 1-9. Schéma inductif équivalent d'un transformateur à deux enroulements

Pour caractériser ce type de composant, on utilise le coefficient de couplage qui permet de quantifier la qualité du transfert, en terme de flux, d'un enroulement à l'autre. Celui-ci est noté  $k$ . Les coefficients de couplage rapportés au primaire et au secondaire sont rarement utilisés dans la littérature mais trouvent leurs applications dans des cas particuliers comme le nôtre ou d'une manière plus générale dans les études de transfert d'énergie sans contact par induction [BOYS-07]. En effet lorsque les circuits magnétiques primaire et secondaire sont de géométries différentes, cette dissociation est indispensable. Ils sont notés respectivement  $k_1$  et  $k_2$ .

Pour calculer les différents coefficients de couplage, nous avons besoin de définir les différents flux présents dans le composant magnétique (Figure 1-10) :

- $\Phi_{11}$  et  $\Phi_{22}$  : flux d'auto induction : flux globaux, embrassés par les enroulements primaire et secondaire,
- $\Phi_{12}$  et  $\Phi_{21}$  : flux d'induction mutuelle,
- $\Phi_{f1}$  et  $\Phi_{f2}$  : flux de fuites primaire et secondaire.

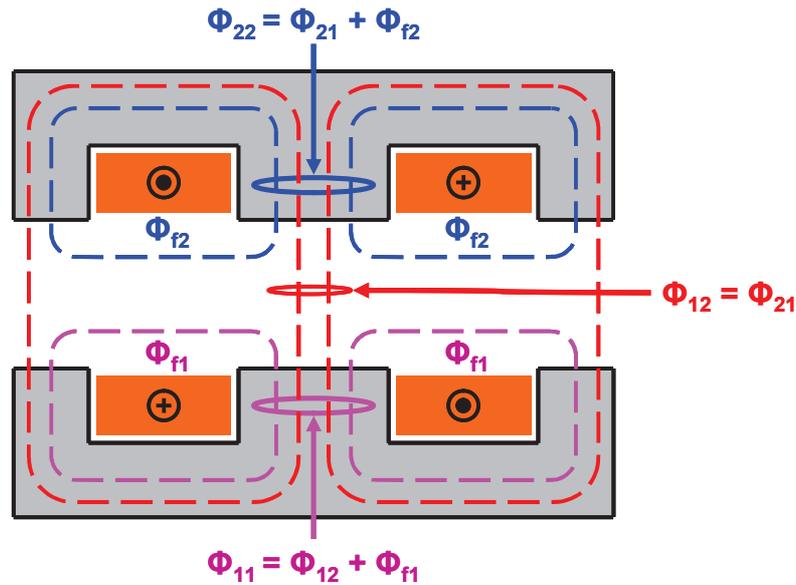


Figure 1-10. Représentation 2D des flux

Les flux d'auto induction s'expriment en fonction du flux d'induction mutuelle et des flux de fuites de la manière suivante :

$$\Phi_{11} = \Phi_{12} + \Phi_{f1} \quad (1-1)$$

$$\Phi_{22} = \Phi_{21} + \Phi_{f2} \quad (1-2)$$

L'expression générale du coefficient de couplage global est égale à la racine carrée du rapport des produits des flux d'inductions mutuelles sur le produit des flux d'auto induction (1-3). A partir de cette expression on en déduit les expressions des coefficients de couplage primaire et secondaire.

$$k = \sqrt{\frac{\Phi_{12} \cdot \Phi_{21}}{\Phi_{11} \cdot \Phi_{22}}} = \sqrt{K_1 \cdot K_2} \quad \text{avec} \quad K_1 = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_{11}} \quad \text{et} \quad K_2 = \frac{\Phi_{21}}{\Phi_{22}} \quad (1-3)$$

Il est possible d'exprimer les expressions précédentes à partir des flux par spire. On obtient les formules suivantes :

$$\Phi_{11} = N_1 \cdot \varphi_{11} \quad (1-4)$$

$$\Phi_{12} = N_2 \cdot \varphi_{12} \quad (1-5)$$

$$\Phi_{22} = N_2 \cdot \varphi_{22} \quad (1-6)$$

$$\Phi_{21} = N_1 \cdot \varphi_{21} \quad (1-7)$$

$$k = \sqrt{\frac{\varphi_{12} \cdot \varphi_{21}}{\varphi_{11} \cdot \varphi_{22}}} = \sqrt{k_1 \cdot k_2} \quad \text{avec} \quad k_1 = \frac{\varphi_{12}}{\varphi_{11}} \quad \text{et} \quad k_2 = \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{22}} \quad (1-8)$$

En explicitant les flux en fonction des différentes inductances citées précédemment et des courants primaire, secondaire, on obtient :

$$\Phi_{11} = N_1 \cdot \varphi_{11} = L_1 \cdot I_1 \quad (1-9)$$

$$\Phi_{12} = N_2 \cdot \varphi_{12} = M_{12} \cdot I_1 \quad (1-10)$$

$$\Phi_{22} = N_2 \cdot \varphi_{22} = L_2 \cdot I_2 \quad (1-11)$$

$$\Phi_{21} = N_1 \cdot \varphi_{21} = M_{21} \cdot I_2 \quad (1-12)$$

D'après le théorème de Stokes, en calculant la tension induite du primaire sur le secondaire et du secondaire sur le primaire, on trouve que les inductances mutuelles sont égales ( $M_{21} = M_{12} = M$ ). L'inductance mutuelle obtenue est notée  $M$ . Par conséquent, on obtient les expressions suivantes pour les différents coefficients de couplage,  $m$  étant le rapport de transformation égal au nombre de spires secondaire sur le nombre de spires primaire :

$$k_1 = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{M}{L_1} = \frac{1}{m} \cdot \frac{M}{L_1} \quad (1-13)$$

$$k_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{M}{L_2} = m \cdot \frac{M}{L_2} \quad (1-14)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \sqrt{k_1 \cdot k_2} \quad (1-15)$$

$$K_1 = \frac{M}{L_1} \text{ et } K_2 = \frac{M}{L_2} \quad (1-16)$$

En supposant les grandeurs électriques sinusoïdales, les équations électriques correspondantes à cette représentation s'écrivent sous la forme suivante où  $p$  désigne la grandeur de Laplace ( $p = j \cdot \omega$ ) :

$$V_1 = M \cdot p \cdot I_2 + L_1 \cdot p \cdot I_1 \quad (1-17)$$

$$V_2 = M \cdot p \cdot I_1 + L_2 \cdot p \cdot I_2 \quad (1-18)$$

On en déduit l'expression de la tension secondaire en fonction des grandeurs électriques primaire :

$$V_2 = \frac{m}{k_2} \cdot (V_1 - (1 - k^2) \cdot L_1 \cdot p \cdot I_1) \quad (1-19)$$

### III.2.2. Schéma électrique équivalent en étoile

Comme on pourra le voir dans le deuxième chapitre, on peut représenter un coupleur sous la forme d'un schéma électrique équivalent en T (Figure 1-11), à partir de son schéma réductant. Ce dernier est issu uniquement de la géométrie du coupleur et des caractéristiques des enroulements. Dans cette partie, on suppose donc les inductances de fuites primaire et secondaire notées  $LF_1$ ,  $LF_2$  et l'inductance magnétisante  $LM$  connues.

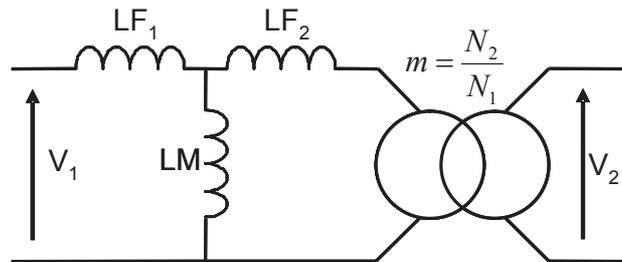


Figure 1-11. Schéma électrique équivalent en T

Le schéma de la Figure 1-11 est rarement utilisé, du fait de sa structure en T qui n'est pas pratique à exploiter. Son principal avantage est que le coupleur fait apparaître uniquement le rapport de transformation sans faire intervenir de coefficient de couplage. On cherche l'équivalence entre les éléments de ce schéma et les éléments de la représentation explicitée précédemment. Les inductances  $L_1$  et  $L_2$  étant les inductances vues du primaire et du secondaire, elles se déduisent facilement du schéma précédent. Elles sont de la forme :

$$L_1 = LF_1 + LM \quad (1-20)$$

$$L_2 = m^2 \cdot (LF_2 + LM) \quad (1-21)$$

La difficulté est d'exprimer  $M$  en fonction des paramètres  $LF_1$ ,  $LF_2$ ,  $LM$  et  $m$ . Pour trouver cette relation, on calcule l'expression de la tension secondaire en fonction de ces mêmes grandeurs. Elle est de la forme :

$$V_2 = m \cdot \left[ \left( 1 + \frac{LF_2}{LM} \right) \cdot V_1 - \left( LF_1 + LF_2 + \frac{LF_1 \cdot LF_2}{LM} \right) \cdot p \cdot I_1 \right] \quad (1-22)$$

En résolvant membre à membre avec la relation (1-19) obtenue précédemment, on trouve que :

$$k_1 = \frac{LM}{LF_1 + LM} \quad (1-23)$$

$$k_2 = \frac{LM}{LF_2 + LM} \quad (1-24)$$

$$k^2 = k_1 \cdot k_2 = \frac{LM}{LF_1 + LM} \cdot \frac{LM}{LF_2 + LM} \quad (1-25)$$

A partir des expressions (1-15), (1-20), (1-21) et (1-25), on en déduit l'expression de M :

$$M = m \cdot LM \quad (1-26)$$

Lorsque les deux inductances de fuites  $LF_1$  et  $LF_2$  sont égales, les coefficients de couplage  $k_1$ ,  $k_2$  et par conséquent  $k$  sont aussi égaux.

### III.2.3. Schéma électrique équivalent à deux inductances

Le schéma de la figure précédente à trois inductances peut se ramener au schéma de la Figure 1-12 à seulement deux inductances.

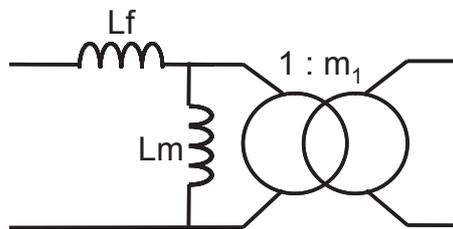


Figure 1-12. Schéma électrique équivalent classique

En faisant l'analogie entre l'équation de la tension secondaire en fonction des grandeurs électriques primaire pour deux inductances couplées (1-19) et l'équation déductible de la Figure 1-12, on en déduit les expressions de l'inductance de fuites ramenée au primaire  $Lf$ , de l'inductance magnétisante  $Lm$ , ainsi que le rapport de transformation  $m_1$ .

$$Lf = (1 - k^2) \cdot L_1 \quad (1-27)$$

$$Lm = k^2 \cdot L_1 \quad (1-28)$$

$$m_1 = \frac{m}{k_2} \quad (1-29)$$

A partir des équations obtenues pour chaque modèle inductif et des différentes relations, on peut facilement connaître les paramètres de chacune des représentations sachant qu'à partir du modèle réductant (exposé dans la deuxième chapitre) le schéma le plus simple à obtenir est celui à trois inductances (Figure 1-11). On verra par la suite l'intérêt de ces différentes représentations.

### III.3. Conséquences de la présence de l'entrefer

Le cahier des charges impose la présence d'un entrefer important (inférieur à la dizaine de centimètres) entre les deux demi circuits magnétiques. Cela aura pour inconvénient majeur de dégrader fortement le comportement magnétique du coupleur. A partir des expressions des sous parties précédentes, on peut en déduire que le schéma électrique (inductif) équivalent de la Figure 1-12 du coupleur sera composé d'une grande inductance de fuite et d'une faible inductance magnétisante. Cela aura pour conséquence d'augmenter le courant primaire (ou secondaire) total à cause du fort courant magnétisant et d'imposer une chute de tension importante aux bornes de l'inductance de fuite. Une surface de cuivre primaire (ou secondaire) supérieure à la surface de cuivre secondaire (respectivement primaire) sera donc nécessaire. De plus, une surface de fer plus importante sera nécessaire. Comme les enroulements sont adjacents, on peut envisager d'utiliser des circuits magnétiques différents (de hauteurs différentes) pour compenser cette augmentation de surface de bobinage. De cette manière on ne perd pas de place dans une des parties (stationnaire ou embarquée), ce qui est intéressant d'un point de vue intégration.

De plus, comme cela a déjà été dit, pour compenser la précision d'arrêt du tramway, le circuit magnétique primaire aura une longueur plus importante que le secondaire. Ceci aura pour conséquence d'augmenter l'inductance de fuites primaire. Dans ce cas, les inductances de fuites et les coefficients de couplage primaire et secondaire seront différents.

## IV. STRUCTURE DE CONVERTISSEUR POUR TRANSFORMATEUR FAIBLEMENT COUPLE

### IV.1. Compensation du comportement inductif

En alimentant directement un transformateur faiblement couplé par une tension alternative haute fréquence, l'énergie réactive à fournir sera très importante et nécessitera un surdimensionnement des composants de puissance et du bobinage situés au primaire. En plaçant judicieusement des condensateurs de puissance, il est possible de limiter voir d'annuler l'énergie réactive vue de l'alimentation. Cependant de manière locale, celle-ci sera toujours présente et sera fournie par le ou les condensateurs. Il existe une multitude de possibilité d'association (série, parallèle) de composants de réactifs (inductances et condensateurs) [LAOUAMER-98], [SIBUE-10b]. Pour modéliser le comportement électrique du coupleur on utilise les schémas vus précédemment. Ces schémas sont une représentation et sont strictement équivalents. Il faut les considérer comme un quadripôle avec une entrée

(primaire) et une sortie (secondaire) comme sur la représentation sous forme de schéma bloc de la chaîne de conversion (Figure 1-13). Par conséquent, le ou les condensateurs de compensation sont placés à l'extérieur des schémas électriques équivalents. Les possibilités d'association des éléments réactifs (inductances et condensateurs) sont par conséquent limitées. Étant donné les caractéristiques du coupleur (grande inductance de fuites et faible inductance magnétisante) nous avons choisi de compenser les deux énergies réactives correspondantes aux deux inductances. De plus, il a été décidé d'alimenter le système résonant par un onduleur de tension. L'onduleur de courant a été éliminé car il nécessite des interrupteurs bidirectionnels en tension synonyme de pertes supplémentaires. Par conséquent, le condensateur primaire est forcément placé en série pour éviter tout risque de court-circuit. Le condensateur secondaire peut être a priori en série ou en parallèle. On parle alors de compensation Série - Série (SS) et Série - Parallèle (SP).



Figure 1-13. Représentation sous forme de schéma bloc de la chaîne de conversion

Par la suite, pour les calculs, l'onduleur de tension et l'ensemble redresseur plus charge de la Figure 1-13 peuvent être respectivement représentés par une source de tension alternative et une résistance.

#### IV.2. Compensation Série – Série (SS)

Pour mettre en évidence l'intérêt de la compensation Série – Série (SS), il faut utiliser le schéma électrique équivalent à deux inductances couplées pour le coupleur (Figure 1-14).

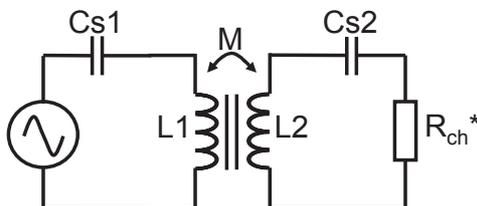


Figure 1-14. Schéma équivalent du convertisseur à résonance Série – Série (SS)

En calculant l'impédance vue par la source de tension ( $Z_{SS}$ ), on remarque que le condensateur primaire ( $Cs1$ ) compense l'inductance primaire ( $L1$ ) et que le condensateur secondaire ( $Cs2$ ) compense l'inductance secondaire ( $L2$ ).

$$Z_{SS} = j \cdot L_1 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{S1} \cdot \omega} + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{ch}^* + j \cdot L_2 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{S2} \cdot \omega}} \quad (1-30)$$

En supposant une compensation totale des inductances primaire et secondaire, on trouve l'impédance compensée vue par la source de tension ( $Z_{SS\_Compensé}$ ). Celle-ci ne possède pas de partie imaginaire. Par conséquent, vue de la source, pour une compensation complète, il n'y a pas de puissance réactive à fournir.

$$Z_{SS\_Compensé} = \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{ch}^*} \quad (1-31)$$

### IV.3. Compensation Série – Parallèle (SP)

Pour mettre en évidence l'intérêt de la compensation Série – Parallèle (SP), il est préférable d'utiliser le schéma électrique équivalent à deux inductances pour le coupleur (Figure 1-15). Dans ce schéma équivalent, pour simplifier les calculs, le coupleur parfait de rapport de transformation  $m/k^2$  (Figure 1-12) n'est pas représenté car les éléments secondaires ont été ramenés au primaire.

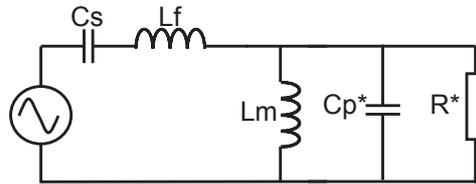


Figure 1-15. Schéma équivalent du convertisseur à résonance Série - Parallèle (SP)

En calculant l'impédance vue par la source de tension ( $Z_{SP}$ ), on remarque que le condensateur primaire ( $C_s$ ) compense l'inductance de fuites ( $L_f$ ) et que le condensateur secondaire ( $C_p^*$ ) compense l'inductance magnétisante ( $L_m$ ).

$$Z_{SP} = j \cdot L_f \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_s \cdot \omega} + \frac{R^*}{1 + R^* \cdot \left( j \cdot C_p^* \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot L_m \cdot \omega} \right)} \quad (1-32)$$

Comme pour la compensation Série – Série, il est possible de compenser totalement la puissance réactive du coupleur ( $Z_{SP\_Compensé}$ ). Dans ce cas, l'impédance équivalente vue de la source de tension est la résistance équivalente de charge.

$$Z_{SP\_Compensé} = R^* \quad (1-33)$$

#### IV.4. Influence du convertisseur

Les structures à résonance de type Série – Série (SS) et Série – Parallèle (SP) permettent de compenser toutes les deux la totalité du comportement fortement inductif du transformateur. Ces deux topologies ne compensent pas les mêmes inductances. Ceci a pu être mis en évidence grâce aux différentes représentations d'un transformateur à deux enroulements. Par contre, les impédances équivalentes compensées ne sont pas identiques. En effet pour la compensation de type SP, l'impédance équivalente est proportionnelle à la résistance de charge alors que pour la résonance SS, elle est inversement proportionnelle à la résistance de charge et est proportionnelle à la fréquence d'alimentation. De plus la caractéristique de sortie du convertisseur à résonance SP dans le plan V(I) est plutôt horizontale alors que pour le convertisseur à résonance SS, elle est plutôt verticale. Mais ces différences ne permettent pas de choisir la structure et nécessite une étude plus approfondie.

Cette présentation des différents modes de compensation met en évidence l'influence des paramètres inductifs du coupleur sur le réglage des fréquences de résonance, c'est-à-dire sur le choix des valeurs des condensateurs primaire et secondaire. Par exemple, pour un convertisseur à résonance Série – Série, la valeur du condensateur primaire ( $C_{s1}$ ) est inversement proportionnelle à l'inductance primaire ( $L_1$ ),  $f_{res\_1}$  étant la fréquence de résonance primaire choisie (1-34). Pour une position fixe, les fréquences de résonance primaire et secondaire sont généralement prises égales à la fréquence de découpage.

$$C_{s1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{res\_1}^2 \cdot L_1} \quad (1-34)$$

Mais le choix du type de compensation et le choix des fréquences de résonance primaire et secondaire vont aussi modifier les grandeurs électriques (tension et courant) du coupleur. L'influence entre le coupleur et le convertisseur est donc à double sens. Le dimensionnement de ces deux ensembles ne peut donc pas être dissocié dans le temps et doit se faire au cours d'une même phase d'étude.

## V. METHODE DE DIMENSIONNEMENT

### V.1. Introduction

Pour dimensionner le composant magnétique et son environnement (électronique de puissance), la phase de conception s'est déroulée en deux étapes. La première, dite de pré dimensionnement permet de déduire à partir d'un cahier des charges précis, les dimensions géométriques des circuits magnétiques primaire et secondaire, les caractéristiques des

enroulements, et les valeurs des condensateurs de résonance. La seconde phase, consiste à un dimensionnement plus fin à partir de logiciel de CAO. Il s'agit de valider le pré dimensionnement, de déterminer précisément les pertes, l'induction dans les circuits magnétiques primaire et secondaire, les forces locales au sein du composant,...

## V.2. Dimensionnement des transformateurs hautes fréquences

On peut distinguer deux types de composants magnétiques. Il y a ceux qui possèdent un noyau magnétique et ceux qui sont « à air ». Le noyau magnétique permet de canaliser le flux et d'améliorer le couplage magnétique entre les différents bobinages. Mais dans certains cas, comme le moteur linéaire ou encore le système PRIMOVE de BOMBARDIER<sup>®</sup>, la quantité de matériau magnétique nécessaire étant trop importante, les circuits magnétiques sont supprimés en totalité ou partiellement (au primaire généralement pour une charge en mouvement).

Dans notre cas, le coupleur est composé de deux demi circuits magnétiques et de deux bobinages. Par conséquent, la méthode de dimensionnement du coupleur a été largement inspirée de celle d'un transformateur classique hautes fréquences [FERRIEUX-06]. Puis des étapes ont été rajoutées afin de prendre en compte les particularités liées à la conception de ce type de composant.

Pour dimensionner ce type de composant, il y a deux matériaux à caractériser : le cuivre et le fer. Ils constituent respectivement les bobinages et les circuits magnétiques. Dans un premier temps, pour la conception de ce type de composant les volumes de cuivre et de fer ne constituent pas les grandeurs caractéristiques de ces deux matériaux. En effet, les surfaces de cuivre et de fer imposent respectivement la densité de courant et l'induction afin de garantir une bonne température de fonctionnement. Mais le volume de ces deux matériaux intervient dans le calcul des pertes et par conséquent modifie la température de fonctionnement. Afin de valider le dimensionnement d'un composant magnétique il faut s'intéresser aux volumes de chacun des matériaux le constituant. Mais pour le dimensionnement « fonctionnel », les grandeurs caractéristiques sont les surfaces de fer et de cuivre.

$A_e$  et  $S_b$  représentent respectivement la surface du noyau de fer et la surface de bobinage où vient se loger le cuivre. Mais ces deux grandeurs sont interdépendantes dans le dimensionnement d'un transformateur. Par conséquent, un dimensionnement global de ces deux grandeurs est nécessaire. A partir du cahier des charges et des grandeurs électriques, il est possible de calculer le produit des deux aires nécessaires, noté  $A_e.S_b$ . Il est à noter que ce

produit des aires correspond à l'image de la puissance apparente du transformateur [FERRIEUX-06]. Ensuite les aires  $A_e$  et  $S_b$  sont réparties de manière à ce que leur produit soit égal à  $A_e.S_b$ . Pour de faible puissance, les concepteurs choisissent un noyau magnétique qui possède un produit  $A_e.S_b$  supérieur ou égal à celui calculé. Mais pour de fortes puissances, les noyaux magnétiques n'existent pas. Par conséquent, les concepteurs ont à imposer le rapport entre la surface de fer et la surface de cuivre en modifiant le nombre de spire primaire par exemple.

Pour le dimensionnement des transformateurs classiques (sans entrefer), les chutes de tensions et le courant magnétisant sont généralement négligés. Le transformateur est supposé parfait. A cause de la présence de l'entrefer ces hypothèses ne sont pas valables et le dimensionnement devra prendre en compte ces grandeurs électriques.

### V.3. Proposition d'une méthode de dimensionnement appliquée au coupleur

Comme il a pu être introduit précédemment, les éléments inductifs ont une grande influence sur le dimensionnement, notamment sur les grandeurs électriques (courant magnétisant, chute de tension,...) et sur le réglage des fréquences de résonance. Celles-ci dépendent directement des éléments inductifs. Or les paramètres inductifs peuvent être déterminés uniquement lorsque la géométrie est connue. Le pré dimensionnement se doit donc d'être itératif pour prendre en compte le comportement global du coupleur. De plus, cela permet de prendre en compte l'influence entre le coupleur et le convertisseur.

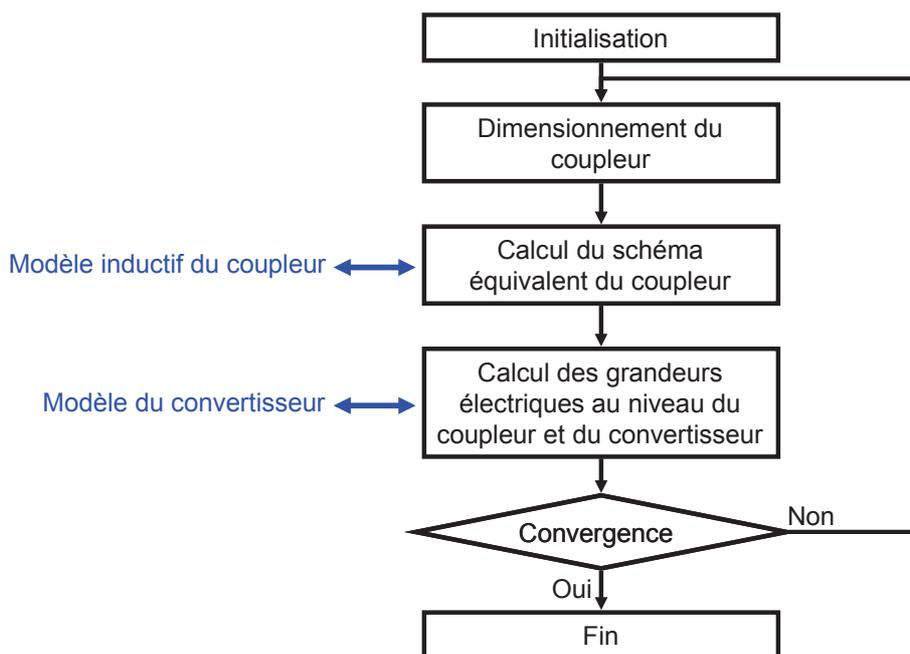


Figure 1-16. Algorithme général de dimensionnement

La Figure 1-16 présente le principe général de l'algorithme de dimensionnement. La première étape consiste à déterminer la géométrie du coupleur et les caractéristiques des bobinages. Puis, à partir de ces données il faut en déduire le schéma inductif équivalent. Ensuite le schéma électrique équivalent du coupleur est inséré dans un schéma électrique de type circuit afin de régler les fréquences de résonance du convertisseur et de calculer les différentes grandeurs électriques. Enfin, il faut définir un critère de convergence et vérifier à la fin de chaque itération s'il y a convergence ou non entre deux itérations successives (sur le courant primaire par exemple). Lorsque le critère est vérifié, la géométrie du coupleur est connue et le pré dimensionnement est terminé. Sinon, l'algorithme principal est de nouveau parcouru jusqu'à ce qu'il y ait convergence.

Pour atteindre cet objectif, il est donc nécessaire de pouvoir calculer un schéma électrique équivalent à partir des géométries des circuits magnétiques et des caractéristiques des bobinages. La méthode utilisée est analytique et se situe à une échelle macroscopique. En effet celle-ci consiste à calculer le schéma réductant équivalent à partir de la géométrie du coupleur et des caractéristiques des enroulements. Cette méthode a été choisie car elle est très économe en temps de calcul et permet d'atteindre la précision désirée. Ce qui est très intéressant si l'on souhaite par la suite faire de l'optimisation. De même pour le convertisseur, un modèle est nécessaire pour pouvoir régler les fréquences de résonance et calculer les différentes grandeurs électriques nécessaires au dimensionnement.

#### **V.4. Méthodologie générale**

La méthode de dimensionnement proposée est issue des connaissances acquises tout au long de l'étude théorique analytique (pré dimensionnement) et des points clés mis en évidence au fur et à mesure de l'avancement. La mise en place de cette méthode s'est faite par étape successive comme le montre la Figure 1-17.

La première étape a consisté à une approche 2D de la modélisation magnétique du coupleur [SIBUE-09]. De plus, l'énergie réactive n'était pas compensée. Le coupleur était alimenté directement par une source de tension alternative et la charge était purement résistive. La deuxième étape a consisté à prendre en compte les phénomènes magnétiques 3D du coupleur ainsi que la présence du convertisseur à résonance. Grâce à la présence du convertisseur et des fréquences de résonance bien choisies, l'énergie réactive était compensée dans sa quasi-totalité. Les étapes 1 et 2 ont porté sur un coupleur fixe. En effet, la variation d'entrefer et la précision d'arrêt du tramway n'étaient pas prises en compte. La principale différence entre les phases précédentes et l'étape 3 a été la prise en compte de la précision

d'arrêt du coupleur et de la variation d'entrefer. Le modèle magnétique 3D a été modifié pour prendre en compte cette précision d'arrêt et la variation d'entrefer. Le réglage des fréquences de résonance est réalisé pour permettre un bon fonctionnement quelle que soit la position du secondaire par rapport au primaire comprise dans le cahier des charges en terme de précision d'arrêt et de variation d'entrefer.

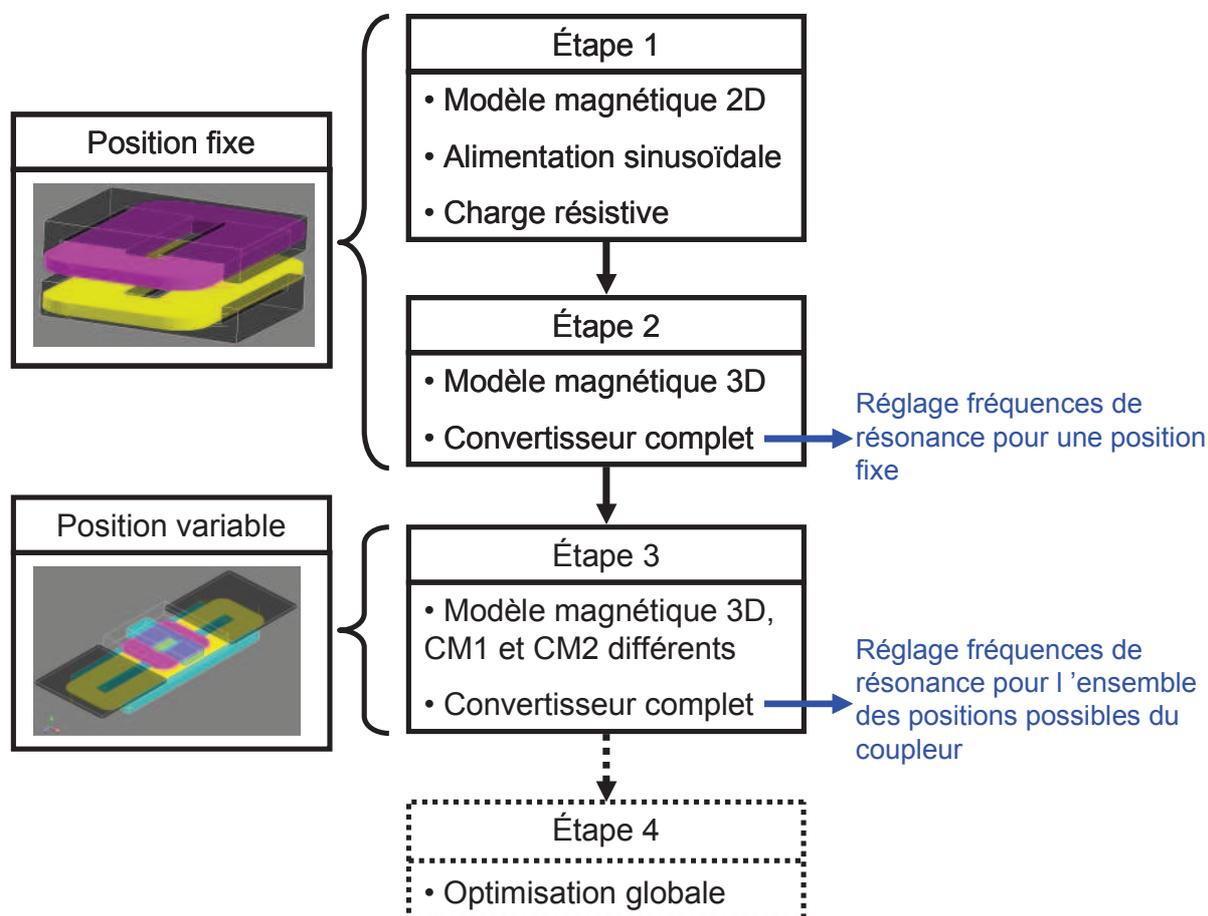


Figure 1-17. Étapes d'avancement de la conception de l'outil d'aide au dimensionnement

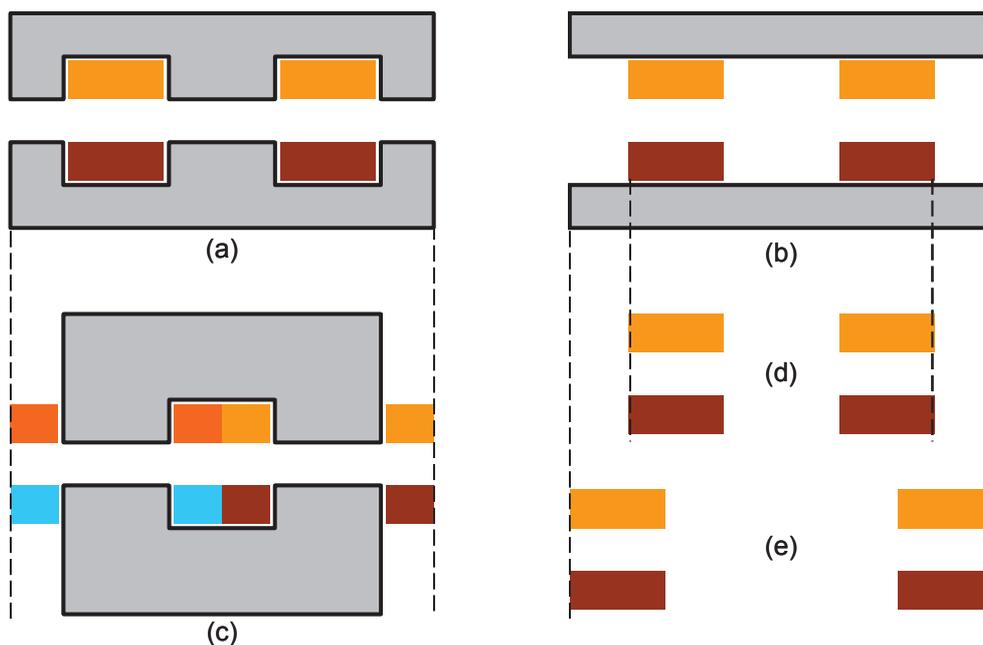
Une étape supplémentaire pourrait être l'étape quatre, en pointillé, de la Figure 1-17 qui correspond à la phase d'optimisation. En effet, l'algorithme présenté permet de trouver une solution qui est un optimum local, mais rien ne permet de garantir qu'il s'agit d'un optimum global. L'utilisation d'algorithme d'optimisation comme CADES ou FGOT (logiciels développés par le G2Elab dédiés aux problèmes d'optimisation) permettrait de trouver l'optimum global.

## VI. JUSTIFICATION ET VALIDATION DE LA FORME GEOMETRIQUE CHOISIE

Afin de justifier et valider la forme géométrique choisie, après l'étape 2 de la Figure 1-17, une étude électromagnétique par éléments finis 3D a été réalisée pour comparer

différentes formes géométriques. Une étude similaire a déjà été menée mais elle se limite aux circuits magnétiques de types E avec augmentation de l'entrefer et présence ou pas de circuits magnétiques au primaire, mais aussi avec absence complète de circuits magnétiques [MECKE-01].

La comparaison entre différents types de coupleurs n'est pas évidente car comme cela a été démontré, le dimensionnement de ce type de composant nécessite une prise en compte du système complet (coupleur plus convertisseur). Or, il est difficilement envisageable de réaliser le dimensionnement avec toutes les géométries de coupleurs possibles dans le but de les comparer. La comparaison s'est donc limitée à des simulations par éléments finis pour chaque solution de coupleurs. Puis les grandeurs inductives, ainsi que les différents coefficients de couplage ont été calculés à partir des résultats de simulations. Dans cette étude, le critère de comparaison est donc la qualité du couplage magnétique. En effet, plus le coefficient de couplage d'un coupleur est élevé, plus il peut transmettre de puissance du primaire au secondaire. Cela se traduit par une diminution de l'énergie réactive à fournir pour compenser le courant magnétisant ainsi que la chute de tension liée à l'inductance de fuites.



**Figure 1-18. Vue en coupe des différentes géométries possibles. (a) Avec circuits magnétiques de type E. (b) Avec circuits magnétiques de type plaque. (c) Avec circuits magnétiques de type U. (d) Sans circuits magnétiques et conducteurs identiques. (e) Sans circuits magnétiques et conducteurs**

Afin de comparer facilement les différents coupleurs, la surface de fer est maintenue constante lorsqu'il y a présence de circuits magnétiques et l'entrefer (distance verticale entre les bobinages primaire et secondaire) est le même quelque soit la solution étudiée. De même, la surface de cuivre est maintenue constante. De plus, le nombre de spire primaire et

secondaire est égal à 1. La Figure 1-18 représente les vues en coupes des solutions étudiées. La figure (a) correspond à la géométrie choisie pour répondre à notre cahier des charges, c'est-à-dire avec des circuits magnétique de types E. Une autre solution consiste à supprimer la jambe centrale et les jambes latérales (figure b). Le volume hors tout pour les solutions (a) et (b) est identique. Une autre géométrie de circuits magnétiques, couramment utilisée est le U (figure c). De cette manière, les enroulements entourent les entrefers. En effet, il n'y a plus deux bobinages mais quatre (deux aux primaire et deux au secondaire). La surface au sol est légèrement plus faible pour la solution (c) par rapport à la (a) ou la (b). En effet, les têtes de bobines sont deux fois plus petites. Par contre, la hauteur hors tout est plus importante à cause de l'épaisseur verticale du circuit magnétique. Dans le Tableau 1-1, la solution (a') correspond à la solution (a) mais où le circuit magnétique au primaire a été supprimé.

	LF <sub>1</sub>	LF <sub>2</sub>	LM	k <sub>1</sub>	k <sub>2</sub>	k
	(en μH)			(sans unités)		
E (a)	0,39	0,39	0,85	0,69	0,69	0,69
Plaques (b)	0,35	0,35	0,57	0,62	0,62	0,62
U (c)	0,54	0,54	1,05	0,66	0,66	0,66
E sans fer au primaire (a')	0,17	0,53	0,40	0,70	0,43	0,55
Sans fer (d)	0,27	0,27	0,23	0,46	0,46	0,46
Sans fer (e)	0,33	0,33	0,33	0,5	0,5	0,5

**Tableau 1-1. Comparaison entre les différentes géométries possibles**

L'ensemble des solutions présentées précédemment comportent, au moins partiellement, des circuits magnétiques ; contrairement aux solutions (d) et (e). Pour le coupleur (d), les bobinages sont positionnés de la même manière que pour les solutions (a) et (b). Or en s'intéressant aux solutions décrites dans la littérature, on remarque que la surface interne des bobinages est très grande [SALLAN-09], [JUFER-08]. Par exemple, dans [JUFER-08], pour transférer une puissance de 108 kW avec un entrefer de 11,5 cm, la surface interne des bobines est de 8 m<sup>2</sup> (4 m \* 2 m). En écrivant l'expression de la tension induite du primaire sur le secondaire (1-35), (1-36), on remarque qu'elle dépend du nombre de spire, de la fréquence, de l'induction et de la surface interne des bobines.

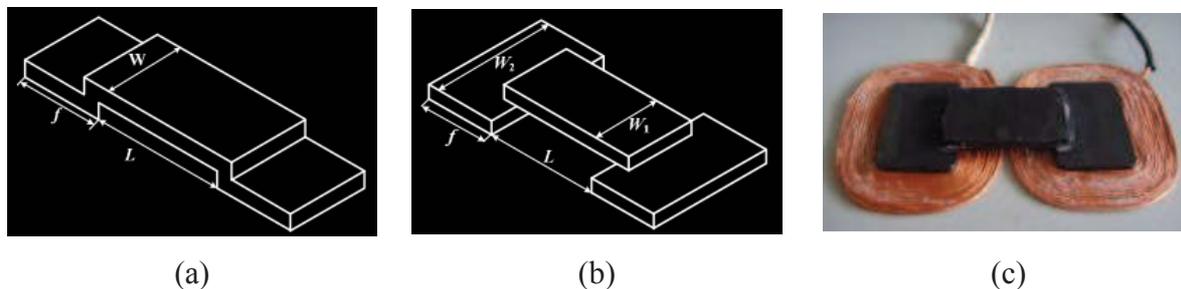
$$|U_2| = \frac{d\Phi_{22}}{dt} = N_2 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (1-35)$$

$$|U_2| = 2 \cdot \pi \cdot N_2 \cdot f \cdot B \cdot S_{air} \quad (1-36)$$

Or pour limiter la quantité de cuivre nécessaire, il faut limiter le nombre de spires. De plus, ces coupleurs doivent répondre aux normes de compatibilité électromagnétique. Ne possédant pas de circuits magnétiques pour canaliser les lignes de champs, l'induction ne peut

donc pas être trop importante. Pour limiter celle-ci, il faut augmenter la fréquence et la surface interne des bobines. Or en augmentant la fréquence de manière significative, on augmente les pertes à cause des phénomènes fréquentiels. L'augmentation de la surface interne des bobines est la solution la plus simple. La solution (e) reprend ce principe en augmentant la surface interne des bobines mais en conservant la même section de cuivre. Elle utilise toute la surface au sol disponible par rapport aux solutions (a) et (b). Le retour des lignes de champs n'est pas pris en compte.

Le Tableau 1-1 rassemble les grandeurs inductives et les coefficients de couplage pour les différentes géométries étudiées. A partir de cette étude qui prend en compte uniquement la qualité du couplage magnétique comme critère de comparaison, on en déduit qu'à surface de fer constante les circuits magnétiques de type E sont les plus intéressants. Ensuite viennent les circuits magnétiques de type U puis les plaques. Enfin, on retrouve les transformateurs composés de deux bobinages et dépourvus partiellement ou complètement d'un circuit magnétique. A partir de cette comparaison, la géométrie choisie pour les circuits magnétiques est le E. De plus, cette géométrie permet d'englober complètement les bobinages sauf au niveau des têtes de bobines. Ce qui permet d'envisager une meilleure concentration des lignes de champs et de limiter ainsi le champ magnétique rayonné.



**Figure 1-19. Demi coupleur avec un circuit magnétique de type U avec des jambes prolongées [ZHANG-09]. (a) Rectangle unidirectionnel. (b) Rectangle bidirectionnel. (c) Rectangle bidirectionnel et bobinage**

On trouve aussi des formes géométriques moins classiques pour les circuits magnétiques, comme celles présentées dans l'article [ZHANG-09]. La géométrie de base des circuits magnétiques est le U auquel des extensions des jambes latérales ont été rajoutées afin d'augmenter les surfaces en regard pour améliorer le coefficient de couplage (Figure 1-19-a et Figure 1-19-b). A partir de ces géométries particulières, un prototype de 60W a été réalisé (Figure 1-19-c) [ZHANG-09]. L'utilisation de ce type de circuit magnétique a permis d'améliorer le coefficient de couplage par rapport à des structures classiques comme le U ou le E. Malgré l'intérêt que peuvent représenter ces circuits magnétiques, leur utilisation n'a pas été envisagée à cause de la tenue mécanique qui à priori semble moins bonne que celle des structures classiques surtout aux niveaux des jonctions entre les jambes latérales. De plus, la

surface de fer des jambes latérales est beaucoup plus importante que la section de fer moyenne. Ce qui signifie qu'une quantité de fer est utilisée à très faible induction. Cette solution ne semble donc pas adaptée à notre cahier des charges à cause des contraintes de poids et de volumes.

## VII. CONCLUSION

Ce premier chapitre expose le système général à dimensionner ainsi que les conséquences du cahier des charges sur le coupleur. De plus, une méthodologie de dimensionnement a été présentée. Celle-ci a mis en évidence les outils nécessaires à développer et à utiliser. Il s'agit d'un modèle magnétique du transformateur à grand entrefer et de modèles des structures à résonance Série – Série et Série – Parallèle. A partir de ces modèles (Chapitre 2 et Chapitre 3) et de l'outil d'aide au dimensionnement (Chapitre 4), il sera alors possible de réaliser un pré dimensionnement prenant en compte l'interdépendance entre la conception du composant magnétique et celle du convertisseur. Cependant les aspects thermiques n'auront pas été pris en compte et seront abordés dans le Chapitre 5.



## ***CHAPITRE 2. Modèle magnétique du coupleur***

## SOMMAIRE

I. Présentation du système à modéliser : le coupleur .....	58
I.1. Présentation du coupleur .....	58
I.2. Choix du modèle .....	59
I.2.1. Objectif du modèle et conséquences .....	59
I.2.2. Éléments finis .....	60
I.2.3. Réseau de ré reluctances .....	61
I.2.4. Plan d'expérience et surface de réponse .....	61
II. Modélisation par éléments finis (FLUX <sup>®</sup> ) .....	62
II.1. Mise en place des simulations .....	62
II.1.1. Simulations magnétostatiques avec blindage en ferrite .....	62
II.1.2. Simulations magnétodynamiques avec blindage en aluminium .....	63
II.2. Résultats .....	63
II.2.1. Grandeurs inductives observées et pré requis .....	63
II.2.2. Blindage en ferrite .....	65
II.2.3. Blindage en aluminium .....	67
II.3. Comparaison entre un blindage en ferrite et un blindage en aluminium .....	69
II.4. Simplification du modèle numérique en vue du modèle analytique .....	69
III. Modélisation analytique par réseau de ré reluctances .....	72
III.1. Discrétisation en réseau de ré reluctances .....	72
III.2. Simplification du schéma .....	74
III.3. Passage au schéma électrique équivalent .....	74
III.4. Schéma équivalent se limitant aux ré reluctances présentes dans l'air .....	76
IV. Calcul des ré reluctances .....	77
IV.1. Hypothèses .....	77
IV.2. Ré reluctances des circuits magnétiques .....	78
IV.3. Ré reluctances d'entrefer et gonflement des lignes de champs .....	79
IV.3.1. Transformation conforme de Schwarz Christoffel .....	79
IV.3.2. Ré reluctance d'entrefer par calcul intégral .....	80
IV.3.3. Ré reluctances d'entrefer 2D .....	82
IV.3.4. Ré reluctances d'entrefer 3D .....	83
IV.3.5. Evolution des ré reluctances d'entrefer en fonction de la position longitudinale .....	84
IV.4. Ré reluctances de fuites .....	84
IV.4.1. Identification des différentes ré reluctances de fuites .....	84
IV.4.2. Ré reluctances de fuites pour des plaques de blindage en ferrite .....	86
IV.4.3. Ré reluctances de fuites pour des plaques de blindage en aluminium .....	87
IV.4.4. Ré reluctance de fuites et choix géométrique .....	87
V. Précision et validité du modèle analytique .....	87
V.1. Cas d'étude .....	87
V.2. Blindage en ferrite .....	88
V.3. Blindage en aluminium .....	90
VI. Conclusion .....	91

## Résumé

*Ce chapitre s'intéresse à la recherche du schéma électrique inductif équivalent du transformateur à grand entrefer à partir des caractéristiques géométriques des circuits magnétiques et des nombres de spires. Dans un premier temps se pose la question du choix du type de modèle (numérique ou analytique). Après avoir identifié les besoins, le modèle analytique par réseau de réluctance a été choisi. Le choix de la discrétisation est explicité ainsi que le calcul des réluctances élémentaires. Afin de valider le modèle analytique, celui-ci a été comparé à des résultats de simulations numériques en fonction de la variation d'entrefer et de la position du secondaire par rapport au primaire (précision d'arrêt ou précision longitudinale). La précision obtenue est d'environ 20%. De plus, à partir de cette étude théorique et de ce modèle analytique, des critères géométriques ont pu être définis en vue d'améliorer le couplage magnétique du composant à dimensionner dès la phase de pré dimensionnement.*

## I. PRESENTATION DU SYSTEME A MODELISER : LE COUPLEUR

### I.1. Présentation du coupleur

Comme cela a été présenté dans le premier chapitre, la forme du coupleur à dimensionner est celle de la Figure 2-1 afin de respecter les contraintes imposées par le cahier des charges. Celles-ci concernent essentiellement une tolérance à la précision d'arrêt (appelée précision longitudinale par la suite) du tramway et une tolérance à l'écartement vertical (entrefer) entre le primaire et le secondaire.

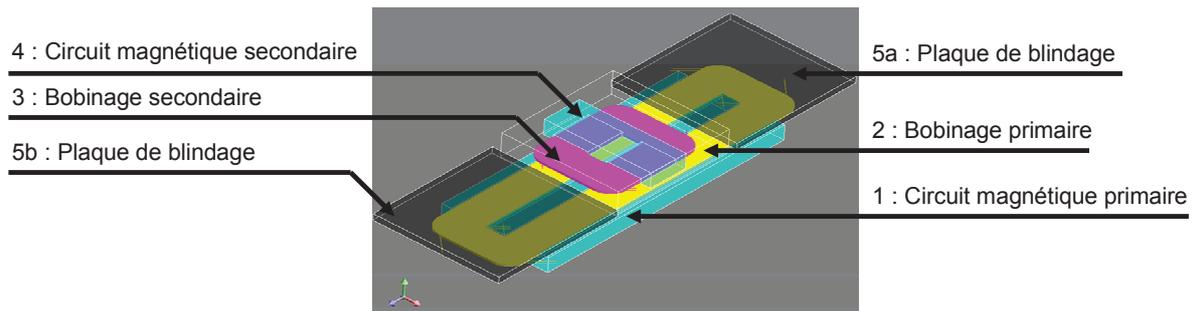


Figure 2-1. Géométrie du coupleur

Les circuits magnétiques primaire et secondaire (1 et 4 en bleu turquoise sur la Figure 2-1) sont composés de ferrite de type 3C90 car ce matériau convient parfaitement pour des applications industrielles fonctionnant à des fréquences inférieures à 200 kHz [FERROXCUBE-08].

Les plaques noires 5a et 5b (Figure 2-1) représentent le blindage. Deux types de matériaux sont envisagés pour assurer la fonction de blindage : l'aluminium et la ferrite (3C90). Pour l'aluminium qui est conducteur et non magnétique, le blindage est assuré par les courants de Foucault qui se créent à la surface de la plaque d'aluminium et qui repoussent les lignes de champs. La ferrite facilite le passage des lignes de champs, ce qui permet de contenir le champ sous et dans la ferrite des plaques de blindage. Pour choisir le matériau du blindage, il faudra étudier leur efficacité à contenir le champ magnétique sous le tramway, ainsi que les pertes dans ces deux matériaux. Pour l'aluminium, les pertes sont directement liées aux courants de Foucault, alors que pour la ferrite, elles sont liées en partie à l'induction dans le matériau magnétique. Pour la ferrite, en augmentant l'épaisseur du blindage, l'induction diminue dans celui-ci et par conséquent les pertes sont réduites. A priori, l'aluminium permettrait une meilleure intégration car la qualité du blindage n'est pas directement liée à son épaisseur. De plus, il serait plus robuste mais serait le siège de pertes importantes.

Les bobinages des inducteurs primaire (2) et secondaire (3) (respectivement en jaune et en magenta sur la Figure 2-1) sont composés de conducteurs élémentaires mis en parallèle afin de limiter les pertes par effets joules liées à l'effet de peau. Les solutions classiques existantes sont le fil de Litz, le feuillard, ou encore les barres Roebel. Dans ce chapitre, en particulier pour les simulations électromagnétiques, les conducteurs ne sont pas modélisés finement. Pour ce modèle magnétique, la répartition de la densité de courant est supposée uniforme et les bobinages sont supposés sans pertes. Mais celles-ci seront prises en compte dans le Chapitre V.

## I.2. Choix du modèle

### I.2.1. Objectif du modèle et conséquences

Afin de réaliser le pré dimensionnement, il faut être capable de connaître le schéma électrique équivalent inductif du coupleur à partir de sa géométrie et de son environnement (blindage) pour les différentes positions définies dans le cahier des charges. Comme cela a été expliqué dans le premier chapitre, la prise en compte de la position du secondaire par rapport au primaire dans les directions verticale et longitudinale est primordiale. Cela implique d'avoir un modèle dépendant de ces deux variables qui sont donc l'entrefer (noté « ent ») et la position longitudinale (notée « long »). Dans ce chapitre, les données géométriques des circuits magnétiques et les nombres de spires primaire et secondaire sont supposés connus. Ces données d'entrées sont donc des paramètres constants lors de la détermination du modèle magnétique. Finalement, le modèle inductif à trois inductances du coupleur pourra se mettre sous la forme de l'équation (2-1) où les fonctions  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$  sont les fonctions globales de calcul de l'inductance propre primaire, de l'inductance propre secondaire et de l'inductance mutuelle.

$$\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(ent, long) \\ f_2(ent, long) \\ f_3(ent, long) \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

Étant donné la géométrie du système (profondeurs différentes entre le primaire et le secondaire) et la présence des plaques de blindage dans le sens de la profondeur au secondaire, l'approche 3D est nécessaire et indispensable.

### 1.2.2. Éléments finis

Les simulations par éléments finis 3D permettent de trouver le modèle recherché. La modélisation par éléments finis 3D a pour inconvénient majeur son temps de calcul. En effet, entre le maillage et la résolution, il faut environ 45 minutes pour trouver le modèle inductif complet pour une position du secondaire par rapport au primaire. Dans le but de limiter le temps de calcul, les bobinages ont été modélisés par des conducteurs non maillés sous le logiciel FLUX<sup>®</sup>. La densité de courant est supposée uniforme et il suffit de renseigner la géométrie des enroulements ainsi que le nombre de spires. Afin de déterminer le modèle inductif du coupleur, trois paramètres sont à déterminer : l'inductance primaire ( $L_1$ ), l'inductance secondaire ( $L_2$ ) et l'inductance mutuelle ( $M$ ). Pour calculer la première, il faut imposer un courant dans le bobinage primaire et mettre le secondaire à vide. En calculant le flux vu par le bobinage primaire, la valeur de cette inductance peut être déduite à partir de l'équation (2-2).

$$L_1 = \frac{\Phi_{11}}{I_{1\max}} \quad (2-2)$$

Puis, pour calculer l'inductance propre secondaire, il faut imposer un courant dans le bobinage secondaire et mettre le primaire à vide. En calculant le flux vu par le bobinage secondaire, la valeur de cette inductance peut être déduite à partir de l'équation (2-3).

$$L_2 = \frac{\Phi_{22}}{I_{2\max}} \quad (2-3)$$

L'inductance mutuelle peut être déterminée à partir des deux simulations précédentes. En effet, en calculant les flux d'induction mutuelle du primaire sur le secondaire ( $\Phi_{12}$ ) ou du secondaire sur le primaire ( $\Phi_{21}$ ), la valeur de cette inductance peut être déduite à partir de l'équation (2-4).

$$M = M_{12} = M_{21} = \frac{\Phi_{12}}{I_{1\max}} = \frac{\Phi_{21}}{I_{2\max}} \quad (2-4)$$

Pour connaître le schéma équivalent pour un point de fonctionnement (géométrique), deux résolutions du problème sont nécessaires ainsi que le calcul de trois flux. De plus, dans notre cas, on souhaite connaître le schéma inductif équivalent pour un ensemble de positions données. Ce qui nécessite de remailler à chaque modification de la géométrie. Suivant le nombre d'itérations nécessaire pour le pré dimensionnement ou encore pour une approche d'optimisation, ce temps de calcul peut être très pénalisant. Pour une étape de pré dimensionnement, le compromis précision – temps de calcul des éléments finis n'est pas

intéressant. Par conséquent, nous nous sommes intéressés aux modèles analytiques. Les simulations par éléments finis ont servi de référence pour valider le modèle ainsi que les résultats finaux issus de l'outil d'aide au dimensionnement. De plus, les simulations réalisées ont permis de mieux comprendre les parcours des lignes de champs.

### ***1.2.3. Réseau de ré reluctances***

La description de systèmes magnéto mécaniques par réseau de ré reluctances est couramment utilisée pour les composants électromécaniques. Son utilisation récurrente a même justifié la création du logiciel Reluctool<sup>®</sup>, développé par le G2Elab<sup>®</sup> et Schneider<sup>®</sup>, afin de faciliter la conception de composant magnéto mécanique de type disjoncteur [PELOUX-06], [DO-10]. Cette technique de modélisation est déjà utilisée pour les transformateurs tournants [PAPASTERGIOU-05], [PAPASTERGIOU-07], [PERROTET-00]. D'autres travaux s'intéressent à la modélisation précise d'inductances à partir de réseau de ré reluctances et parlent même de HFMEC (High Fidelity Magnetic Equivalent Circuit) [CALE-06], [BATDORFF-09]. Un article récent [ZHANG-09] présente le calcul de ré reluctances dans le cadre d'un transfert d'énergie sans contact de faible puissance à partir du parcours des lignes de champs.

Dans le cadre de cette étude de dimensionnement, l'objectif est d'avoir un modèle léger pour exécuter un nombre de calculs important en peu de temps avec une précision correcte. Il est difficile de définir une précision acceptable pour ce modèle magnétique surtout que le dimensionnement va faire appel à deux modèles (celui-ci et celui du convertisseur). Les erreurs peuvent soit s'additionner, soit se compenser. L'écart relatif acceptable a été défini entre 10 et 20%. A titre de comparaison, dans la littérature des dimensionnements de coupleur sans noyau magnétique sont réalisés avec une précision de 50% sur le modèle magnétique [SALLAN-09].

Le modèle par réseau de ré reluctances a été choisi essentiellement grâce à la rapidité du temps d'exécution. Dans les chapitres 4 et 6, nous verrons que la précision obtenue sur les grandeurs inductives est suffisante pour obtenir des dimensionnements pertinents.

### ***1.2.4. Plan d'expérience et surface de réponse***

Une fois le modèle par réseau de ré reluctances établi, il est possible de l'améliorer en utilisant la méthode des plans d'expériences et surface de réponse. L'objectif est d'établir un modèle approché des différents paramètres inductifs à partir d'un nombre limité de simulations par éléments finis (considérées comme la référence dans notre cas). Le logiciel

FGOT<sup>®</sup>, développé au G2Elab<sup>®</sup>, facilite la mise en place de cette méthode et réalise l'interfaçage entre l'algorithme d'optimisation et le logiciel FLUX3D<sup>®</sup>. FGOT<sup>®</sup> fait appel à des simulations, de manière intelligente, c'est-à-dire que les cas simulés vont apporter nécessairement de l'information pour la construction du modèle. Pour cela, il faut définir une fonction objectif  $f$ , composée des différents paramètres inductifs dans notre cas. Cette fonction dépend de variables de conception qui sont les dimensions géométriques des circuits magnétiques et des caractéristiques des bobinages (nombres de spires primaire et secondaire). Si le modèle est à déterminer dans sa totalité, cette méthode nécessitera un temps de calcul très important. En apportant de l'information (initiale) grâce au modèle par réseau de ré reluctances par exemple, cela permet de trouver beaucoup plus rapidement le modèle approché. Cependant, il reste à faire la distinction entre les paramètres d'entrée et les variables de conception. Les paramètres d'entrée sont les variables en fonction desquelles on suppose que notre premier modèle analytique est validé. Alors que les variables de conception sont les variables en fonction desquelles on cherche à améliorer notre modèle. Une fois le plan d'expérience réalisé, le logiciel fournit la surface de réponse. Ainsi un modèle « semi analytique et semi empirique » peut être trouvé. Cette méthode n'a pas été utilisée mais elle fait partie des outils à disposition pour des études futures.

## II. MODELISATION PAR ELEMENTS FINIS (FLUX<sup>®</sup>)

### II.1. Mise en place des simulations

#### II.1.1. Simulations magnétostatiques avec blindage en ferrite

Le but des simulations est de trouver un modèle inductif équivalent du coupleur. Par conséquent, des simplifications ont été réalisées afin de limiter le temps de calcul. Les pertes dans les conducteurs et dans les circuits magnétiques ont été négligées.

L'objectif est de calculer le modèle inductif du coupleur pour différentes positions verticales et longitudinales. Pour chaque nouvelle position, il est nécessaire de détruire et de reconstruire le maillage qui évolue et qui dépend de la position du secondaire par rapport au primaire. Cette modification du maillage peut entraîner des écarts de quelques pour cent liés à la sensibilité du maillage. Pour limiter ce problème, une boîte d'air a été créée autour du circuit magnétique secondaire afin de « fixer » le maillage pour les différentes positions étudiées. Ce problème est similaire à celui des études magnétiques et cinétiques pour l'étude d'un moteur par exemple.

Pour un coupleur avec un blindage en ferrite, des simulations magnétostatiques suffisent pour déterminer le modèle recherché puisque le modèle inductif équivalent est indépendant de la fréquence.

### ***II.1.2. Simulations magnétodynamiques avec blindage en aluminium***

En ce qui concerne l'aluminium, le blindage est assuré par les courants de Foucault qui se créent à la surface de la plaque d'aluminium et qui repoussent les lignes de champs (Figure 2-10). Ces courants dépendent de la fréquence puisque la profondeur de pénétration de ceux-ci est directement liée à l'épaisseur de peau (2-5). Dans cette expression,  $\rho$ ,  $\mu_0$  et  $f$  représentent respectivement la résistivité, la perméabilité et la fréquence. Par conséquent, le modèle électrique équivalent inductif dépend de la fréquence pour un blindage en aluminium. Les simulations magnétostatiques deviennent alors insuffisantes et laissent place aux simulations magnétodynamiques. Afin de bien modéliser les courants de Foucault qui se créent à la surface du blindage, deux éléments volumiques sont nécessaires dans la couche limite de l'épaisseur de peau. Or, pour une fréquence de 25 kHz, l'épaisseur de peau est de 0,55 mm pour l'aluminium, ce qui conduirait à un nombre d'éléments volumiques trop important dans ces régions. Pour pallier ce problème, il faut décrire les plaques de blindage en aluminium comme des impédances surfaciques [FLUX-05]. Grâce à cette modélisation, il n'est pas nécessaire d'avoir un maillage très fin respectant l'épaisseur de peau et seules les surfaces sont maillées.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f}} \quad (2-5)$$

De même que pour le coupleur avec plaque de blindage en ferrite (simulations magnétostatiques), les bobinages ne sont pas maillés et la description physique des circuits magnétiques est inchangée.

## **II.2. Résultats**

### ***II.2.1. Grandeurs inductives observées et pré requis***

Les phénomènes physiques assurant le blindage étant différents pour un blindage de type ferrite ou aluminium, leurs conséquences ne sont pas les mêmes sur les paramètres inductifs. Pour les étudier, nous nous sommes intéressés aux paramètres inductifs du schéma électrique équivalent en T (Figure 2-2) car ils permettent de faire une distinction des

phénomènes primaire et secondaire. En effet, l'inductance de fuites primaire ( $LF_1$ ) correspond aux fuites primaire et l'inductance de fuites secondaire ( $LF_2$ ) correspond aux fuites secondaire. Ces paramètres inductifs sont déduits des inductances primaire, secondaire et mutuelle calculées avec FLUX<sup>®</sup> à partir des expressions du Chapitre 1.

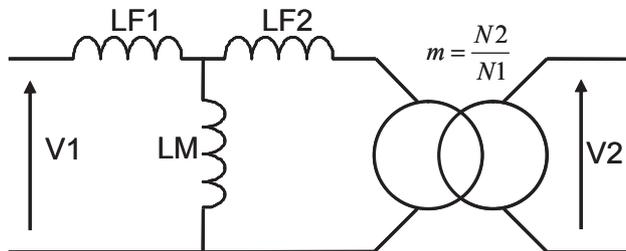


Figure 2-2. Schéma électrique équivalent en T

Les résultats présentés dans les deux sous parties suivantes ont été réalisés avec les mêmes circuits magnétiques primaire et secondaire (Figure 2-1). Les bobinages sont composés d'une seule spire. Seul le matériau des plaques de blindage a été modifié (ferrite 3C90 ou aluminium). La précision d'arrêt maximale a été fixée à 500mm et trois entrefers différents ont été étudiés : 90, 100 et 110mm. Le pas de variation de la position longitudinale est de 100 mm en partant de la position centrale jusqu'à la position extrême correspondant à la précision d'arrêt maximale.

La présence d'un entrefer important va modifier de façon conséquente le parcours des lignes de champs. En effet, deux phénomènes majeurs vont apparaître. Le premier concerne le flux de fuites qui va être beaucoup plus important que dans un transformateur classique. Ce flux se définit comme la différence entre le flux d'auto induction et le flux d'induction mutuelle.

L'autre phénomène majeur est le gonflement des lignes de champs au niveau des entrefers (Figure 2-3). Lorsque le circuit magnétique est discontinu (entrefer), les lignes de champs ne sont plus parallèles comme dans la ferrite mais ont tendance à s'éloigner les unes des autres. Elles occupent ainsi une surface plus grande dans l'entrefer que dans le circuit magnétique.

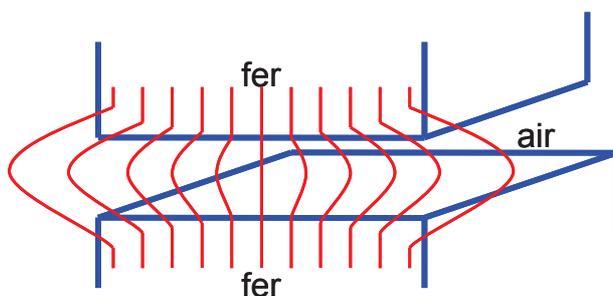


Figure 2-3. Gonflements des lignes de champs dans l'air

### II.2.2. Blindage en ferrite

Les Figure 2-4, Figure 2-5 et Figure 2-7 représentent l'évolution des différentes grandeurs inductives en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers pour un blindage en ferrite.

Lorsque l'entrefer et/ou la précision longitudinale augmentent, l'inductance magnétisante (LM) diminue (Figure 2-4). Jusqu'à une précision longitudinale d'environ 300mm, l'inductance magnétisante varie peu puis décroît brutalement jusqu'à atteindre sa valeur minimale à la position extrême. Cette décroissance s'explique par le phénomène de gonflement des lignes de champs. En effet, suivant la position du secondaire par rapport au primaire, le parcours des lignes de champs dans l'air correspondant au flux d'induction mutuelle n'est pas le même. La Figure 2-13 montre les parcours de ces lignes de champs pour la position centrale et la position extrême. Il s'agit d'une vue de côté du coupleur. On verra dans la suite de ce chapitre que la prise en compte de ces deux parcours de gonflement des lignes de champs suffit pour décrire correctement l'évolution de l'inductance magnétisante.

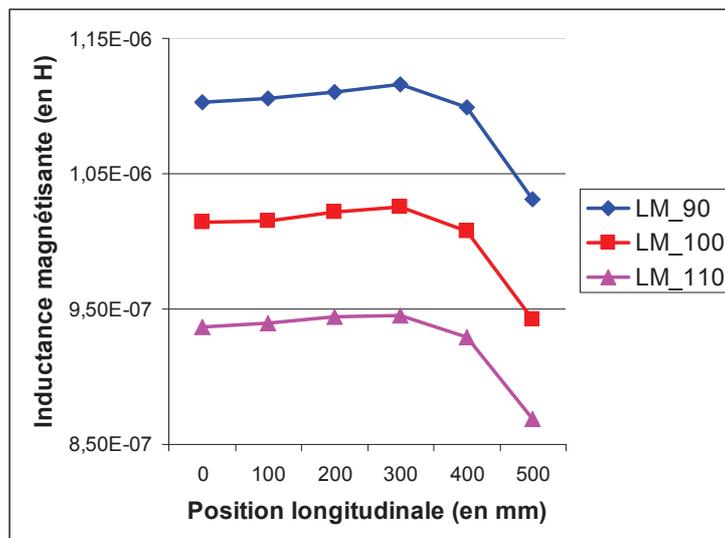


Figure 2-4. Évolution de l'inductance magnétisante en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en ferrite

Pour un blindage en ferrite, l'inductance de fuites primaire augmente lorsque l'entrefer diminue (Figure 2-5) car plus les plaques de blindages sont proches du circuit magnétique primaire (entrefer faible), plus le flux de fuites les traversant est important et plus l'inductance de fuites correspondante est grande (Figure 2-6).

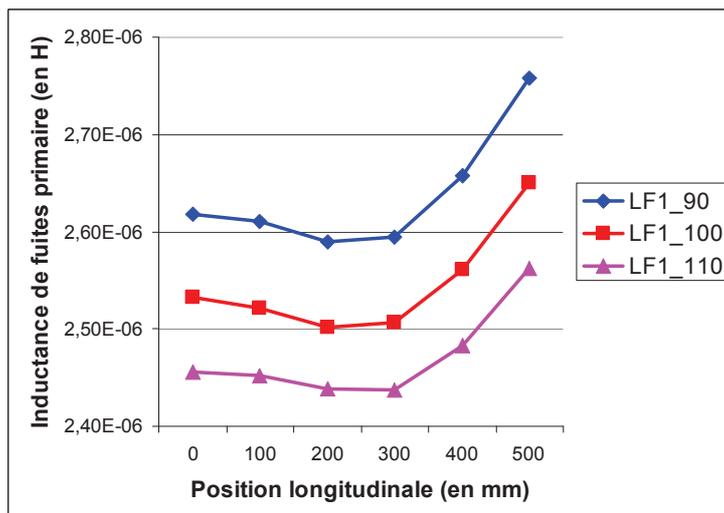


Figure 2-5. Évolution de l'inductance de fuites primaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en ferrite

Jusqu'à une précision longitudinale d'environ 300mm, l'inductance de fuites primaire varie peu puis croît brutalement jusqu'à atteindre sa valeur maximale à la position extrême. Le point où le changement de pente apparaît correspond à la position où la tête de bobine secondaire commence à dépasser du circuit magnétique primaire. A partir de cette position intermédiaire, la « tête de bobine sortante » est remplacée par la plaque de blindage, ce qui a pour conséquence d'augmenter fortement l'inductance de fuites primaire car le blindage en ferrite canalise davantage le champs de fuites primaire que les têtes de bobines secondaire.

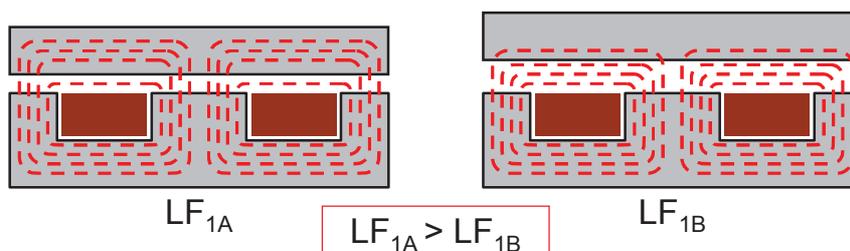


Figure 2-6. Vue 2D du parcours des lignes de champs entre le circuit magnétique primaire et les plaques de blindage pour deux entrefers

Contrairement à l'inductance de fuites primaire, l'inductance de fuites secondaire augmente lorsque l'entrefer augmente (Figure 2-7). Ceci s'explique par le fait qu'il n'y a pas de matériau magnétique pour faciliter le passage du flux de fuites secondaire (contrairement au primaire) et que plus l'entrefer est grand, plus le flux de fuites secondaire sera important. Cependant une partie des remarques concernant l'évolution de l'inductance de fuites primaire en fonction de la précision longitudinale est aussi valable pour l'inductance de fuites

secondaire. A partir de la position intermédiaire, la tête de bobines secondaire sortante n'est plus en regard avec le circuit magnétique primaire mais avec la tête de bobine primaire, ce qui a pour conséquence d'augmenter la valeur de l'inductance de fuites secondaire.

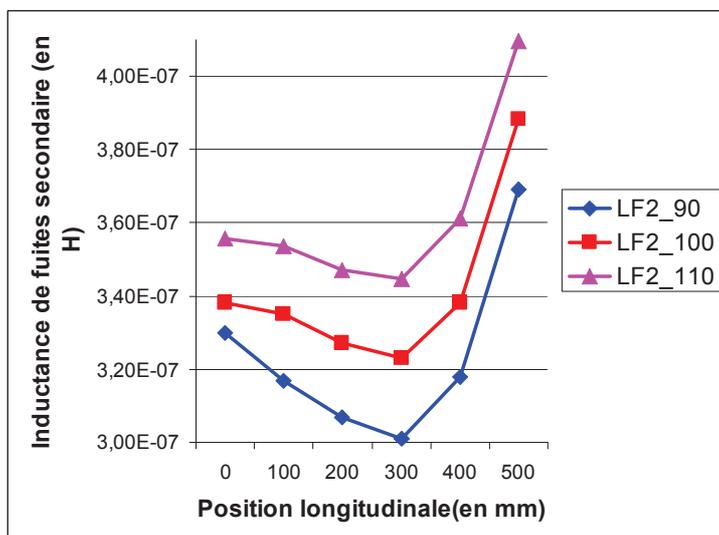


Figure 2-7. Évolution de l'inductance de fuites secondaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en ferrite

### II.2.3. Blindage en aluminium

Les Figure 2-8, Figure 2-9 et Figure 2-11 représentent l'évolution des différentes grandeurs inductives en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers pour un blindage en aluminium.

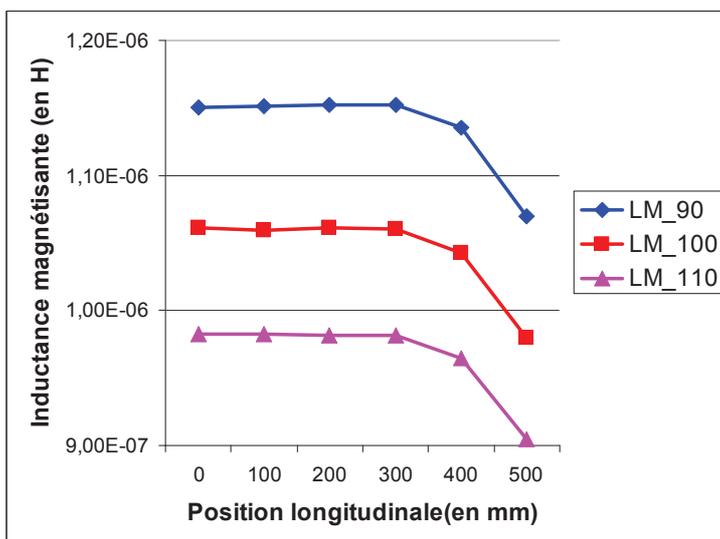


Figure 2-8. Évolution de l'inductance magnétisante en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en aluminium

De même que pour un blindage en ferrite, lorsque l'entrefer et/ou la précision longitudinale augmentent, l'inductance magnétisante (LM) diminue (Figure 2-8). Cependant,

les valeurs obtenues pour un blindage en aluminium sont légèrement supérieures. Ceci est dû à la modification du gonflement des lignes de champs correspondant au flux d'induction mutuelle au niveau des têtes de bobines secondaires. En effet, les plaques de blindages en aluminium ont tendance à repousser les lignes de champs alors que la ferrite les « attirent ».

Contrairement à un blindage en ferrite, l'inductance de fuites primaire pour un blindage en aluminium augmente lorsque l'entrefer augmente (Figure 2-9). Et lorsque la précision longitudinale augmente, l'inductance de fuites primaire diminue.

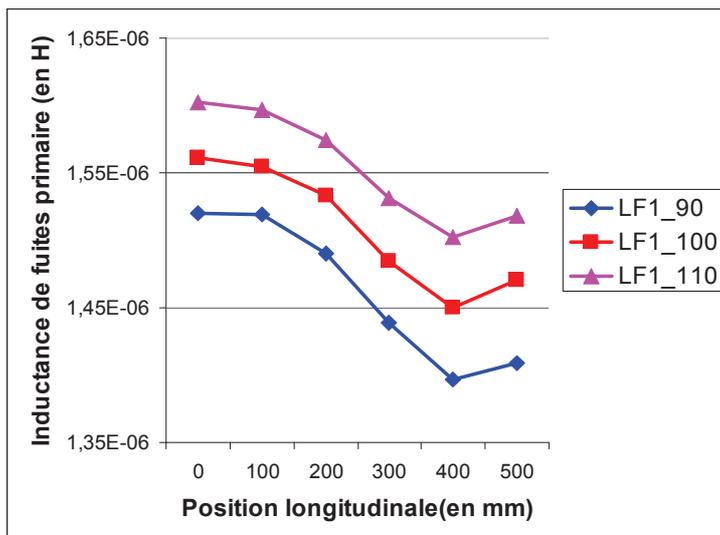


Figure 2-9. Évolution de l'inductance de fuites primaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en aluminium

Comme le montre la Figure 2-10, des courants de Foucault se développent à la surface du blindage en aluminium (dans l'épaisseur de peau :  $\delta$ ) et repoussent les lignes de champs dans l'air. Plus l'entrefer sera grand, plus le flux de fuites sera important. Mais les valeurs de l'inductance de fuites primaire sont plus faibles pour un blindage en aluminium car il ne facilite pas le passage du flux de fuites.

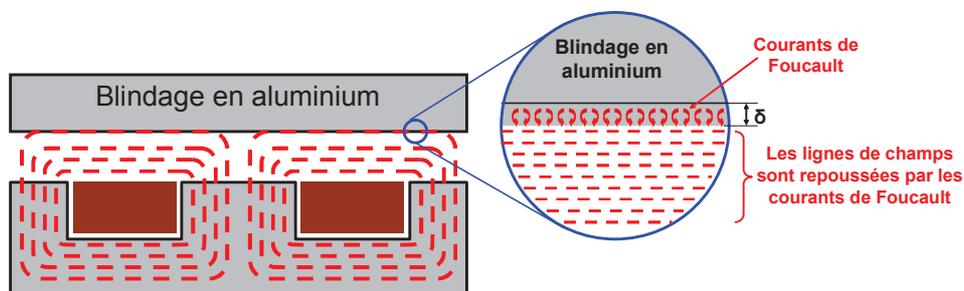


Figure 2-10. Phénomènes liés au blindage en aluminium

Les évolutions de l'inductance de fuites secondaire (Figure 2-11) pour un blindage en ferrite et en aluminium sont similaires et s'expliquent par les mêmes phénomènes. Cependant

les valeurs sont légèrement plus faibles pour un blindage en aluminium car le flux de fuites des têtes de bobines est moins important (les lignes de champs sont repoussées par le blindage en aluminium).

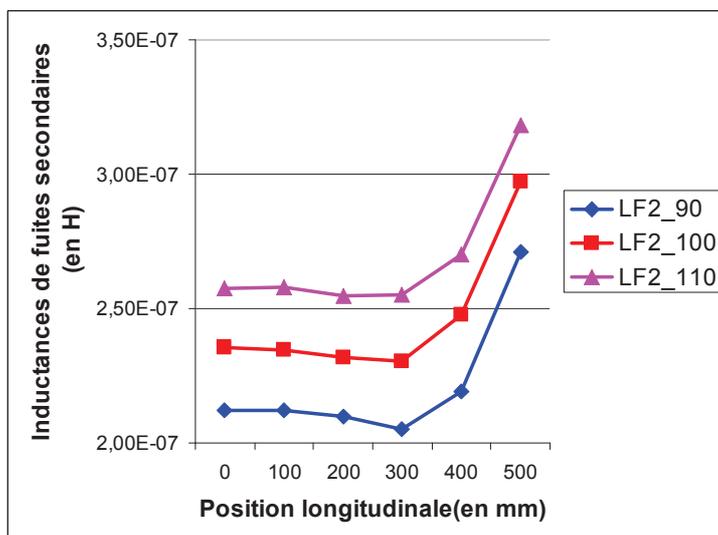


Figure 2-11. Évolution de l'inductance de fuites secondaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en aluminium

### II.3. Comparaison entre un blindage en ferrite et un blindage en aluminium

Les résultats de simulations numériques montrent que pour un blindage en aluminium, le couplage magnétique est de meilleure qualité (coefficients de couplage plus grands) par rapport au blindage en matériau magnétique (ferrite). En effet, l'inductance magnétisante est plus grande (LM) et les inductances de fuites (LF1 et LF2) sont plus faibles. D'un point de vue magnétique, l'aluminium est donc plus intéressant que la ferrite pour assurer la fonction de blindage. Cependant ces résultats ne prennent pas en compte les pertes qui seront certainement très supérieures pour l'aluminium. Le choix technologique concernant le blindage dépendra donc du compromis entre le coefficient de couplage et les pertes.

### II.4. Simplification du modèle numérique en vue du modèle analytique

Malgré les simplifications réalisées (conducteurs non maillés), le temps de calcul reste pénalisant pour une phase de pré dimensionnement car il est d'environ 45 minutes pour calculer l'ensemble des paramètres inductifs pour une position du secondaire par rapport au primaire. Par conséquent, un modèle analytique a été développé. Celui-ci ne peut pas prendre en compte précisément l'ensemble des variations observées à partir des simulations par éléments finis 3D. Des hypothèses ont donc été réalisées pour permettre la mise en place du

modèle analytique. Grâce à la symétrie du problème, les variations pour un déplacement positif ou négatif selon la précision longitudinale sont considérées comme identiques. Les courbes obtenues à partir des simulations (Figure 2-4, Figure 2-5, Figure 2-7, Figure 2-8 et Figure 2-11) mettent en évidence que les variations des différentes inductances sont très faibles, de la position centrale à la position intermédiaire (Figure 2-12). Seule l'inductance de fuites primaire pour un blindage en aluminium (Figure 2-9) varie durant cette phase de déplacement. Malgré cela, on suppose que les différentes inductances sont constantes de la position centrale à la position intermédiaire en fonction de la précision longitudinale mais elles restent dépendantes de l'entrefer.

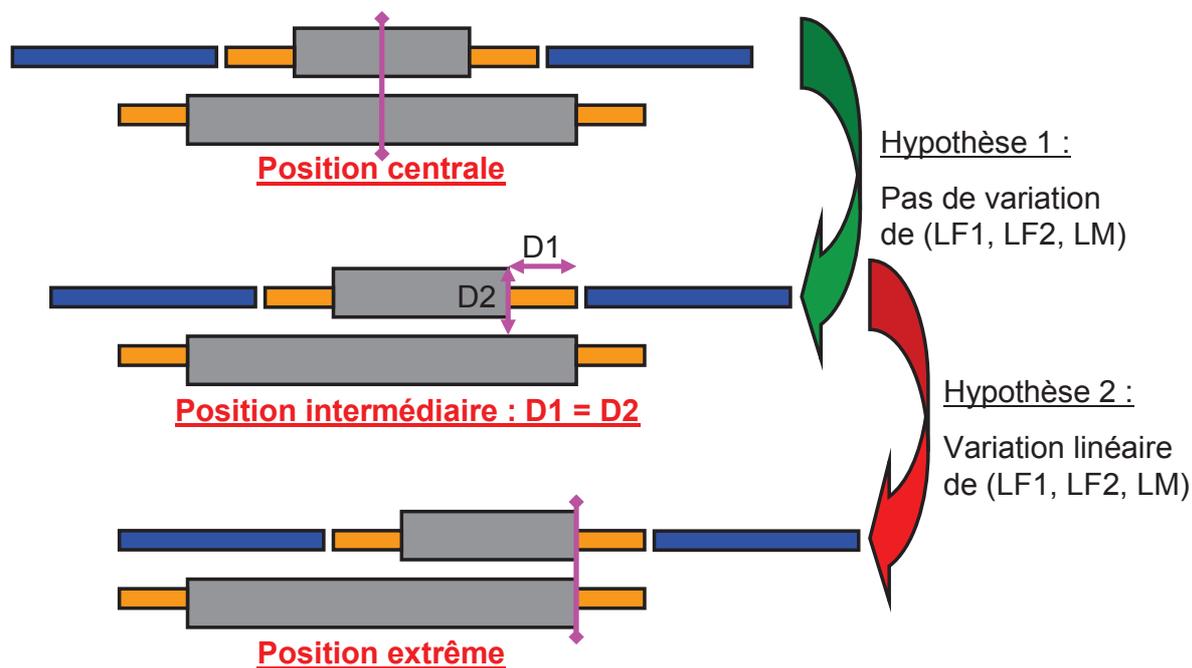


Figure 2-12. Positions importantes pour la mise en place du modèle du coupleur

La position intermédiaire (Figure 2-12) est définie par l'égalité  $D1 = D2$  où  $D1$  représente la distance séparant les deux extrémités des circuits magnétiques (primaire et secondaire) et où la longueur  $D2$  est égale à la somme de l'entrefer et de la hauteur du circuit magnétique secondaire. Cette position (Figure 2-13-b) a été choisie car en supposant que le parcours des lignes de champs est assimilable à des arcs de cercle, c'est à partir de cette position que le parcours des lignes de champs va être un mélange de celles de type A (position centrale) et de type C (position extrême) (Figure 2-13).

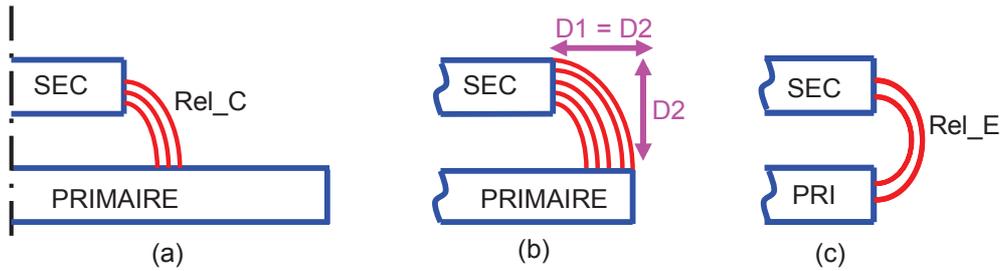


Figure 2-13. Parcours du gonflement des lignes de champs pour une vue de côté du coupleur pour les différentes positions du secondaire par rapport au primaire. (a) Inducteur secondaire centré. (b) Inducteur secondaire en position intermédiaire. (c) Inducteur secondaire en position extrême.

Il est très difficile de décrire analytiquement les phénomènes de gonflement des lignes de champs entre la position intermédiaire et la position extrême mais il est relativement facile d'estimer les valeurs des réluctances correspondant à ces phénomènes pour la position centrale (Figure 2-13-a) et la position extrême (Figure 2-13-c) qui sont notés respectivement  $Rel\_C$  et  $Rel\_E$ . Pour estimer la valeur de la réluctance équivalente à ces phénomènes de gonflements des lignes de champs, nous avons créé des fonction de pondération comprises entre 0 et 1, fonction de la position longitudinale, notées respectivement  $f_{REL\_C}$  et  $f_{REL\_E}$  (Figure 2-14). Entre la position centrale et la position intermédiaire ces deux fonctions sont respectivement égales à 1 et 0 pour ne faire apparaître que la « réluctance centrale ». Durant la phase de transition de la position intermédiaire à la position extrême, ces deux fonctions varient linéairement mais de manières opposées afin que  $f_{REL\_C}$  s'annule et que  $f_{REL\_E}$  soit égale à 1 pour la position extrême.

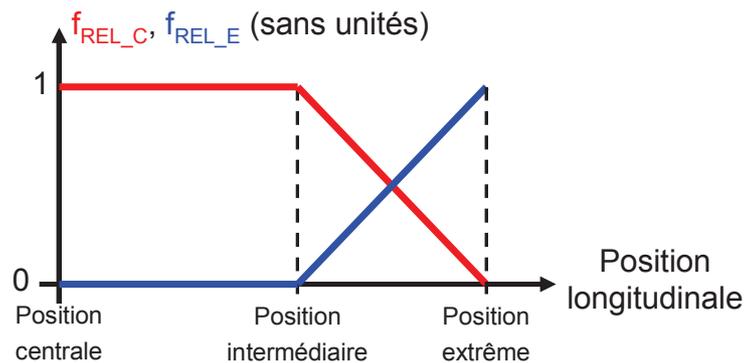


Figure 2-14. Fonction "de pondération" des réluctances magnétisantes.

Suite aux remarques concernant l'évolution des inductances de fuites, la position intermédiaire pour le calcul des réluctances de fuites correspond à celle de la Figure 2-15. Il s'agit de la position où la tête de bobine secondaire commence à dépasser du circuit magnétique primaire.

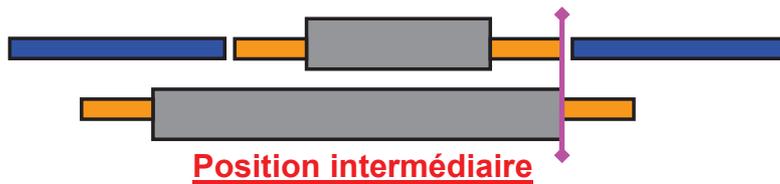


Figure 2-15. Position intermédiaire pour le calcul des inductances de fuites

Les réluctances correspondantes aux fuites ne dépendent pas des fonction de pondération précédemment présentées mais du dépassement de la tête de bobine secondaire par rapport au circuit magnétique primaire. Pour obtenir cette valeur il suffit de multiplier la fonction de pondération  $f_{REL\_E}$  par la longueur de la tête de bobine (2-6).

$$Dep_{TB} = f_{REL\_E} \cdot L_{TB} = f_{REL\_E} \cdot L \quad (2-6)$$

Les positions intermédiaires pour le calcul des réluctances magnétisantes et des réluctances de fuites sont différentes. Dans notre cas ces positions sont relativement proches. De plus, la longueur des têtes de bobines dépend de la technique de bobinage utilisée qui n'était pas connue lors de la phase de pré dimensionnement. Par conséquent, pour plus de simplicité, les deux positions intermédiaires ont été supposées égales.

En conclusion, les paramètres inductifs sont supposés constants de la position centrale à la position intermédiaire. Cette dernière est définie par rapport au calcul des réluctances magnétisantes. Entre la position intermédiaire et la position extrême, les évolutions des différentes inductances sont supposées linéaires.

### III. MODELISATION ANALYTIQUE PAR RESEAU DE RELUCTANCES

#### III.1. Discrétisation en réseau de réluctances

Pour trouver le modèle analytique, la première étape consiste à discrétiser la géométrie du coupleur en un réseau de réluctances. Pour placer correctement ces réluctances, il faut identifier les différents chemins de flux puisque celles-ci sont traversées par le flux. A partir de la Figure 2-16, où l'on identifie les flux de fuites primaire ( $\Phi_{f1}$ ) et secondaire ( $\Phi_{f2}$ ) et les flux d'induction mutuelle ( $\Phi_{12} = \Phi_{21}$ ), on en déduit le réseau de réluctances de la Figure 2-17. Sur cette figure le réseau de réluctances est « superposé » à la géométrie du coupleur. Cette discrétisation met en évidence les principaux phénomènes physiques.

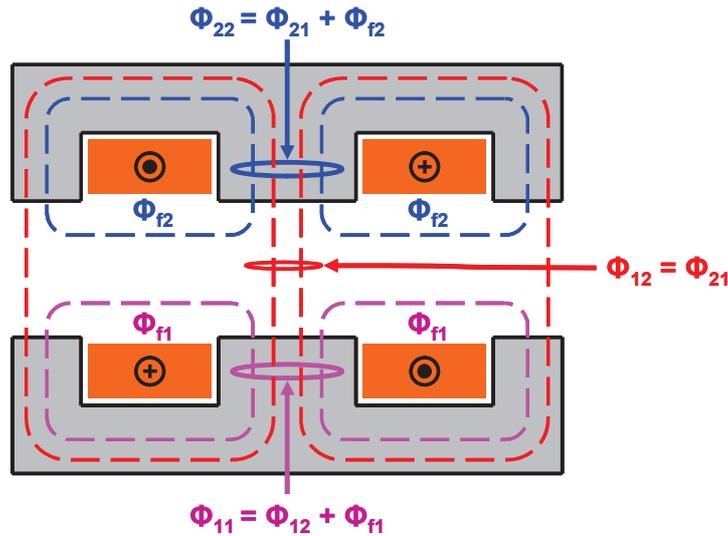


Figure 2-16. Représentation 2D des flux

A l'aide de simplification du schéma réductant global et de transformations étoile triangle de Kennelly, il est facile de déduire, à partir du réseau de réductances, le schéma électrique équivalent en T du coupleur. Sur la Figure 2-17, les réductances des circuits magnétiques sont de couleurs blanches. Celles de l'entrefer et de fuites sont respectivement pleines et hachurées. Les forces magnétomotrices sont représentées par des sources de tension.

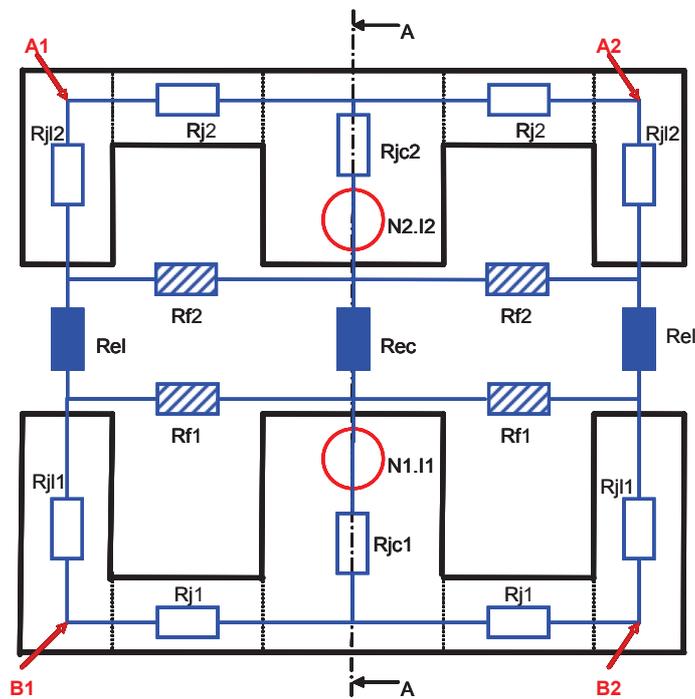


Figure 2-17. Discrétisation en réseau de réductances

L'approche 3D n'apparaît pas dans la représentation en réseau de réductances (Figure 2-17) car les réductances de fuites et d'entrefer regroupent les phénomènes 2D et 3D. En effet,

pour simplifier la mise en place de ce modèle analytique, il a été supposé que le schéma réductant était indépendant de l'approche 2D ou 3D. La distinction des phénomènes suivant l'approche se fait au niveau des réductances élémentaires. Dans cette partie, on présente la méthode pour obtenir le schéma inductif équivalent à partir du schéma réductant. Dans la partie suivante, le détail de calcul des réductances élémentaires sera explicité.

### III.2. Simplification du schéma

Puisque le décalage latéral est négligé, on peut utiliser la symétrie du problème selon le plan de coupe A-A (Figure 2-17) afin de simplifier la mise en équation du problème. Par conséquent, on suppose que les flux aux points A1 et A2 sont égaux. De même pour les points B1 et B2. On en déduit le schéma réductant équivalent simplifié de la Figure 2-18.

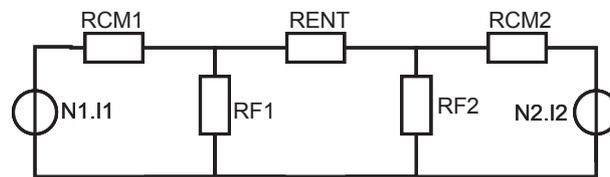


Figure 2-18. Schéma réductant équivalent 1

En appliquant les lois de Kirchoff, on trouve les relations suivantes entre les réductances du schéma de la Figure 2-18 et les réductances élémentaires de la Figure 2-17 :

$$RCM1 = R_{jc1} + \frac{R_{j1} + R_{j1l}}{2} \quad (2-7)$$

$$RCM2 = R_{jc2} + \frac{R_{j2} + R_{j2l}}{2} \quad (2-8)$$

$$RENT = R_{ec} + \frac{R_{el}}{2} \quad (2-9)$$

$$RF1 = \frac{R_{f1}}{2} \quad (2-10)$$

$$RF2 = \frac{R_{f2}}{2} \quad (2-11)$$

### III.3. Passage au schéma électrique équivalent

L'objectif est maintenant de transformer ce schéma réductant en schéma inductif afin d'obtenir le schéma électrique en T équivalent (Figure 2-2). Pour cela, deux transformations de Kennelly (triangle-étoile) sont nécessaires. La première sur le schéma réductant et la seconde à partir du schéma inductif.

Sur la Figure 2-19, on peut voir le schéma obtenu après la première transformation de Kennelly. Les expressions (2-12), (2-13) et (2-14) donnent les relations de passage entre les deux schémas.

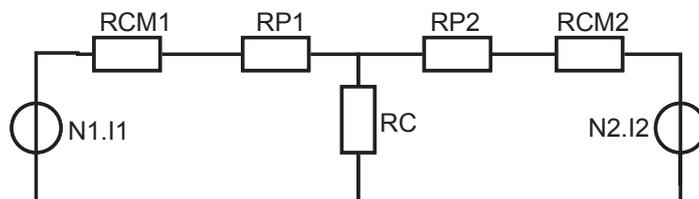


Figure 2-19. Schéma réductant équivalent 2

$$RP1 = \frac{RF1 \cdot RENT}{RF1 + RF2 + RENT} \quad (2-12)$$

$$RP2 = \frac{RF2 \cdot RENT}{RF1 + RF2 + RENT} \quad (2-13)$$

$$RC = \frac{RF1 \cdot RF2}{RF1 + RF2 + RENT} \quad (2-14)$$

Pour simplifier le schéma on pose  $RX1 = RCM1 + RP1$  et  $RX2 = RCM2 + RP2$ . Sur le schéma de la Figure 2-20, on peut voir le passage du modèle réductant simplifié au schéma électrique inductif.

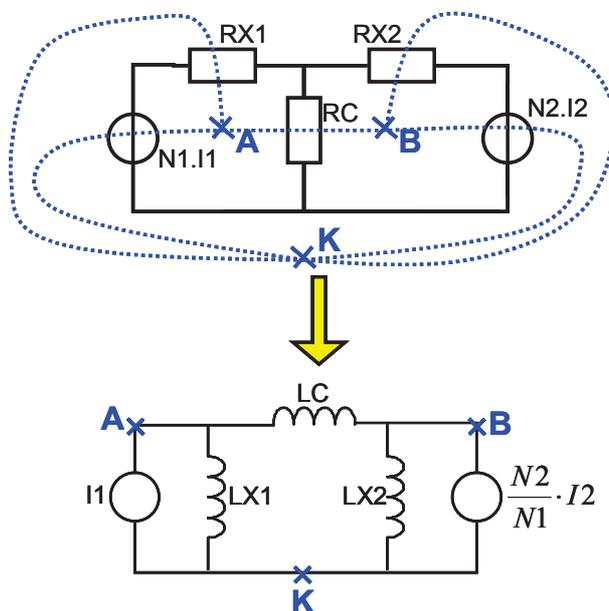


Figure 2-20. Passage du schéma réductant au modèle électrique inductif

Les inductances  $LX1$ ,  $LX2$  et  $LC$  se déduisent facilement à partir des réductances calculées et du nombre de spires primaire :

$$LX1 = \frac{N1^2}{RX1} \quad (2-15)$$

$$LX2 = \frac{N1^2}{RX2} \quad (2-16)$$

$$LC = \frac{N1^2}{RC} \quad (2-17)$$

Afin d'obtenir le schéma équivalent en T de la Figure 2-2, il suffit de faire une deuxième transformation de Kennelly et on trouve finalement :

$$LF1 = \frac{LX1.LC}{LX1 + LX2 + LC} \quad (2-18)$$

$$LF2 = \frac{LX2.LC}{LX1 + LX2 + LC} \quad (2-19)$$

$$LM = \frac{LX1.LX2}{LX1 + LX2 + LC} \quad (2-20)$$

#### III.4. Schéma équivalent se limitant aux réluctances présentes dans l'air

Le matériau utilisé pour les circuits magnétiques est de la ferrite de type 3C90 de forte perméabilité relative ( $\mu_r$ ) de l'ordre de 2500. Pour l'air, cette perméabilité relative est égale à 1. A partir de l'expression générale (2-21), on en déduit que les réluctances des circuits magnétiques sont très inférieures aux réluctances présentes dans l'air. Par conséquent, pour de grands entrefers, ces dernières deviennent prépondérantes et celles des circuits magnétiques peuvent alors être négligées. Ceci autorise donc de court-circuiter toutes les réluctances des circuits magnétiques. Le lien entre le schéma réluctant simplifié et le schéma électrique à trois inductances est alors évident. En effet, les nouvelles expressions de LF1, LF2 et LM sont de la forme de (2-22).

$$R = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{L}{S} \quad (2-21)$$

$$LF1 = \frac{N1^2}{RF1}, LF2 = \frac{N1^2}{RF2} \text{ et } LM = \frac{N1^2}{RENT} \quad (2-22)$$

Dans cette étude, cette supposition n'a pas été prise en compte lors des calculs mais lors de la phase de création du modèle afin de mieux comprendre les phénomènes physiques mis en jeu.

## IV. CALCUL DES RELUCTANCES

### IV.1. Hypothèses

On suppose que l'induction est uniforme dans chaque demi circuit magnétique et que ceux-ci ne saturent pas. On néglige l'influence des conducteurs sur le flux au niveau des entrefers (flux dans l'air). L'hypothèse associée à cette approximation est que la perméabilité relative du circuit magnétique est suffisamment grande et que les conducteurs sont suffisamment éloignés des entrefers pour ne pas perturber le flux au niveau des entrefers. Dans notre cas, la dernière hypothèse est discutable. Malgré cela, on verra que l'on atteint une précision satisfaisante pour notre modèle. Ces hypothèses font que le modèle magnétique est un modèle statique.

La vue de face de la Figure 2-21 et la vue de côté de la Figure 2-22 présentent le paramétrage géométrique des circuits magnétiques nécessaire à la mise en place du modèle analytique. Les seules différences entre les circuits magnétiques primaire et secondaire concernent la hauteur des fenêtres de bobinages et leurs profondeurs. La largeur des bobinages et les longueurs de têtes de bobines sont supposées égales à la largeur des fenêtres de bobinages. De plus, dans un premier temps, l'épaisseur des plaques de blindage est supposée égale à l'épaisseur des circuits magnétiques.

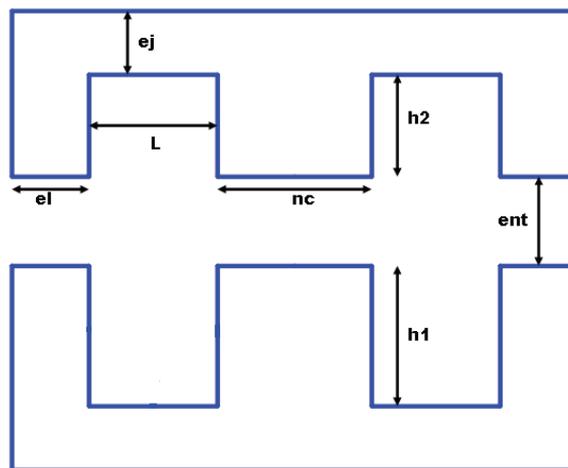


Figure 2-21. Paramétrage géométrique des circuits magnétiques (2D)

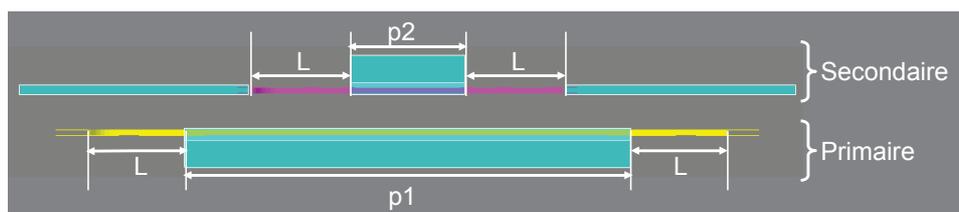


Figure 2-22. Paramétrage géométrique des circuits magnétiques (3D)

Pour assurer la tenue mécanique des circuits magnétiques et des bobinages, des éléments ont été insérés dans la fenêtre de bobinage. Il s'agit d'un support de maintien mécanique et d'un support de bobinage (Figure 2-23). Leurs épaisseurs sont respectivement notées  $e_m$  et  $e_{sb}$ .

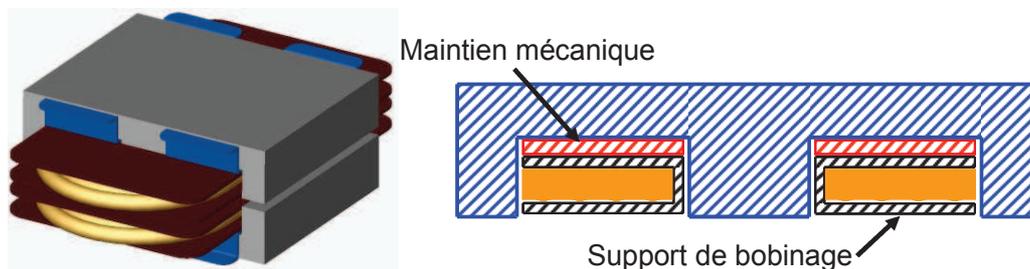


Figure 2-23. Paramétrage géométrique des fenêtres de bobinages

#### IV.2. Ré reluctances des circuits magnétiques

Les ré reluctances des circuits magnétiques font apparaître les longueurs moyennes (numérateur des fractions) du parcours des lignes de champs. Ceci se justifie par l'approximation faite pour prendre en compte les effets de coin. En effet, dans un circuit magnétique rectangulaire, les lignes de champs sont uniformément réparties dans les branches droites, mais dans les coins, elles sont déplacées vers la partie intérieure du coin (Figure 2-24). Le flux est donc plus dense dans un coin intérieur que dans la partie linéaire du circuit. Généralement, ce phénomène n'est pas pris en compte et la densité de flux est supposée uniforme dans tout le circuit magnétique et la longueur prise pour le calcul de la ré reluctance équivalente est égale à la distance du trajet qui passe par le milieu des coins (en pointillés noir sur la Figure 2-24).

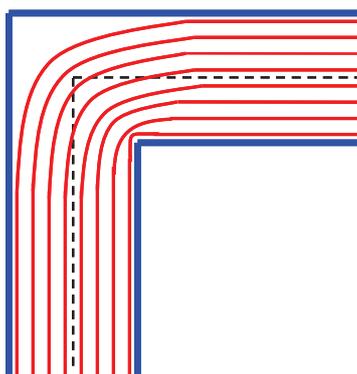


Figure 2-24. Effet de coin

A partir de cette hypothèse, nous calculons les expressions des différentes ré reluctances des circuits magnétiques primaire et secondaire ((2-23) à (2-25)).

$$R_{jc1} = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{h1 + \frac{ej}{2}}{nc.p1}, R_{jc2} = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{h2 + \frac{ej}{2}}{nc.p2} \quad (2-23)$$

$$R_{jl1} = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{h1 + \frac{ej}{2}}{el.p1}, R_{jl2} = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{h2 + \frac{ej}{2}}{el.p2} \quad (2-24)$$

$$R_{j1} = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{L}{ej.p1}, R_{j2} = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{L}{ej.p2} \quad (2-25)$$

### IV.3. Réductances d'entrefer et gonflement des lignes de champs

Le phénomène mis en jeu au niveau des différents entrefers (jambes centrale et latérales) participant au flux d'induction mutuelle est le gonflement des lignes de champs. Celui-ci n'est pas pris en compte lorsque l'on calcule les réductances de manière classique. La géométrie particulière (transformateur de type planar) et la présence d'un entrefer important ne permettent pas cette approximation. Une méthode couramment utilisée en électrotechnique consiste à prendre comme surface de l'entrefer les dimensions des surfaces en regard augmentées de la longueur de l'entrefer [BOUCHARD-96]. La longueur équivalente de la réductance reste celle de l'entrefer. Mais cette méthode est plutôt adaptée pour de petits entrefers (par rapport aux autres dimensions du circuit magnétique) et la différence de géométrie entre le primaire et le secondaire ne nous permet pas de l'appliquer.

Pour atteindre une meilleure précision, nous nous sommes intéressés à la méthode des transformations conformes de Schwarz Christoffel [BALAKRISHNAN-97], [CIVIDJIAN-09] et au calcul intégral en supposant le parcours des lignes de champs connu [CALE-06], [BATDORFF-09].

#### IV.3.1. Transformation conforme de Schwarz Christoffel

La plupart des composants magnétiques ont des formes complexes qui ne se limitent pas à des géométries planes. L'objectif est donc se ramener au cas de deux plaques parallèles où la solution est connue (formule de réductance classique : (2-21)). Les transformations conformes permettent ce type de transformation d'un système de coordonnées donné à un autre. Cette méthode est basée sur l'utilisation de nombres complexes. Elle se limite donc à des problèmes à deux dimensions.

Les circuits magnétiques choisis étant de type E, ils peuvent se décomposer en polygones généralisés. C'est pourquoi la méthode utilisée est celle des transformations

conformes de Schwarz Christoffel puisqu'elles sont dédiées à ce type de géométrie [BRUSCHI-04], [MARKOVIC-06]. Une approche analytique est possible pour des polygones possédant jusqu'à deux voire trois sommets. Au-delà, il faut utiliser une approche numérique (intégration) [DRISCOLL-02]. Comme un circuit magnétique de type E possède douze sommets, pour permettre une approche analytique la géométrie a été divisée pour se ramener à un calcul plus simple et surtout réalisable analytiquement. Par des associations série parallèle de réductances élémentaires, on en déduit les expressions des réductances globales [GARDIOL-02], [BALAKRISHNAN-97].

A partir de l'article [BALAKRISHNAN-97], on obtient l'expression de la Figure 2-25 pour la réductance de la jambe centrale en approche 2D. Elle s'écrit comme l'inverse de la somme de deux perméances. La première ( $\Lambda_c$ ) correspond au terme classique (2-21) et la seconde ( $\Lambda_g$ ) correspond au terme de gonflement des lignes de champs.

$$Re_c = \frac{1}{\mu_0 \cdot \frac{nc \cdot p}{ent} + \mu_0 \cdot \frac{2}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{\pi \cdot \min(h1, h2)}{2 \cdot ent} \right) \right]} \cdot p$$

Figure 2-25. Identification des différents termes pour une réductance d'entrefer

Pour la perméance correspondant au gonflement, le terme en logarithme peut devenir négatif pour un entrefer important (grand par rapport à la hauteur des fenêtres de bobinages). Cette perméance peut donc devenir nulle, voire négative, ce qui n'a pas de sens physique. Elle doit être supérieure ou égale à zéro.

### IV.3.2. Réductance d'entrefer par calcul intégral

Dans cette étude, les entrefers sont importants et peuvent être du même ordre de grandeur que les dimensions géométriques du coupleur, comme l'épaisseur des jambes latérales. Dans ce cas, les transformations de Schwarz Christoffel atteignent leurs limites. D'autres méthodes issues généralement de la théorie des moteurs permettent de caractériser ces réductances liées au gonflement des lignes de champs. Elles supposent le parcours des lignes de champs connues et en déduisent la perméance par calcul intégral (2-26). Dans cette expression, S et  $L_{LDC}$  désignent respectivement la surface d'intégration et la longueur du parcours des lignes de champs.

$$Pg = \mu_0 \cdot \iint_S \frac{1}{L_{LDC}} \cdot dS \quad (2-26)$$

Sur la Figure 2-26, on peut voir les différents parcours supposés pour les lignes de champs. On remarque que ces trois parcours arrivent bien perpendiculairement à la surface des circuits magnétiques, conformément à la théorie. La forme supposée des lignes de champs la plus utilisée est celle de la Figure 2-26-b, c'est-à-dire un segment de la longueur de l'entrefer plus un demi-cercle [CALE-06], [BATDORFF-09]. Mais il a été montré [COGITORE-94a] que les gonflements des lignes de champs autour d'un entrefer sont de la forme d'un demi-cercle pour de faibles entrefers. Cette solution a donc été étudiée Figure 2-26-a avec la solution elliptique Figure 2-26-c [SIBUE-10a].

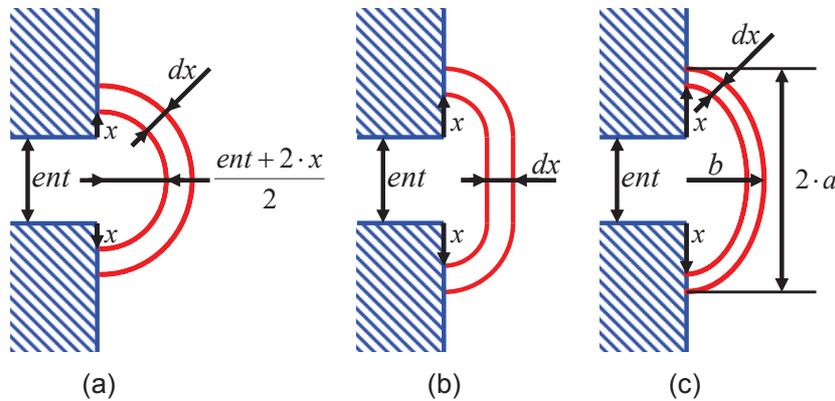


Figure 2-26. Différents parcours supposés des lignes de champs. (a) Circulaire. (b) Rectiligne plus demi-cercle. (c) Elliptique

Pour chaque forme de parcours des lignes de champs de la Figure 2-26, les différents paramètres ( $L_{LDC}$  et  $dS$ ) pour le calcul intégral des perméances sont donnés dans le Tableau 2-1 où  $p$  désigne la profondeur.

Type de parcours	Longueur du parcours des lignes de champs $L_{LDC}$	Surface d'intégration : $dS$
Circulaire	$ent + \pi \cdot x$	$p \cdot dx$
Rectiligne plus demi-cercle	$\frac{\pi}{2} \cdot (ent + 2 \cdot x)$	$p \cdot dx$
Elliptique	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot ent + x\right)^2 + x^2}$	$p \cdot dx$

Tableau 2-1. Expression des différents paramètres pour le calcul intégral des perméances

Après calcul, on obtient les expressions (2-27), (2-28) et (2-29) pour les différents parcours de lignes de champs. Toutes ces perméances sont définies supérieures ou égales à zéro.

$$Pg,(a) = \frac{\mu_0 \cdot P}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot h}{ent}\right) \quad (2-27)$$

$$Pg,(b) = \frac{\mu_0 \cdot P}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot h}{ent}\right) \quad (2-28)$$

$$Pg,(c) = \frac{\mu_0 \cdot P}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{4 \cdot h + ent + \sqrt{16 \cdot h^2 + 2 \cdot ent^2 + 8 \cdot ent \cdot h}}{(1 + \sqrt{2}) \cdot ent}\right) \quad (2-29)$$

Cette méthode de calcul assure un sens physique au calcul des réluctances d'entrefer quelle que soit la valeur d'entrefer par rapport aux autres dimensions des circuits magnétiques. Le calcul intégral a donc été privilégié au calcul par les transformations de Schwarz Christoffel. Après comparaison, le parcours donnant la meilleure précision par rapport aux simulations numériques est celui de la Figure 2-26-b. C'est aussi celui qui est le plus couramment utilisé dans les publications.

#### IV.3.3. Réluctances d'entrefer 2D

Malgré la prise en compte des phénomènes de gonflements des lignes de champs, la précision obtenue n'était pas suffisante. Une étude plus fine a mis en évidence que les hypothèses concernant le parcours des lignes de champs à l'intérieur du circuit magnétique étaient partiellement fausses. En effet, la Figure 2-27 montre que le gonflement des lignes de champs ne se limite pas à la hauteur des fenêtres de bobinages pour la jambe centrale et « la face interne au composant magnétique » pour les jambes latérales mais déborde sur la largeur des fenêtres de bobinages. L'apparition de ce phénomène est due à la géométrie planar du circuit magnétique. Pour prendre en compte ce phénomène, la réluctance Reg2 (Figure 2-27) a été ajoutée en parallèle de Rec et Reg1. Reg2 sera aussi estimé par calcul intégral en supposant le parcours des lignes de champs connu.

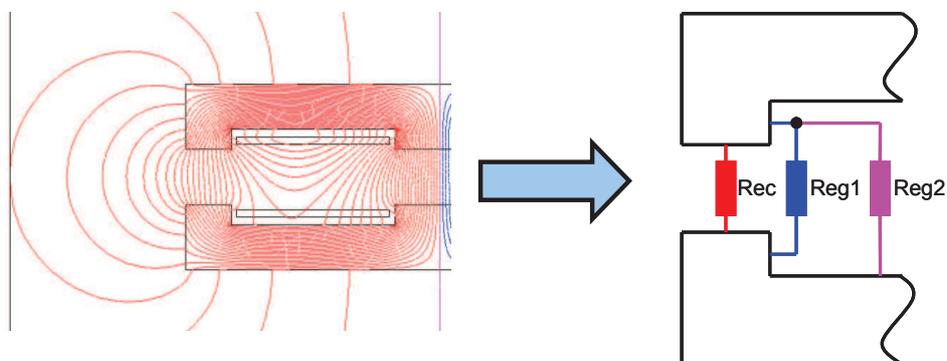


Figure 2-27. Gonflement des lignes de champs 2D

Suite à ces remarques, l'ensemble des réluctances magnétisantes 2D pour la jambe centrale et les jambes latérales est représenté sur la Figure 2-28. Cette discrétisation permet de prendre en compte l'ensemble des phénomènes 2D cités précédemment.

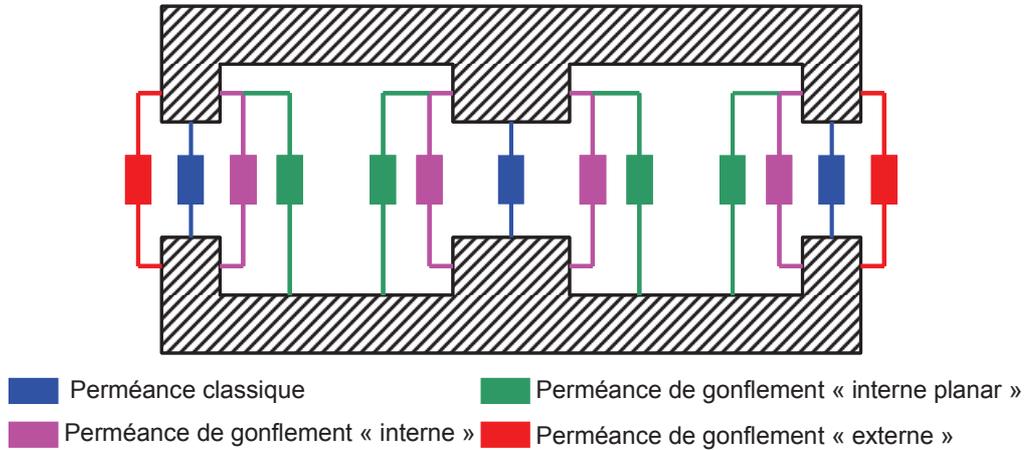


Figure 2-28. Discretisation des réluctances d'entrefer 2D

#### IV.3.4. Réluctances d'entrefer 3D

Comme cela a été montré en début de chapitre, pour améliorer la précision du modèle analytique et permettre de décrire l'évolution de l'inductance magnétisante en fonction des variations d'entrefer ou de la précision longitudinale, il est indispensable de considérer les phénomènes 3D (Figure 2-29).

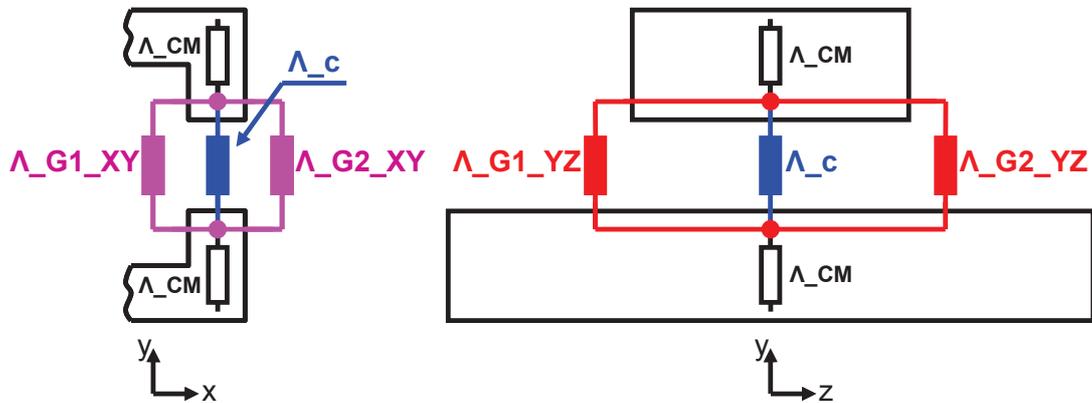


Figure 2-29. Représentation 3D des réluctances élémentaires pour une réluctance d'entrefer d'une jambe latérale

Pour obtenir la réluctance liée à l'entrefer en considérant les phénomènes 3D, on peut décomposer la perméance globale comme la somme de cinq perméances en parallèle (2-30). La première représente le terme classique, les deux suivantes le gonflement des lignes de champs dans le plan XY (réluctances 2D) et les deux dernières le gonflement des lignes de champs dans le plan YZ (réluctance 3D). Les perméances apparaissant dans l'équation (2-30) regroupent l'ensemble des phénomènes 2D vue précédemment.

$$R = \frac{1}{\Lambda\_c + \Lambda\_G1\_XY + \Lambda\_G2\_XY + \Lambda\_G1\_YZ + \Lambda\_G2\_YZ} \quad (2-30)$$

#### IV.3.5. Evolution des réductances d'entrefer en fonction de la position longitudinale

A partir des expressions des réductances élémentaires d'entrefer, il est possible de déterminer les valeurs des réductances pour la position centrale et la position extrême, décrites en début de chapitre. Celles-ci sont notées  $R_{ENT\_CENT}$  et  $R_{ENT\_EXT}$ . En faisant apparaître les fonction de pondération  $f_{REL\_C}$  et  $f_{REL\_E}$ , la réductance d'entrefer globale ( $R_{ENT}$ ) peut s'écrire sous la forme de l'équation (2-31) en fonction de l'entrefer ( $ent$ ) et de la précision longitudinale.

$$R_{ENT}(ent, long) = \left( \begin{array}{l} f_{REL\_C}(long, ent) \cdot R_{ENT\_CENT}(long, ent) \\ + f_{REL\_E}(long, ent) \cdot R_{ENT\_EXT}(long, ent) \end{array} \right) \quad (2-31)$$

Le détail de calculs des réductances d'entrefer est présenté dans l'Annexe 1 pour un blindage en ferrite et en Annexe 2 pour un blindage en aluminium.

### IV.4. Réductances de fuites

#### IV.4.1. Identification des différentes réductances de fuites

Comme on peut le voir sur la Figure 2-30, le flux de fuites peut se diviser en deux catégories qui correspondent aux phénomènes 2D et 3D. Les réductances 2D sont calculées à partir du théorème d'Ampère [CALE-06]. Les phénomènes 3D sont similaires à ceux liés au gonflement des lignes de champs pour les réductances d'entrefer. Par calcul intégral en supposant le parcours des lignes de champs connus (segment de droite plus arc de cercle), celles-ci sont déterminées [CALE-06].

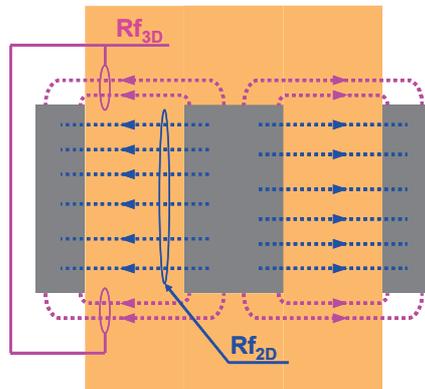


Figure 2-30. Parcours des lignes de champs de fuites 2D et 3D

Les perméances (2-32) et (2-33) correspondent respectivement au flux de fuites 2D à travers les bobinages et dans l'air pour le secondaire [CALE-06].

$$P_{f2D\_BOB} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot (h2 - 2 \cdot esb - em)}{L} \quad (2-32)$$

$$P_{f2D\_HORS\_BOB} = \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot \left( 2 \cdot esb + em + \frac{ent}{2} \right)}{L} \quad (2-33)$$

Les perméances (2-34) et (2-35) correspondent respectivement au flux de fuites 3D à travers les bobinages et dans l'air pour le secondaire [CALE-06].

$$P_{f3D\_BOB} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (h2 - 2 \cdot esb - em)}{3 \cdot \pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot el}{L} \right) \quad (2-34)$$

$$P_{f3D\_HORS\_BOB} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (2 \cdot esb + em)}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot el}{L} \right) \quad (2-35)$$

Le flux de fuites des têtes de bobines a été pris en compte par calcul direct de la perméance. Pour ce calcul, les têtes de bobines sont supposées circulaires (Figure 2-31-a). Etant donné la discrétisation en réseau de réluctances de la Figure 2-17, le flux de fuites des têtes de bobine est à répartir sur les deux réluctances de fuites primaire et secondaire. Par conséquent, pour ce calcul, on considère seulement une demi tête de bobine (surface hachurée de la Figure 2-31-a).

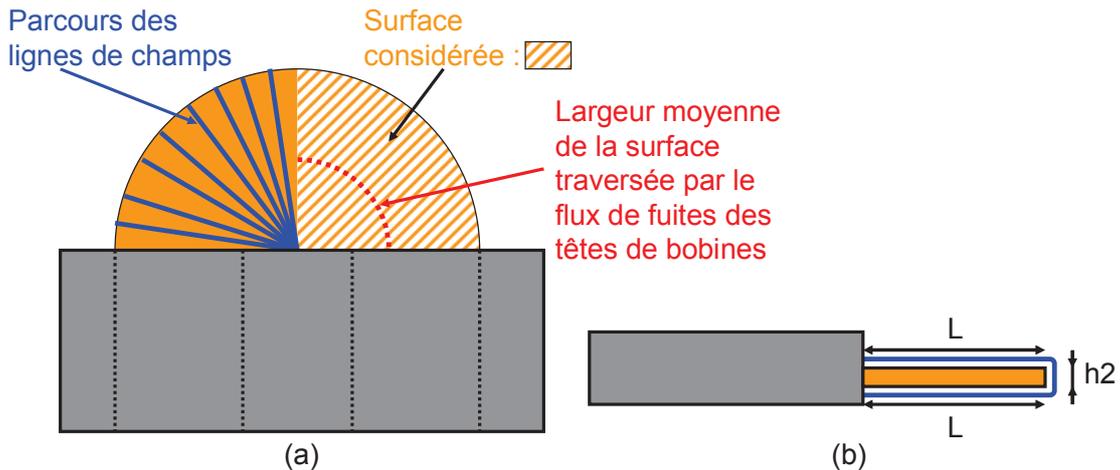


Figure 2-31. Illustration du flux de fuites des têtes de bobines. (a) Vue de dessus. (b) Vue de côté.

La hauteur de la surface traversée par le flux de fuites des têtes de bobines est supposée égale à la moitié de l'entrefer. La largeur de cette surface est prise égale à la moitié de la largeur des fenêtres de bobinages (Figure 2-31-a). Il s'agit de la largeur moyenne. Il

reste maintenant à déterminer la longueur (long) du chemin parcouru par les lignes de fuites (Figure 2-31-b). Etant donné la géométrie des bobinages, on néglige leurs hauteurs. Le chemin parcouru est donc supposé égal à  $2 \cdot L$ . La perméance (2-36) est obtenue.

$$P_{f\_TB} = \mu_0 \cdot \frac{S}{long} = \mu_0 \cdot \frac{\left(\frac{\pi \cdot L}{2}\right) \cdot \left(\frac{ent}{2}\right)}{2 \cdot L} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot ent}{16} \quad (2-36)$$

#### IV.4.2. Réluctances de fuites pour des plaques de blindage en ferrite

Le flux de fuites au niveau des plaques de blindage en ferrite se décompose en deux (Figure 2-32-a). Le premier correspond au flux traversant la plaque de blindage (lignes de fuites en trait vert continu) et le second correspond au flux de fuites dans l'air (lignes de fuites en trait rouge pointillé)

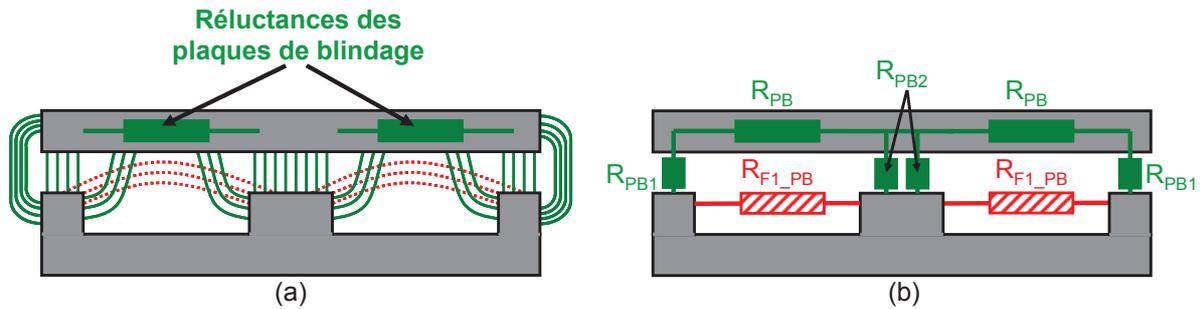


Figure 2-32. Représentation des phénomènes de fuites sous les plaques de blindage en ferrite. (a) Flux de fuites. (b) Schéma réductant équivalent.

A partir du schéma réductant de la Figure 2-32-b, on en déduit l'expression de la réluctance équivalente (2-37) correspondant au flux de fuites traversant la plaque de blindage. On retrouve le phénomène de gonflement des lignes de champs au niveau des entrefers. Les expressions pour déterminer les réluctances élémentaires sont les mêmes que pour les réluctances d'entrefer.

$$R_{PB\_TOT} = R_{PB1} + R_{PB} + R_{PB2} \quad (2-37)$$

La perméance totale (2-38) de fuites sous les plaques de blindage est égale à la somme des perméances correspondant aux deux phénomènes cités précédemment.

$$P_{PB\_TOT} = \frac{1}{R_{PB\_TOT}} + \frac{1}{R_{F1\_PB}} \quad (2-38)$$

Le détail des calculs des réluctances de fuites pour un blindage en ferrite est présenté en Annexe 1.

#### IV.4.3. Réluctances de fuites pour des plaques de blindage en aluminium

Le flux de fuites sous les plaques de blindage en aluminium est équivalent au flux de fuite dans l'air hors des bobinages (2-33). On en déduit l'expression de cette perméance (2-39). Cette équation fait intervenir la fonction de pondération  $f_{REL\_E}$  dépendant de la position du secondaire par rapport au primaire décrite en début de chapitre

$$P_{f1\_BL} = \frac{\mu_0 \cdot (p1 - p2 + L \cdot (f_{REL\_E} - 2)) \cdot (2 \cdot esb + em + ent)}{L} \quad (2-39)$$

Le détail des calculs des réluctances de fuites pour un blindage en aluminium est présenté en Annexe 2.

#### IV.4.4. Réluctance de fuites et choix géométrique

En observant les expressions des réluctances de fuites 2D, on remarque qu'elles sont proportionnelles à la largeur (L) des fenêtres de bobinage et inversement proportionnelles à leurs hauteurs (h1 et h2). Par conséquent, afin de maximiser le coefficient de couplage, nous nous sommes orientés vers des géométries planars.

## V. PRECISION ET VALIDITE DU MODELE ANALYTIQUE

### V.1. Cas d'étude

Afin de valider le modèle analytique par rapport aux simulations numériques FLUX<sup>®</sup>, une géométrie a été choisie. Les caractéristiques géométriques du coupleur sont présentées dans le Tableau 2-2.

Désignation	Valeur (en mm)
h1 : Hauteur de fenêtre de bobinage primaire	37
h2 : Hauteur de fenêtre de bobinage secondaire	37
L : Largeur des fenêtres de bobinages	296
nc : Epaisseur de la jambe centrale	163
ej : Epaisseur des jonctions	82
el : Epaisseur des jambes latérales	82
p1 : Profondeur du circuit magnétique primaire	1348
P2 : Profondeur du circuit magnétique secondaire	348

Tableau 2-2. Caractéristiques géométriques du coupleur

Pour cette étude, la perméabilité de la ferrite a été supposée égale à 2500. Pour un blindage en ferrite, l'épaisseur du blindage est égale à 82mm comme l'épaisseur des jambes latérales. Pour un blindage en aluminium, l'épaisseur de celui-ci est de 5mm. La précision

longitudinale ou précision d'arrêt du tramway est de +/- 500mm. L'entrefer nominal est de 100mm et sa variation est de +/- 10mm.

Pour valider le modèle analytique, les grandeurs inductives comparées sont celles du schéma à trois inductances avec inductance de fuites réparties (Figure 2-2) car il permet de mettre plus facilement en évidence la pertinence de chaque calcul des trois inductances caractéristiques correspondant aux trois phénomènes principaux qui sont : l'échange de flux (et donc de puissance) correspondant à l'induction mutuelle (LM), les fuites primaire (LF1) et les fuites secondaire (LF2).

### V.2. Blindage en ferrite

Les Figure 2-33, Figure 2-34 et Figure 2-35 représentent respectivement les écarts relatifs absolus des trois inductances caractéristiques (LM, LF1 et LF2) entre le modèle analytique et les simulations FLUX pour un blindage en ferrite. Ces courbes sont fonction de la précision longitudinale qui varie de 0 à 500mm. De plus, elles ont l'entrefer comme paramètre qui varie de 90 à 110mm par pas de 10mm.

L'écart relatif absolu pour l'inductance magnétisante LM (Figure 2-33) ne dépasse pas 5% et reste relativement constant pour l'ensemble des variations de la position du secondaire par rapport au primaire.

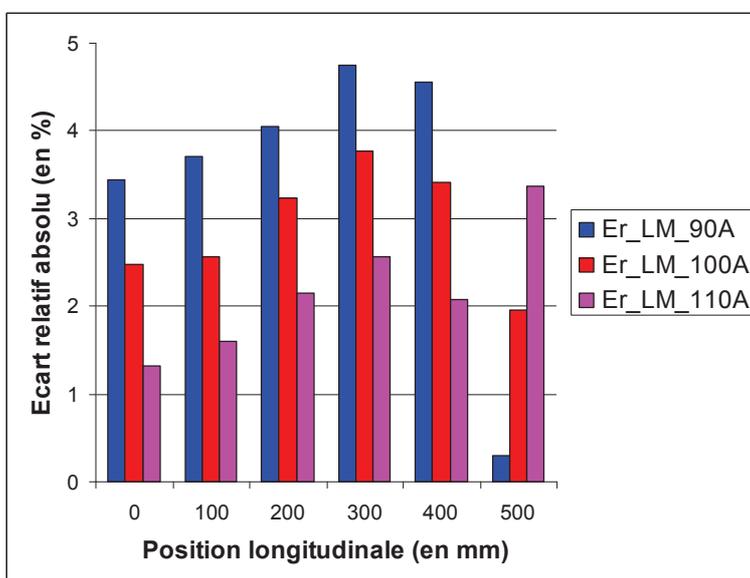


Figure 2-33. Évolution de l'écart relatif absolu de l'inductance magnétisante en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en ferrite

L'écart relatif absolu pour l'inductance de fuites primaire LF1 (Figure 2-34) ne dépasse pas 9%. Celui-ci est faible pour la position centrale et maximum pour la position extrême.

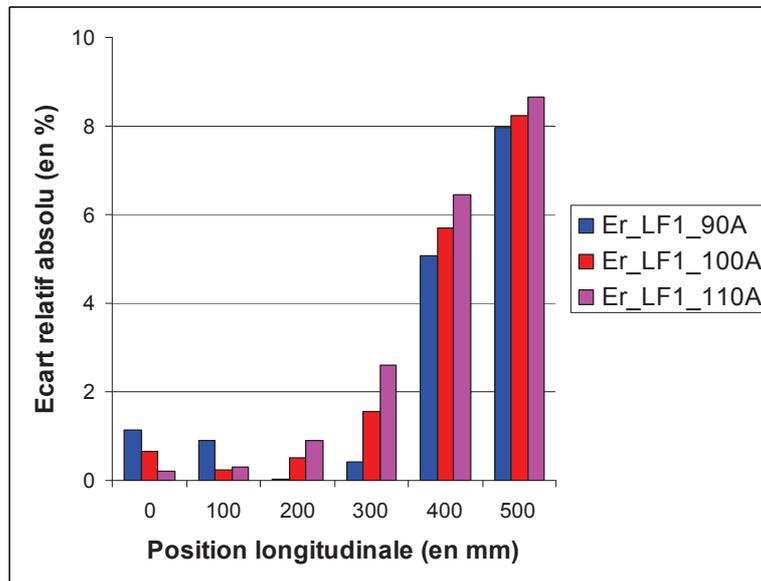


Figure 2-34. Évolution de l'écart relatif absolu de l'inductance de fuites primaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en ferrite

L'écart relatif absolu pour l'inductance de fuites secondaire LF2 (Figure 2-35) ne dépasse pas 10%. Celui-ci est maximal pour la position définie comme intermédiaire pour la modèle analytique.

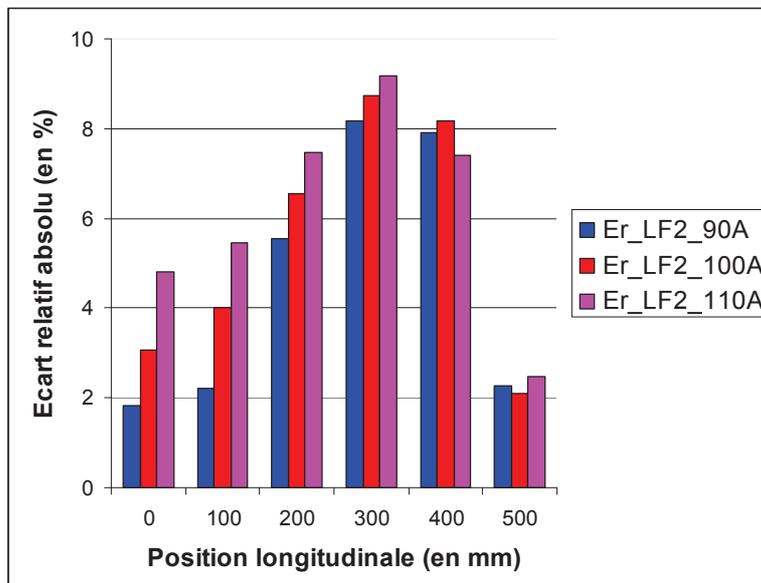


Figure 2-35. Évolution de l'écart relatif absolu de l'inductance de fuites secondaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en ferrite

### V.3. Blindage en aluminium

Les Figure 2-36, Figure 2-37 et Figure 2-38 représentent respectivement les écarts relatifs absolus des trois inductances caractéristiques (LM, LF1 et LF2) entre le modèle analytique et les simulations FLUX pour un blindage en aluminium. Ces courbes sont fonction de la précision longitudinale qui varie de 0 à 500mm. De plus, elles ont l'entrefer comme paramètre qui varie de 90 à 110mm par pas de 10mm.

L'écart relatif absolu pour l'inductance magnétisante LM (Figure 2-36) ne dépasse pas 4%. Celui de l'inductance de fuites primaire LF1 (Figure 2-37) ne dépasse pas 9%.

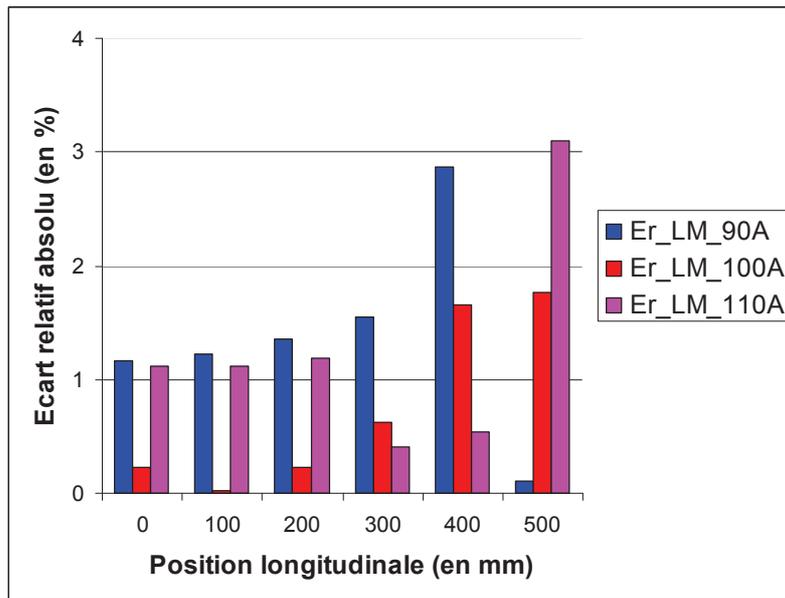


Figure 2-36. Évolution de l'écart relatif absolu de l'inductance magnétisante en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en aluminium

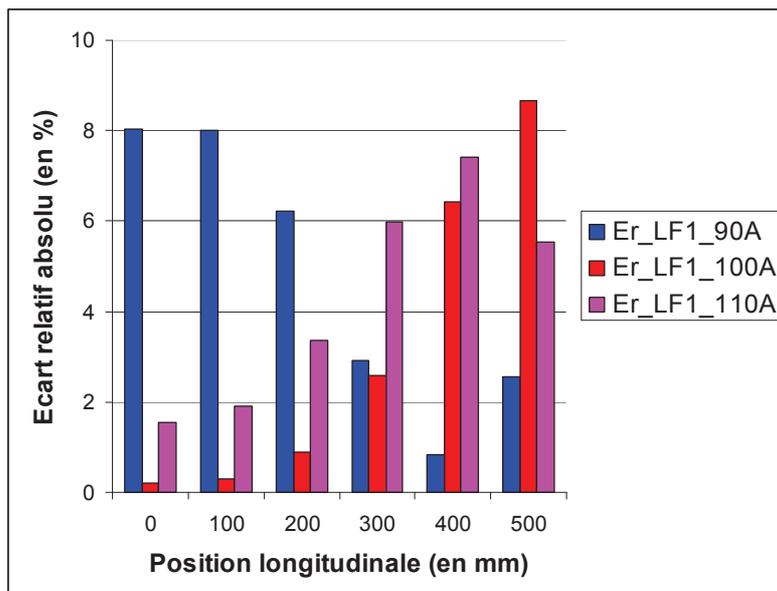


Figure 2-37. Évolution de l'écart relatif absolu de l'inductance de fuites primaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en aluminium

L'écart relatif absolu pour l'inductance de fuites secondaire LF2 (Figure 2-38) ne dépasse pas 20%. Celui-ci est maximal pour la position définie comme intermédiaire pour le modèle analytique.

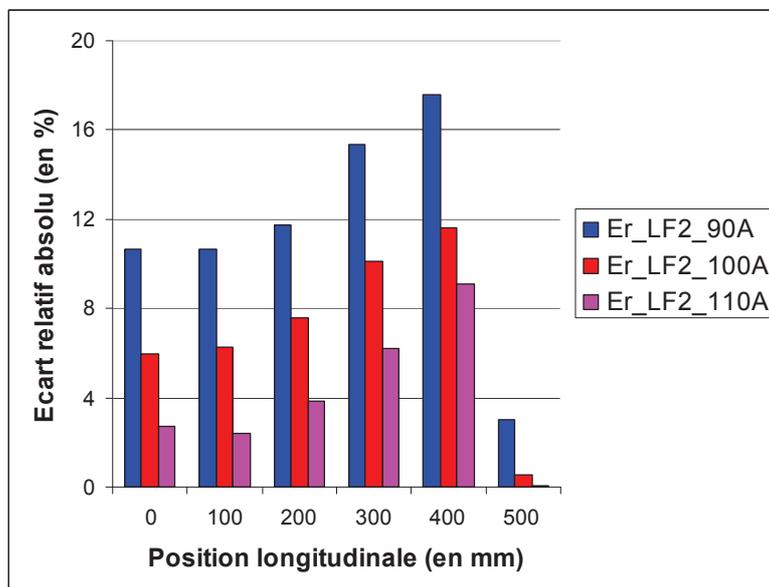


Figure 2-38. Évolution de l'écart relatif absolu de l'inductance de fuites secondaire en fonction de la position longitudinale pour différents entrefers et un blindage en aluminium

## VI. CONCLUSION

Pour la géométrie étudiée en fonction des deux types de blindage, l'écart relatif de l'ensemble des grandeurs inductives est inférieur à 10 % sauf pour l'inductance de fuites secondaire pour un blindage en aluminium où l'écart est d'environ 20 %. Le retour d'expérience acquis au cours de ces travaux de recherche sur les différentes géométries étudiées montre que l'écart relatif du modèle analytique par rapport aux simulations numériques est inférieur à 20 %. L'inductance la plus difficile à estimer est l'inductance de fuites secondaire car il est difficile de modéliser les phénomènes physiques surtout au niveau des têtes de bobines. Cependant nous verrons par la suite que la précision atteinte permet de réaliser des pré dimensionnements pertinents. Dans le dernier chapitre, une comparaison entre modèle analytique, simulation numérique et mesure expérimentale sera présentée. L'écart relatif pour les premières variations de la précision longitudinale (de la position centrale à la position intermédiaire) est quasi constant. Ceci permet de valider les hypothèses concernant l'évolution des paramètres inductifs en fonction de la précision longitudinale pour les deux types de blindage.

Malgré l'intérêt, d'un point de vue du couplage magnétique, de l'aluminium pour assurer la fonction de blindage, il a été choisi de travailler avec de la ferrite afin de limiter les pertes. En effet, celles-ci sont beaucoup plus importantes pour un blindage en aluminium et créent des échauffements. Ce choix technologique effectué de manière arbitraire a pu être validé par simulation puis de manière expérimentale pour un prototype de 1,6kW – 100kHz. En effet par simulation numérique (FLUX<sup>®</sup>) les pertes dans le blindage sont de 8,5W pour l'aluminium contre seulement 0,1W pour la ferrite. Ce qui se traduit par une perte d'environ 2 points de rendement sur l'ensemble complet convertisseur plus coupleur à 1,6kW – 100kHz. Les détails pour la détermination des pertes par simulation numérique et par mesures expérimentales seront respectivement présentés dans les chapitres 5 et 6.

La modélisation analytique du coupleur a pris un temps conséquent mais il permet de gagner du temps lors des calculs de dimensionnement. De plus, dans notre cas, où la géométrie des circuits magnétiques est à déterminer, le modèle analytique permet de guider la construction géométrique des circuits magnétiques mais aussi d'apporter une meilleure compréhension des phénomènes physiques mis en jeu grâce à l'étude poussée qu'a nécessité le modèle magnétique.



## ***CHAPITRE 3. Convertisseurs à résonance***

## SOMMAIRE

I. Présentation générale .....	96
I.1. Compensation du comportement inductif et filtrage de sortie.....	96
I.2. Mode de commande des interrupteurs de puissance.....	98
I.3. Hypothèses d'étude.....	100
II. Modélisation des convertisseurs.....	101
II.1. Choix du modèle.....	101
II.2. Présentation du Modèle Moyen Généralisé (MMG).....	102
II.2.1. Propriétés du modèle.....	102
II.2.2. Étapes de la construction du modèle.....	102
II.3. Modèle du convertisseur à résonance série – parallèle à filtrage capacitif.....	103
II.3.1. Schéma électrique équivalent.....	103
II.3.2. Formes d'ondes principales.....	104
II.3.3. Mise en équation.....	105
II.3.4. Modèle obtenu.....	111
II.4. Modèle du convertisseur à résonance série – parallèle à filtrage LC.....	112
II.4.1. Schéma électrique équivalent.....	112
II.4.2. Modélisation.....	113
II.5. Modèle du convertisseur à résonance série – série à filtrage capacitif.....	113
II.5.1. Schéma électrique équivalent.....	113
II.5.2. Modélisation.....	114
II.6. Précision des modèles.....	114
II.6.1. Variation de la fréquence de découpage.....	115
II.6.2. Variation du rapport cyclique.....	116
II.7. Réglages des fréquences de résonance.....	117
III. Conclusion.....	121

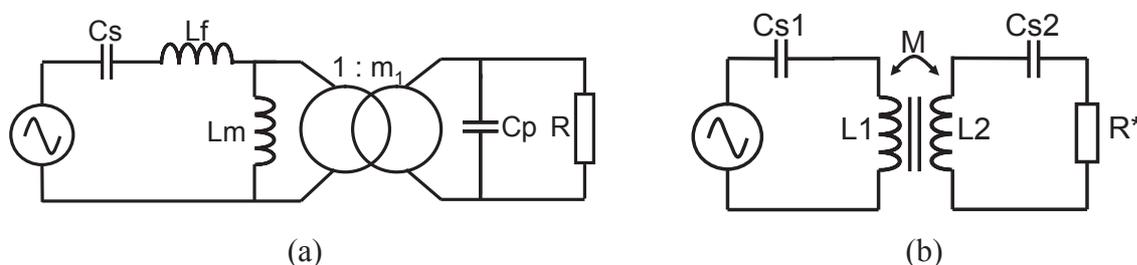
## Résumé

*Dans le premier chapitre, les différents modes de compensations du comportement inductif du coupleur ont été exposés en supposant une alimentation sinusoïdale et une charge purement résistive. Ce troisième chapitre présente l'ensemble du convertisseur à partir du bus continu d'entrée au bus continu de sortie. Comme il a été mis en évidence dans la fin du premier chapitre, un modèle de ces convertisseurs est nécessaire pour permettre le pré dimensionnement de l'ensemble convertisseur plus coupleur. Dans ce chapitre, la modélisation de chacun des convertisseurs étudiés est détaillée. Un des points clés de ces structures de conversion est le réglage des fréquences de résonance qui sera aussi étudié. Enfin, à partir de cette étude des différentes topologies de convertisseur, les intérêts et les inconvénients de chacune des structures seront mis en évidence afin de guider le choix du convertisseur.*

## I. PRESENTATION GENERALE

### I.1. Compensation du comportement inductif et filtrage de sortie

Comme cela a été présenté dans le premier chapitre, deux modes de compensation sont possibles. Il s'agit de la compensation Série – Parallèle (SP) (Figure 3-1-a) et Série – Série (SS) (Figure 3-1-b). Ces deux structures de conversion permettent, pour une position fixe du secondaire par rapport au primaire, de compenser l'ensemble de l'énergie réactive liée au comportement inductif du coupleur. Ces représentations (Figure 3-1) sont des modèles simplifiés. Il faut maintenant remplacer la source d'alimentation alternative et la charge résistive équivalente par les composants réels et s'intéresser à la modélisation analytique de ces convertisseurs afin de prendre en compte l'influence du convertisseur sur le coupleur dans la phase de pré dimensionnement.



**Figure 3-1. Différents modes de compensation d'un coupleur. (a) Compensation Série - Parallèle. (b) Compensation Série - Série**

Pour créer la tension alternative à partir de la source de tension continu on utilise un pont complet classique composé de quatre IGBT. La sortie désirée est de type source de tension continu. Pour réaliser ce redressement, un pont de diodes sera utilisé. Il reste maintenant à définir le filtre de sortie. A partir des deux types de compensation possibles, différents filtrages de la tension de sortie sont envisageables. Le premier, le plus classique, consiste à placer un filtre LC pour le convertisseur à résonance Série – Parallèle (SP\_fil\_LC) (Figure 3-2) et un filtre capacitif pour le convertisseur à résonance Série – Série (SS\_fil\_C) (Figure 3-3). Les topologies de filtres utilisés sont imposées par les modes de compensation car pour une résonance parallèle au secondaire la tension secondaire est imposée par le condensateur en parallèle (source de tension) alors que pour une résonance série c'est le courant qui est imposé (source de courant).

Pour le convertisseur à résonance Série – Parallèle (SP), une autre topologie de filtre est envisageable. Il est moins couramment utilisé mais il permet de gagner un composant de filtrage. Il est constitué d'un filtre uniquement capacitif (SP\_fil\_C) (Figure 3-4).

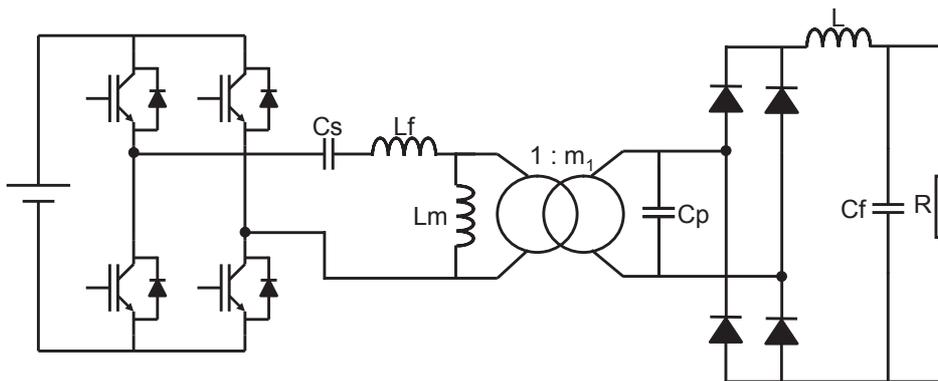


Figure 3-2. Convertisseur à résonance série- parallèle à filtrage LC (SP\_fil\_LC)

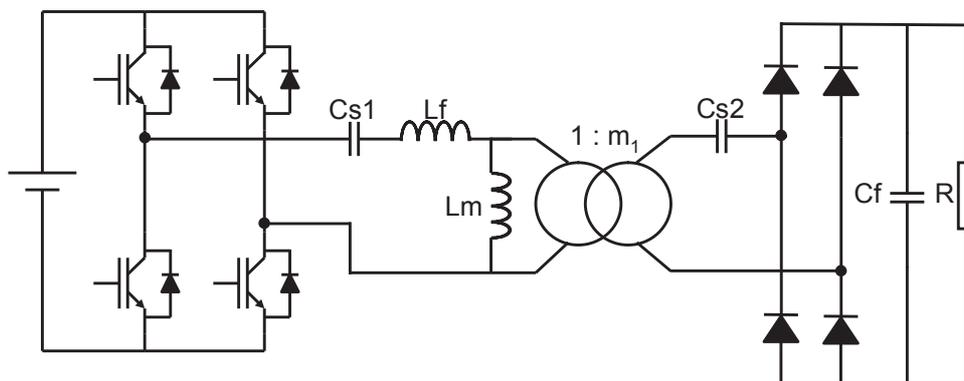


Figure 3-3. Convertisseur à résonance série - série à filtrage capacitif (SS\_fil\_C)

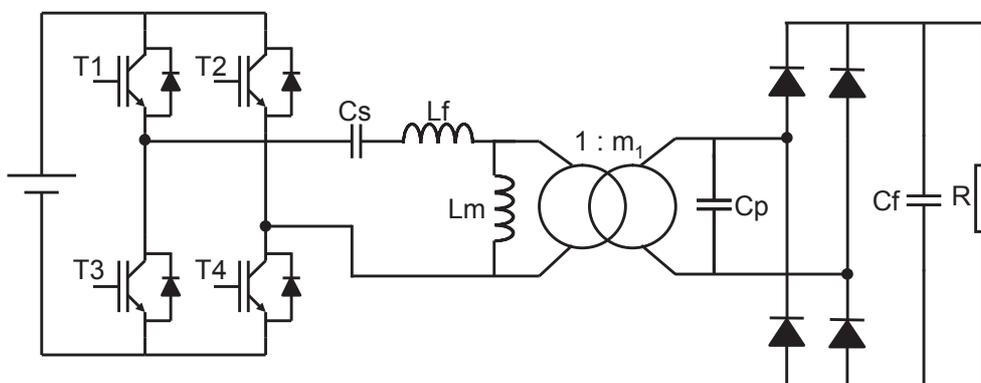


Figure 3-4. Convertisseur à résonance série - parallèle à filtrage capacitif (SP\_fil\_C)

Pour le convertisseur à résonance Série – Parallèle à filtrage capacitif, il existe une phase de fonctionnement où la tension aux bornes du condensateur parallèle est égale à la tension de sortie. Cela est possible grâce au pont redresseur à diodes qui est à commutation naturelle et qui conduit uniquement lorsque les deux sources de tensions sont égales. En cas de redressement commandé, cette dernière solution n'est pas envisageable. Le filtrage capacitif permet de gagner en intégration puisqu'il ne nécessite pas d'inductance en sortie du pont redresseur. Il est possible de faire de même pour le convertisseur à résonance Série-

Série (SS), c'est-à-dire utiliser un filtre LC. Mais cela a pour inconvénient majeur d'augmenter le nombre de composants passifs.

Les convertisseurs SP\_fil\_C et SS\_fil\_C nécessitent le même nombre de composants alors que le convertisseur SP\_fil\_LC demande une inductance de filtrage supplémentaire. D'un point de vue intégration les deux premiers sont les plus intéressants mais le modèle de chacun des convertisseurs sera présenté dans la suite de ce chapitre afin d'étudier l'intérêt de chaque structure lors de la phase de pré dimensionnement.

## I.2. Mode de commande des interrupteurs de puissance

Les interrupteurs du pont complet peuvent être commandés de trois manières différentes. La première consiste à alimenter à fréquence variable et à rapport cyclique constant égal à  $\frac{1}{2}$ . Sinon, il est possible d'alimenter à fréquence fixe et à rapport cyclique variable compris entre 0 et  $\frac{1}{2}$  en faisant se chevaucher la commande des interrupteurs. Enfin, la dernière est un mélange des deux techniques citées précédemment. En effet, elle consiste à alimenter à fréquence variable et à rapport cyclique variable.

Pour ces trois modes de commande, on distingue deux types de fonctionnement des interrupteurs qui sont les modes thyristor-diode et thyristor-dual dont on peut voir leurs symboles et leurs représentations dans le plan courant – tension  $I(V)$  sur la Figure 3-5. Pour le thyristor-diode, l'allumage est commandé et le blocage est naturel, alors que pour le thyristor-dual, le blocage est commandé et l'allumage est naturel. En pratique, ce sont généralement des IGBT ou des MOSFET qui remplissent ces fonctions car ils sont plus performants que les thyristors dans la gamme de fréquence visée. Ces composants se commandant au blocage et à l'allumage remplissent les deux fonctions citées précédemment.

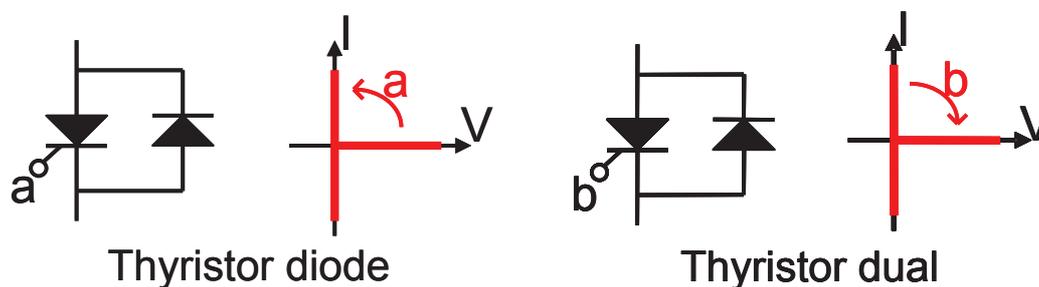


Figure 3-5. Thyristor diode - Thyristor dual

Le type de fonctionnement de l'interrupteur dépend du déphasage entre la tension et le courant de sortie du pont complet. Lorsque les interrupteurs sont commandés à fréquence variable et à rapport cyclique constant, la tension de sortie du pont complet est de forme

carrée. Dans ce cas, lorsque le déphasage est positif ( $\varphi > 0$ ), le fonctionnement des interrupteurs est de type thyristor dual. Dans le cas contraire ( $\varphi < 0$ ), ils se comportent comme des thyristor diodes.

Nous nous intéressons maintenant aux autres modes de commande dit décalés. Les commandes des interrupteurs sont à fréquence fixe ou variable et à rapport cyclique constant égal à  $\frac{1}{2}$  mais sont déphasées entre elles comme on peut le voir sur la Figure 3-6 à travers les tensions aux bornes des interrupteurs T3 et T4. L'emplacement de ces interrupteurs apparaît sur la Figure 3-4. L'angle  $\delta$  représente le déphasage entre les commandes des deux bras d'onduleur. Sur le tableau (Figure 3-6), on peut voir le fonctionnement des interrupteurs en fonction de l'angle de déphasage entre le courant et la tension de sortie du pont complet. Les valeurs caractéristiques pour lesquelles on change de mode de commande (au blocage ou à l'amorçage) sont  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$ . Celles-ci dépendent de l'angle de déphasage ( $\delta$ ) des commandes. En pratique, comme les interrupteurs de puissance remplissent les deux fonctions, c'est-à-dire thyristor diode et thyristor dual, l'utilisation de ces modes de commande est possible sans nécessiter une mise en œuvre plus complexe.

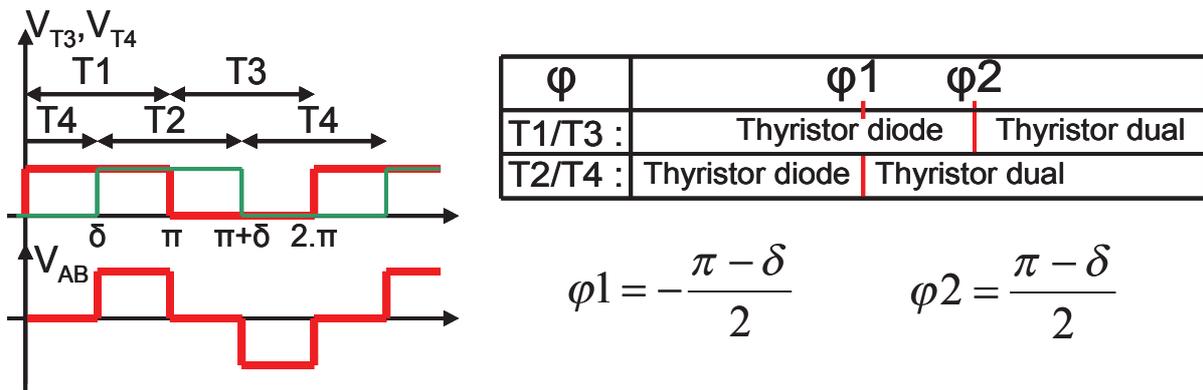


Figure 3-6. Mode de fonctionnement des interrupteurs en fonction du déphasage courant - tension

Suivant le mode de commande utilisé, l'asservissement de la tension de sortie ne se fait pas de la même manière. En effet, pour une commande à fréquence variable, en modifiant la fréquence de découpage, la tension de sortie est modifiée. Mais en décalant les commandes entre les interrupteurs (rapport cyclique de la tension de sortie carré du pont complet), on modifie la tension de sortie. Plus le rapport cyclique est grand, plus la tension de sortie sera grande. Pour une commande fréquentielle d'un convertisseur à résonance, la tension de sortie admet un maximum (Figure 3-7). Par conséquent, pour obtenir une tension de sortie désirée ( $V_{s\_des}$ ), inférieure à la tension maximale possible, il existe deux fréquences de découpage possibles ( $f_{sw\_1}$  et  $f_{sw\_2}$ ). Ce qui impose un choix et donc une complexification de la commande. Généralement pour la commande de convertisseur à résonance, pour les plaques

de cuisson par induction par exemple, la commande des interrupteurs de puissance se fait tout d'abord par un réglage de phase puis un réglage de puissance. De plus, comme cela a été mis en évidence dans le premier chapitre, les paramètres inductifs du coupleur vont varier en fonction de la position du secondaire par rapport au primaire. Ce qui aura pour conséquence de faire varier les fréquences de résonance et donc le gain de la tension de sortie en fonction de la fréquence de découpage. Cette commande semble donc plus compliquée à mettre en œuvre pour l'application visée. Dans un premier temps, la commande à fréquence fixe et à décalage des signaux de commande des interrupteurs de puissance a été utilisée pour le pré dimensionnement. De plus, elle facilite le filtrage pour le respect des normes CEM comme la fréquence de découpage reste constante.

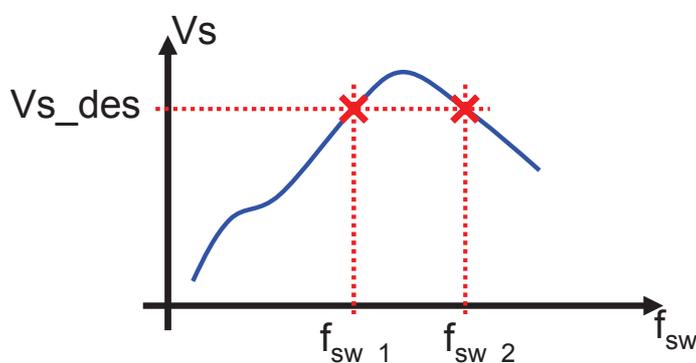


Figure 3-7. Allure générale de la tension de sortie d'un convertisseur à résonance en fonction de la fréquence de découpage

Il est possible d'utiliser des structures multi niveaux à la place du pont complet, mais pour des convertisseurs à résonance, leur intérêt est plus limité puisque si les fréquences de résonance sont correctement ajustées par rapport à la fréquence de découpage, les formes d'ondes seront naturellement de type sinusoïdal. En effet, le taux de distorsion harmonique (THD) ne diminuerait que très légèrement. Cependant, les structures multi niveaux auraient comme principal avantage de diminuer la tenue en tension des interrupteurs de puissance élémentaires. Cela permettrait d'utiliser des composants plus rapides et donc plus performants en terme de pertes avec un courant maximum admissible plus important pour un volume donné.

### I.3. Hypothèses d'étude

Afin de réaliser l'étude de ces convertisseurs, certaines hypothèses simplificatrices ont été faites :

- Le convertisseur est sans perte, c'est-à-dire que les composants actifs, les condensateurs et le transformateur sont sans perte.

- Les composants actifs de puissance (interrupteurs et diodes) sont supposés idéaux,
- Les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur sont supposées correctement filtrées. Par conséquent elles sont supposées continues,
- L'onduleur peut fonctionner à fréquence variable et à rapport cyclique constant égal à  $\frac{1}{2}$  ou à fréquence fixe et rapport cyclique variable.

## II. MODELISATION DES CONVERTISSEURS

### II.1. Choix du modèle

Plusieurs types de modèles peuvent être utilisés pour décrire le fonctionnement des convertisseurs étudiés. Comme dans le chapitre précédent, il faut se poser la question du compromis entre la précision et le temps de calcul. L'objectif est d'utiliser les modèles trouvés pour régler les fréquences de résonance et déduire les grandeurs électriques au niveau de chaque composant du convertisseur en régime permanent. Pour le réglage des fréquences de résonance, un nombre important d'appel au modèle analytique sera nécessaire. De plus, les calculs devront être réalisés pour un ensemble de position donné. Afin de limiter les temps de calcul, le modèle devra donc être rapide. Trois types de modèle sont possibles pour l'étude de convertisseur avec des variations alternatives des grandeurs électriques. Il s'agit du modèle exact, de l'impédance équivalente et du Modèle Moyen Généralisé (MMG) [BACHA-93]. Le modèle exact est celui qui a la précision la plus élevée mais il est très coûteux en temps de calcul. La modélisation par impédance équivalente est possible pour les convertisseurs SS\_fil\_C et SP\_fil\_LC. Celle-ci consiste à modéliser l'ensemble pont redresseur plus le filtre de sortie et la charge par une résistance équivalente. Cela consiste en une approche au premier harmonique. Ce type de modèle n'est pas utilisable pour le convertisseur SP\_fil\_C car l'approximation de la tension aux bornes du condensateur en parallèle au secondaire du coupleur introduit une erreur trop importante dans le modèle pour permettre un bon pré dimensionnement. En effet, durant une phase de fonctionnement, la tension aux bornes de ce condensateur est égale à la tension de sortie. Par conséquent, on utilise le modèle moyen généralisé. De plus, l'un des objectifs est d'utiliser le même type de modèle pour l'ensemble des convertisseurs afin de faciliter leur étude et leur implémentation dans l'outil d'aide au dimensionnement en imposant une interface de communication « universelle ». Par conséquent, on applique à tous les convertisseurs le Modèle Moyen Généralisé. Le modèle de convertisseur le plus difficile à obtenir est celui du convertisseur SP\_fil\_C. Par conséquent, il

est traité en premier. La modélisation des autres convertisseurs se fera de la même manière après avoir trouvé l'impédance équivalente de l'ensemble pont redresseur plus filtre de sortie et résistance de charge.

## II.2. Présentation du Modèle Moyen Généralisé (MMG)

### II.2.1. Propriétés du modèle

Le Modèle Moyen Généralisé permet de décrire le fonctionnement de structures d'électronique de puissance possédant des étages de conversion de type DC (continu) – AC (alternatif) ou AC- DC [MERDASSI-09], [SAUTREUIL-09], [CAVALCANTE-05]. En effet, il permet de faire le lien entre les dynamiques des variables alternatives et continues. Il est donc parfaitement adapté à l'étude des convertisseurs à résonance. Le MMG permet de décrire l'évolution des variables sous la forme d'une série de Fourier complexe (3-1).

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \langle X \rangle_k(t) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega \cdot t} \quad (3-1)$$

Les coefficients complexes sont calculés à partir de (3-2), où k désigne le rang de l'harmonique et  $\omega$  la pulsation de référence. Il s'agit de la moyenne glissante d'un harmonique.

$$\langle X \rangle_k = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0-T}^{t_0} X(\tau) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega \cdot \tau} \cdot d\tau \quad (3-2)$$

La propriété fondamentale (3-3) de cette modélisation concerne la dérivée de la moyenne glissante. Celle-ci est largement utilisée dans cette étude et est déduite de l'équation (3-2) en supposant que la pulsation liée à la fréquence de découpage varie peu et est par conséquent considérée comme constante.

$$\frac{d}{dt} \langle X \rangle_k = \left\langle \frac{d}{dt} X \right\rangle_k - j \cdot k \cdot \omega \cdot \langle X \rangle_k \quad (3-3)$$

Dans cette étude, on se limite aux valeurs moyennes (k=0) et au fondamental (k=1). Il est à noter que l'étude au premier harmonique en représentant une partie du circuit par une impédance complexe équivalente constitue un cas particulier du modèle moyen généralisé.

### II.2.2. Étapes de la construction du modèle

La première étape de la modélisation consiste à déterminer les variables d'états. Il s'agit du courant pour les inductances et de la tension pour les condensateurs. Ensuite, pour

chaque variable d'état, on décrit le fonctionnement du convertisseur sous la forme d'équations différentielles. Puis on applique la propriété (3-3) au système d'équations précédent. Lorsque les grandeurs électriques sont alternatives  $k$  est égal à 1 alors que lorsqu'elles sont continues,  $k$  vaut 0. L'étape suivante consiste à séparer les parties imaginaires des parties réelles des coefficients complexes pour obtenir des équations purement réelles. On obtient alors un système d'équations différentielles réelles. L'objectif de cette étude est de déterminer le fonctionnement en régime permanent. Par conséquent, les dérivées sont considérées comme constantes et égales à zéro. A partir de ce système d'équation, il est possible de décrire le fonctionnement du convertisseur sous la forme d'une matrice d'état ( $A$ ), de son vecteur d'état ( $X$ ) et du vecteur d'entrée ( $Y$ ). En calculant le produit matriciel (3-4), on obtient les valeurs réelles et imaginaires des coefficients complexes des différentes grandeurs électriques. Les amplitudes des premiers harmoniques se déduisent de l'expression (3-5).

$$Y = A \cdot X \Leftrightarrow X = A^{-1} \cdot Y \quad (3-4)$$

$$\hat{X} = 2 \cdot \sqrt{\text{Re}(X)^2 + \text{Im}(X)^2} \quad (3-5)$$

### II.3. Modèle du convertisseur à résonance série – parallèle à filtrage capacitif

#### II.3.1. Schéma électrique équivalent

Le convertisseur à résonance série parallèle à filtrage capacitif est équivalent au schéma de la Figure 3-8 en ramenant les éléments du secondaire au primaire. L'ensemble source de tension continue et pont complet est modélisé par une source de tension alternative de type carré de rapport cyclique variable et fréquence variable.

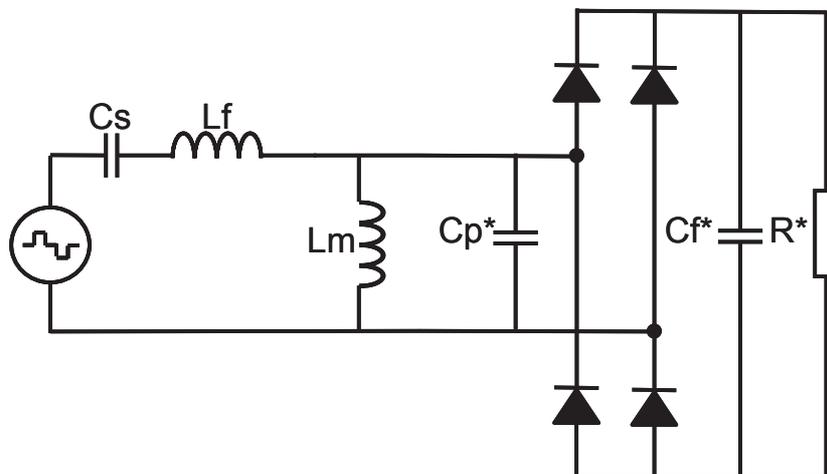


Figure 3-8. Schéma simplifié du convertisseur à résonance série parallèle à filtrage capacitif

Le coupleur parfait de rapport  $m_1$  n'est plus présent dans cette représentation. Les nouvelles valeurs des composants ramenés au primaire se déduisent des expressions suivantes :

$$Cp^* = m_1^2 \cdot Cp \quad (3-6)$$

$$Cf^* = m_1^2 \cdot Cf \quad (3-7)$$

$$R^* = \frac{R}{m_1^2} \quad (3-8)$$

### II.3.2. Formes d'ondes principales

Les formes d'ondes principales de ce convertisseur sont données sur la Figure 3-9.  $V_{AB}$  et  $I_D$  représentent respectivement la tension de sortie du pont complet et le courant dans une diode du pont redresseur. Les autres grandeurs électriques sont explicites en faisant référence à la Figure 3-8.

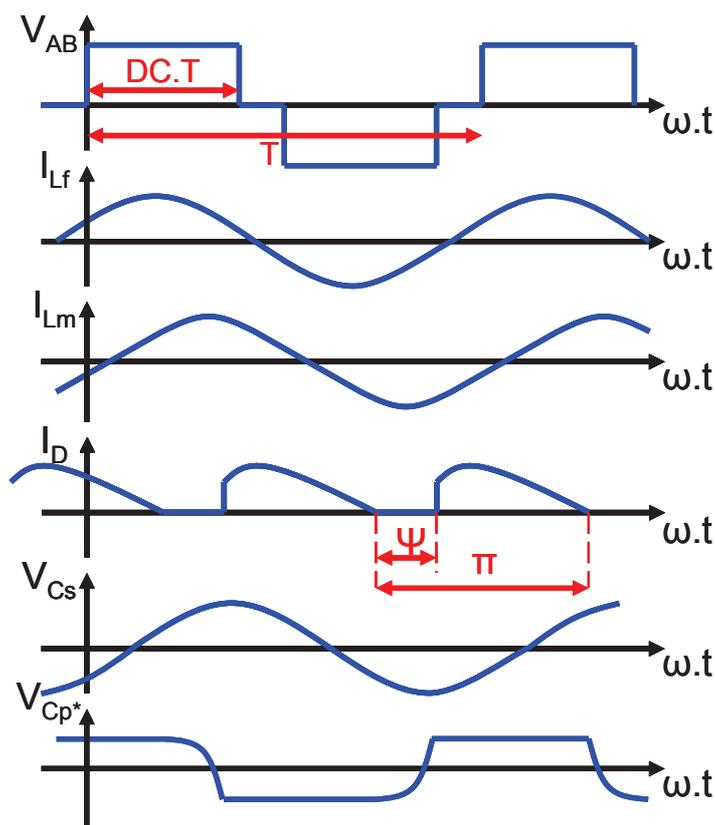


Figure 3-9. Formes d'ondes principales du convertisseur à double résonance à filtrage capacitif

La présence du filtrage capacitif impose la tension aux bornes du condensateur en parallèle pendant la phase où le pont redresseur conduit, ce qui complique l'étude de ce type de convertisseur. En effet, quand le pont conduit, le condensateur parallèle ( $Cp$ ) et celui de

filtrage ( $C_f$ ) sont connectés et lorsqu'il ne conduit pas, ils sont déconnectés. La plupart des modèles de ces structures sont difficiles à mettre en œuvre et nécessitent un temps de calcul important car ils utilisent une approche numérique. Ils divisent le fonctionnement du convertisseur en plusieurs modes (en prenant le modèle exact) et les associent [LAOUAMER-98], [BHAT-90]. Le système à résoudre est non linéaire et impose une résolution numérique. L'objectif est de trouver un modèle linéaire de ce convertisseur grâce au modèle moyen généralisé. Des études ont été réalisées en remplaçant l'ensemble pont redresseur plus condensateur de filtrage et résistance de charge par une impédance équivalente [ANG-05], [IVENSKY-99]. Cette méthode a été testée dans le cadre de cette étude mais la précision obtenue n'était pas suffisante. Les articles [MARTIN-02], [MARTIN-05], [MARTIN-07] traitent de la modélisation par MMG du convertisseur à résonance Série – Parallèle à filtrage capacitif où le circuit résonant est composé de deux condensateurs et une inductance. Le schéma de ce convertisseur est le même que celui de la Figure 3-4 sauf qu'il n'y pas d'inductance magnétisante. A partir de ces travaux et de ceux de [ANG-05], le MMG du convertisseur SP\_fil\_C a pu être établi [SIBUE-10c].

Il faut maintenant identifier les variables d'états. La tension aux bornes du condensateur parallèle  $C_p$  étant imposée par la sortie pendant une partie de la période, on ne peut pas la considérer comme une variable d'état. Elle sera déduite des autres grandeurs électriques. Par conséquent, pour ce convertisseur on distingue quatre variables d'états et non cinq qui sont :

- la tension aux bornes de  $C_s$  :  $V_{C_s}$ ,
- le courant traversant l'inductance de fuite  $L_f$  :  $I_{L_f}$ ,
- le courant traversant l'inductance magnétisante  $L_m$  :  $I_{L_m}$ ,
- la tension aux bornes de  $C_f^*$  :  $V_{C_f^*}$  égale à la tension de sortie  $V_S$ .

### II.3.3. Mise en équation

La première étape de la mise en équation consiste à exprimer les variables d'états en fonction des autres grandeurs électriques en appliquant les lois des mailles et des nœuds. On retrouve les équations temporelles du modèle exact (3-9) à (3-12).

$$L_f \cdot \frac{d i_{L_f}(t)}{dt} = V_{AB}(t) - V_{C_s}(t) - V_{C_f^*}(t) \quad (3-9)$$

$$C_s \cdot \frac{d V_{C_s}(t)}{dt} = i_{L_f}(t) \quad (3-10)$$

$$Lm \cdot \frac{d i_{Lm}(t)}{dt} = V_{Cp^*}(t) \quad (3-11)$$

$$Cf \cdot \frac{d V_s(t)}{dt} = |i_D(t)| - \frac{V_s(t)}{R^*} \quad (3-12)$$

A partir des équations précédentes, on détermine le modèle moyen généralisé en calculant les dérivées de la moyenne glissante. Pour la partie alternative qui se situe à l'amont du pont redresseur, elles sont calculées au rang 1 ( $\langle \rangle_1$ ). Par contre, pour la partie continue qui se situe à l'aval du pont redresseur, elle est calculée au rang 0 ( $\langle \rangle_0$ ). On obtient les équations (3-13) à (3-16)

$$Lf \cdot \frac{d \langle i_{Lf}(t) \rangle_1}{dt} = -j \cdot Lf \cdot \omega \cdot \langle i_{Lf}(t) \rangle_1 + \langle V_{AB}(t) \rangle_1 - \langle V_{Cs}(t) \rangle_1 - \langle V_{Cp^*}(t) \rangle_1 \quad (3-13)$$

$$Cs \cdot \frac{d \langle V_{Cs}(t) \rangle_1}{dt} = -j \cdot Cs \cdot \omega \cdot \langle V_{Cs}(t) \rangle_1 + \langle i_{Lf}(t) \rangle_1 \quad (3-14)$$

$$Lm \cdot \frac{d \langle i_{Lm}(t) \rangle_1}{dt} = -j \cdot Lm \cdot \omega \cdot \langle i_{Lm}(t) \rangle_1 + \langle V_{Cp^*}(t) \rangle_1 \quad (3-15)$$

$$Cf^* \cdot \frac{d \langle V_s(t) \rangle_0}{dt} = \langle i_D(t) \rangle_0 - \frac{\langle V_s(t) \rangle_0}{R^*} \quad (3-16)$$

Dans le système d'équations précédent, les variables d'états sont les inconnues. Il faut donc exprimer les autres grandeurs électriques en fonction de celles-ci ou des paramètres d'entrée connus afin de pouvoir résoudre ce système. On calcule l'expression de la tension de sortie du pont complet  $\langle V_{AB}(t) \rangle_1$  au premier harmonique (3-17).

$$\langle V_{AB}(t) \rangle_1 = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0-T}^{t_0} V_{AB}(\tau) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau} \cdot d\tau \quad (3-17)$$

On effectue le changement de variable  $\tau = \theta/\omega$  et on prend l'instant correspondant au front montant du créneau comme origine des phases, d'où :

$$\langle V_{AB}(t) \rangle_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} V_{AB}(\theta) \cdot e^{-j \cdot \theta} \cdot d\theta = \frac{V_{DC}}{\pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi \cdot DC} e^{-j \cdot \theta} \cdot d\theta \quad (3-18)$$

$$\langle V_{AB}(t) \rangle_1 = \frac{j \cdot V_{DC}}{\pi} \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot DC) - j \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot DC) - 1) \quad (3-19)$$

$$\langle V_{AB}(t) \rangle_1 = \frac{V_{DC}}{\pi} (\sin(2 \cdot \pi \cdot DC) + j \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot DC) - 1)) \quad (3-20)$$

On obtient finalement l'expression (3-20). A ce stade de l'écriture du modèle, les équations sont complexes. Pour transformer le problème en un problème réel, on effectue une séparation des variables en posant :

$$\langle i_{Lf}(t) \rangle_1 = x1 + j \cdot x2 \quad (3-21)$$

$$\langle V_{Cs}(t) \rangle_1 = x3 + j \cdot x4 \quad (3-22)$$

$$\langle i_{Lm}(t) \rangle_1 = x5 + j \cdot x6 \quad (3-23)$$

$$\langle V_{Cp^*}(t) \rangle_1 = x7 + j \cdot x8 \quad (3-24)$$

$$\langle V_s(t) \rangle_0 = x9 \quad (3-25)$$

Comme il a été dit précédemment, la tension aux bornes du condensateur parallèle  $V_{Cp^*}$  ne peut pas être considérée comme une variable d'état. Celle-ci doit être exprimée en fonction des autres variables d'état. Pour déduire les expressions de x7 (partie réelle de  $V_{Cp^*}$ ) et x8 (partie imaginaire de  $V_{Cp^*}$ ), on calcule le coefficient complexe de la série de Fourier au premier harmonique en effectuant le changement de variable  $t = \theta/\omega$ .

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{Cp^*}(t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} \cdot dt = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} V_{Cp^*}(\theta) \cdot e^{-j \cdot \theta} \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{Cp^*}(\theta) \cdot e^{-j \cdot \theta} \cdot d\theta \quad (3-26)$$

Pour simplifier les calculs, on fait une intégrale par morceaux, chacun d'eux correspondant à une phase ou un mode de fonctionnement du convertisseur, c'est-à-dire conduction ou non du pont redresseur. En utilisant la notation de la Figure 3-9, on obtient l'expression (3-27) où  $\Psi$  représente l'angle de non conduction du pont redresseur.

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{1}{\pi} \cdot \left( \int_0^{\Psi} V_{Cp^*}(\theta) \cdot e^{-j \cdot \theta} \cdot d\theta + \int_{\Psi}^{\pi} V_{Cp^*}(\theta) \cdot e^{-j \cdot \theta} \cdot d\theta \right) \quad (3-27)$$

Il faut maintenant calculer les équations temporelles de la tension  $V_{Cp^*}$  pendant les phases  $[0 ; \Psi]$  (non conduction du pont redresseur) et  $[\Psi ; \pi]$  (conduction du pont redresseur). On note  $I_{T2}$  le courant « transitant au secondaire » qui est égale à la différence entre le courant traversant l'inductance de fuite et celui traversant l'inductance magnétisante. Pendant la phase  $[0 ; \Psi]$ , le pont de diodes ne conduit pas. Par conséquent le courant traversant le condensateur parallèle  $Cp^*$  est égal à  $I_{T2}$ . On en déduit l'expression de  $V_{Cp^*}$  (3-28).

$$V_{Cp^*}(\theta) = V_{Cp^*}(0) + \frac{1}{C_{p^*} \cdot \omega} \cdot \int \hat{I}_{T2} \cdot \sin(\alpha) \cdot d\alpha = -V_s + \frac{\hat{I}_{T2}}{C_{p^*} \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\theta)) \quad (3-28)$$

Pendant la phase  $[\Psi ; \pi]$ , la tension  $V_{Cp^*}$  est constante et égale à la tension de sortie. A partir de l'expression précédente, en posant  $\theta = \Psi$ , on obtient l'expression de  $V_s$  (3-29).

$$V_{Cp^*}(\theta = \Psi) = V_s = -V_s + \frac{\hat{I}_{T2}}{Cp^* \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\Psi)) \Rightarrow V_s = \frac{\hat{I}_{T2}}{2 \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\Psi)) \quad (3-29)$$

En remplaçant dans l'équation du coefficient complexe de la série de Fourier (3-27), les expressions « temporelles » par les expressions (3-28) et (3-29), on obtient :

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{1}{\pi} \cdot \left( \int_0^{\Psi} \left( -V_s + \frac{\hat{I}_{T2}}{Cp^* \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\theta)) \right) \cdot e^{-j\theta} \cdot d\theta + \int_{\Psi}^{\pi} \frac{\hat{I}_{T2}}{2 \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\Psi)) \cdot e^{-j\theta} \cdot d\theta \right) \quad (3-30)$$

Pour calculer cette intégrale, on pose :  $\cos(\theta) = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$ . On en déduit l'expression de la tension au premier harmonique  $V_{Cp^*(1)}$  finale (3-35)

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{1}{\pi} \cdot \left( -V_s \cdot \int_0^{\Psi} e^{-j\theta} \cdot d\theta + \frac{\hat{I}_{T2}}{Cp^* \cdot \omega} \cdot \int_0^{\Psi} \left( e^{-j\theta} - \frac{1 + e^{-j2\theta}}{2} \right) \cdot d\theta + \frac{j \cdot \hat{I}_{T2}}{2 \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\Psi)) \cdot (-1 - e^{-j\Psi}) \right) \quad (3-31)$$

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{1}{\pi} \cdot \left( -\frac{j \cdot \hat{I}_{T2}}{2 \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\Psi)) \cdot (e^{-j\Psi} - 1) + \frac{\hat{I}_{T2}}{Cp^* \cdot \omega} \cdot \int_0^{\Psi} \left( e^{-j\theta} - \frac{1 + e^{-j2\theta}}{2} \right) \cdot d\theta + \frac{j \cdot \hat{I}_{T2}}{2 \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (1 - \cos(\Psi)) \cdot (-1 - e^{-j\Psi}) \right) \quad (3-32)$$

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{\hat{I}_{T2}}{\pi \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot \left( -j \cdot (1 - \cos(\Psi)) \cdot e^{-j\Psi} + j \cdot e^{-j\Psi} - 1 \cdot j - \frac{\Psi}{2} - \frac{1}{4} \cdot j \cdot e^{-j2\Psi} + \frac{1}{4} \cdot j \right) \quad (3-33)$$

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{\hat{I}_{T2}}{\pi \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot \left( j \cdot \cos(\Psi) \cdot e^{-j\Psi} - \frac{3}{4} \cdot j - \frac{\Psi}{2} - \frac{1}{4} \cdot j \cdot e^{-j2\Psi} \right) \quad (3-34)$$

$$V_{Cp^*(1)} = \frac{\hat{I}_{T2}}{2 \cdot \pi \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (\sin(\Psi) \cdot \cos(\Psi) - \Psi - j \cdot \sin^2(\Psi)) \quad (3-35)$$

On cherche maintenant à calculer le premier coefficient de la série de Fourier complexe pour le courant « transitant au secondaire »  $I_{T2}$  :

$$I_{T2(1)} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{T2}(\theta) \cdot e^{-j\theta} \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{I}_{T2} \cdot \sin(\theta) \cdot e^{-j\theta} \cdot d\theta = \frac{-j \cdot I_{T2}}{2} \quad (3-36)$$

A partir des expressions obtenues, on peut en déduire l'impédance équivalente sur une période de fonctionnement [ANG-05]. On obtient l'expression (3-37).

$$Z_{Cp^*(1)} = \frac{V_{Cp^*(1)}}{I_{T2(1)}} = \frac{1}{\pi \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (\sin^2(\Psi) - j \cdot (\Psi - \sin(\Psi) \cdot \cos(\Psi))) \quad (3-37)$$

A partir de cette impédance (3-37), il est possible d'en déduire un schéma équivalent de l'impédance vue par le secondaire du coupleur (3-10). Elle est composée d'une résistance en série avec un condensateur. En effet la partie imaginaire est négative car la fonction  $\Psi - \sin(\Psi) \cdot \cos(\Psi)$  est définie positive.

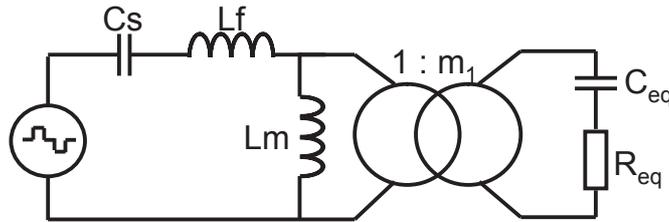


Figure 3-10. Schéma équivalent du convertisseur à résonance Série - Parallèle à filtrage capacitif

Les expressions des composants équivalents sont (3-38) et (3-39). Celles-ci sont bien définies positives. Cette équivalence est donc valable pour toute la plage de fonctionnement. Ce schéma équivalent ne sera pas utilisé pour construire le modèle car ce sont les contraintes électriques sur l'ensemble des composants qui nous intéressent. Mais ce schéma peut être utile lorsque l'on s'intéresse aux contraintes uniquement sur le coupleur.

$$R_{eq} = \frac{(\sin(\Psi))^2}{\pi \cdot Cp \cdot \omega} \quad (3-38)$$

$$C_{eq} = \frac{\pi \cdot Cp}{\Psi - \sin(\Psi) \cdot \cos(\Psi)} \quad (3-39)$$

A partir des équations (3-21), (3-23), (3-24) et (3-37), en séparant les parties réelles et imaginaires dans l'expression (3-40), on en déduit les expressions des grandeurs  $x_7$  (3-41) et  $x_8$  (3-42).

$$V_{Cp^*} = x_7 + j \cdot x_8 = Z_{Cp^*} \cdot I_{T2} \Leftrightarrow x_7 + j \cdot x_8 = Z_{Cp^*} \cdot ((x_1 - x_5) + j \cdot (x_2 - x_6)) \quad (3-40)$$

$$x_7 = \frac{1}{\pi \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (\sin^2(\Psi) \cdot (x_1 - x_5) + \mu \cdot (x_2 - x_6)) \quad (3-41)$$

$$x_8 = \frac{1}{\pi \cdot Cp^* \cdot \omega} \cdot (\sin^2(\Psi) \cdot (x_2 - x_6) - \mu \cdot (x_1 - x_5)) \quad (3-42)$$

$$\text{avec } \mu = \Psi - \sin(\Psi) \cdot \cos(\Psi) \quad (3-43)$$

Il ne reste plus qu'à trouver l'expression du courant moyen traversant les diodes du pont redresseur :  $\langle i_D(t) \rangle_0$  pour obtenir le modèle moyen généralisé final de ce convertisseur.

Ce courant peut être déterminé en calculant le courant moyen traversant le pont redresseur pendant une période de fonctionnement (3-45).

$$\langle i_D(t) \rangle_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} |\hat{I}_{T2} \cdot \sin(\theta)| \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\Psi}^{\pi} \hat{I}_{T2} \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \quad (3-44)$$

$$\langle i_D(t) \rangle_0 = \frac{\hat{I}_{T2} \cdot (1 + \cos(\Psi))}{\pi} \quad (3-45)$$

A partir des relations entre les formes d'ondes réelles et les harmoniques glissants, on en déduit l'expression du courant crête transitant au secondaire (3-46) et on trouve l'expression du courant moyen dans une diode du pont redresseur (3-47).

$$\hat{I}_{T2} = 2 \cdot \sqrt{(x_1 - x_5)^2 + (x_2 - x_6)^2} \quad (3-46)$$

$$\langle i_D(t) \rangle_0 = \frac{2 \cdot \sqrt{(x_1 - x_5)^2 + (x_2 - x_6)^2} \cdot (1 + \cos(\Psi))}{\pi} \quad (3-47)$$

Grâce à la nouvelle écriture des variables d'états et aux expressions obtenues pour  $x_7$  et  $x_8$ , on obtient finalement le système d'équations réelles (3-48) à (3-54), en séparant les parties réelles et imaginaires des quatre équations d'états :

$$Lf \cdot \frac{d x_1}{dt} = Lf \cdot \omega \cdot x_2 - x_3 - x_7 + \frac{V_{DC}}{\pi} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot DC) \quad (3-48)$$

$$Lf \cdot \frac{d x_2}{dt} = -Lf \cdot \omega \cdot x_1 - x_4 - x_8 + \frac{V_{DC}}{\pi} \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot DC) - 1) \quad (3-49)$$

$$Cs \frac{d x_3}{dt} = Cs \cdot \omega \cdot x_4 + x_1 \quad (3-50)$$

$$Cs \frac{d x_4}{dt} = -Cs \cdot \omega \cdot x_3 + x_2 \quad (3-51)$$

$$Lm \cdot \frac{d x_5}{dt} = Lm \cdot \omega \cdot x_6 + x_7 \quad (3-52)$$

$$Lm \cdot \frac{d x_6}{dt} = -Lm \cdot \omega \cdot x_5 + x_8 \quad (3-53)$$

$$Cf^* \cdot \frac{d x_9}{dt} = \frac{2 \cdot \sqrt{(x_1 - x_5)^2 + (x_2 - x_4)^2} \cdot (1 + \cos(\Psi))}{\pi} - \frac{1}{R^*} \cdot x_9 \quad (3-54)$$

### II.3.4. Modèle obtenu

Le système obtenu dépend de l'ensemble des paramètres de la tension d'entrée qui sont la fréquence, son amplitude et le rapport cyclique. Le système est linéaire à condition que l'angle  $\Psi$  dépende uniquement des paramètres du convertisseur (tension d'entrée, valeurs des différents composants). Cet angle correspond à l'angle de non conduction du pont redresseur. On peut déduire sa valeur en écrivant l'expression du courant moyen traversant le pont redresseur pendant une période de fonctionnement sous une autre forme que l'équation (3-45). En effet, à partir de l'expression (3-29) on peut trouver la relation (3-55) entre le courant de sortie et le courant secondaire du coupleur et en déduire l'expression de l'angle de non conduction (3-56).

$$\hat{I}_{T2} = \frac{2 \cdot Cp^* \cdot \omega \cdot V_s}{(1 - \cos(\Psi))} = \frac{2 \cdot Cp^* \cdot \omega \cdot R^* \cdot I_s}{(1 - \cos(\Psi))} \quad (3-55)$$

$$\Psi = \cos^{-1} \left( \frac{\pi - 2 \cdot R^* \cdot Cp^* \cdot \omega}{\pi + 2 \cdot R^* \cdot Cp^* \cdot \omega} \right) \quad (3-56)$$

Le système obtenu est linéaire. Il est donc facile d'en déduire la valeur des grandeurs électriques en régime permanent. Il suffit d'imposer que les dérivées sont nulles. Le système peut s'écrire sous la forme d'un produit matriciel de type  $Y = A \cdot X$ ,  $X$  étant le vecteur d'état (3-57),  $Y$  le vecteur correspondant à la tension d'entrée (3-58) et  $A$  la matrice d'état (3-59). Le vecteur d'état a été simplifié en diminuant le nombre d'équations en utilisant les relations (3-50) et (3-51).

$$X = [x1 \quad x2 \quad x3 \quad x4]^T \quad (3-57)$$

$$Y = \left[ -\frac{V_{DC}}{\pi} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot DC) \quad -\frac{V_{DC}}{\pi} \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot DC) - 1) \quad 0 \quad 0 \right]^T \quad (3-58)$$

$$A = \begin{bmatrix} -K \cdot \sin^2(\Psi) & Lf \cdot \omega - \frac{1}{Cs \cdot \omega} - K \cdot \mu & K \cdot \sin^2(\Psi) & K \cdot \mu \\ -Lf \cdot \omega + \frac{1}{Cs \cdot \omega} + K \cdot \mu & -K \cdot \sin^2(\Psi) & -K \cdot \mu & K \cdot \sin^2(\Psi) \\ -K \cdot \mu & K \cdot \sin^2(\Psi) & -Lm \cdot \omega + K \cdot \mu & -K \cdot \sin^2(\Psi) \\ K \cdot \sin^2(\Psi) & K \cdot \mu & -K \cdot \sin^2(\Psi) & Lm \cdot \omega - K \cdot \mu \end{bmatrix} \quad (3-59)$$

$$\text{avec } K = \frac{1}{\pi \cdot Cp^* \cdot \omega} \quad \text{et} \quad \mu = \Psi - \sin(\Psi) \cdot \cos(\Psi) \quad (3-60)$$

Pour calculer les grandeurs du vecteur d'état, il suffit de calculer le produit matriciel  $X = A^{-1} \cdot Y$ , à condition que A soit une matrice inversible, c'est à dire que son déterminant soit non nul. Mais comme le système est composé uniquement d'équations linéaires indépendantes, cette matrice A est inversible.

A partir de l'équation d'état (3-54), on en déduit l'expression de la tension de sortie (3-61).

$$V_s = \frac{4 \cdot R^* \cdot \sqrt{(x_1 - x_5)^2 + (x_2 - x_6)^2}}{\pi + 2 \cdot R^* \cdot C_p^* \cdot \omega} \quad (3-61)$$

A partir du système d'équations, nous sommes capables de calculer toutes les grandeurs électriques du schéma simplifié. Pour se ramener au schéma complet du convertisseur, il suffit de multiplier par le rapport de transformation  $m_1$  pour obtenir les tensions au secondaire et de diviser par  $m_1$  pour obtenir les courants.

## II.4. Modèle du convertisseur à résonance série – parallèle à filtrage LC

### II.4.1. Schéma électrique équivalent

Le convertisseur à résonance série parallèle à filtrage LC est équivalent au schéma de la Figure 3-11 en ramenant les éléments du secondaire au primaire. L'ensemble source de tension continue et pont complet est modélisé par une source de tension alternative de type carré de rapport cyclique variable et fréquence variable. L'ensemble pont redresseur, filtre et résistance de charge équivalente est modélisé par une résistance [LAOUAMER-99].

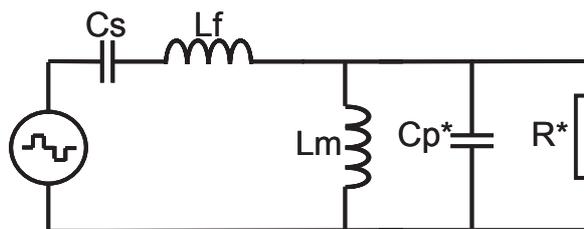


Figure 3-11. Schéma simplifié du convertisseur à double fréquence de résonance à filtrage LC

Le coupleur parfait de rapport  $m_1$  n'est plus présent dans cette représentation. Les nouvelles valeurs des composants ramenés au primaire se déduisent des expressions (3-62) pour le condensateur et (3-63) pour la résistance.

$$C_p^* = m_1^2 \cdot C_p \quad (3-62)$$

$$R^* = \frac{\pi^2 \cdot R}{8 \cdot m_1^2} \quad (3-63)$$

### II.4.2. Modélisation

Comme pour le convertisseur étudié précédemment, on applique la méthodologie du modèle moyen généralisé. Le vecteur d'état (3-64) est composé des parties réelles et imaginaires du courant primaire (traversant l'inductance de fuite) et de la tension aux bornes du condensateur en parallèle. Le vecteur d'entrée Y est le même que pour le convertisseur précédent.

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_7 \quad x_8]^T \tag{3-64}$$

Après calculs, on obtient la matrice d'état (3-65).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & L_f \cdot \omega - \frac{1}{C_s \cdot \omega} & -1 & 0 \\ -L_f \cdot \omega + \frac{1}{C_s \cdot \omega} & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{R^*} & C_p^* \cdot \omega - \frac{1}{L_m \cdot \omega} \\ 0 & 1 & -C_p^* \cdot \omega + \frac{1}{L_m \cdot \omega} & -\frac{1}{R^*} \end{bmatrix} \tag{3-65}$$

La tension de sortie se déduit de l'expression (3-66).

$$V_s = \frac{4 \cdot m_1 \cdot \sqrt{x_7^2 + x_8^2}}{\pi} \tag{3-66}$$

## II.5. Modèle du convertisseur à résonance série – série à filtrage capacitif

### II.5.1. Schéma électrique équivalent

Le convertisseur à résonance série - série à filtrage capacitif est équivalent au schéma de la Figure 3-12 en ramenant les éléments du secondaire au primaire. L'ensemble source de tension continue et pont complet est modélisé par une source de tension alternative de type carré de rapport cyclique variable et fréquence variable. L'ensemble pont redresseur, filtre et résistance de charge équivalente est modélisé par une résistance [LAOUAMER-99].

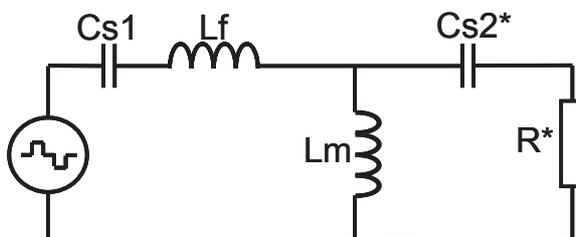


Figure 3-12. Schéma simplifié du convertisseur à résonance série - série à filtrage capacitif

Le coupleur parfait de rapport  $m_1$  n'est plus présent dans cette représentation. Les nouvelles valeurs des composants ramenés au primaire se déduisent des expressions suivantes :

$$Cs_{2^*} = m_1^2 \cdot Cs_2 \quad (3-67)$$

$$R^* = \frac{8 \cdot R}{\pi^2 \cdot m_1^2} \quad (3-68)$$

### II.5.2. Modélisation

Comme pour les convertisseurs étudiés précédemment, on applique la méthodologie du modèle moyen généralisé. Le vecteur d'état (3-69) est composé des parties réelles et imaginaires du courant primaire (traversant l'inductance de fuite) et de la tension aux bornes du condensateur série  $Cs_{2^*}$ . Le vecteur d'entrée  $Y$  est le même que pour le convertisseur précédent.

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_7 \quad x_8]^T \quad (3-69)$$

Après calculs, on obtient la matrice d'état (3-70).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & Lf \cdot \omega - \frac{1}{Cs_1 \cdot \omega} & -1 & R^* \cdot Cs_{2^*} \cdot \omega \\ -Lf \cdot \omega + \frac{1}{Cs_1 \cdot \omega} & 0 & -R^* \cdot Cs_{2^*} \cdot \omega & -1 \\ 0 & Lm \cdot \omega & 1 - Lm \cdot Cs_{2^*} \cdot \omega^2 & -R^* \cdot Cs_{2^*} \cdot \omega \\ -Lm \cdot \omega & 0 & R^* \cdot Cs_{2^*} \cdot \omega & 1 - Lm \cdot Cs_{2^*} \cdot \omega^2 \end{bmatrix} \quad (3-70)$$

La tension de sortie se déduit de l'expression (3-71).

$$V_s = \frac{\pi \cdot R^* \cdot Cs_{2^*} \cdot \omega \cdot \sqrt{x_7^2 + x_8^2}}{2 \cdot m_1} \quad (3-71)$$

### II.6. Précision des modèles

Afin de valider les modèles, les résultats obtenus par calcul analytique ont été comparés à des simulations électriques réalisées avec le logiciel PSIM<sup>®</sup> [PSIM]. Dans cette partie, on s'intéresse à la précision du modèle du convertisseur à résonance Série – Parallèle à filtrage capacitif puisqu'il est le plus complexe. Deux types de comparaison ont été faits. Chacune d'entre elles correspond à un type de commande des interrupteurs du pont complet différent. Lors du premier essai, le rapport cyclique reste constant égal à  $\frac{1}{2}$  et la fréquence de commutation des interrupteurs varie de 10 kHz à 40 kHz. Il est à noter que cet essai n'a pas de sens réel puisque avec une telle plage de fonctionnement, on peut dire que les pertes par

commutations sont multipliées par 4 pour la fréquence maximale par rapport à la fréquence minimal. Mais cette étude est intéressante car elle permet de voir la plage de validité du modèle. Pour la deuxième comparaison, les interrupteurs sont commandés de manière à obtenir une tension à la sortie du pont, de fréquence fixe mais à rapport cyclique variable (de 5% à 50%). Pour obtenir ce type de forme d'ondes à la sortie du pont, on déphase ces commandes entre elles, de manière à ce qu'elles se chevauchent pour obtenir une tension nulle pendant une partie de la période de découpage.

Pour les simulations électriques, l'ensemble du schéma du convertisseur de la Figure 3-4 est pris en compte. Le Tableau 3-1 présente les paramètres du convertisseur pris pour ces deux études.

<b>Paramètres du convertisseur</b>		
<b>Symbole</b>	<b>Description</b>	<b>Valeur</b>
VDC	Tension d'entrée	750 V
Cs	Condensateur série	22.6 $\mu$ F
Lf	Inductance série	1.8 $\mu$ H
Lm	Inductance magnétisante	3 $\mu$ H
m <sub>1</sub>	Rapport de transformation	3.789 (sans unités)
Cp	Condensateur parallèle	0.9 $\mu$ F
Cf	Condensateur de filtrage	1 mF
R	Résistance de charge	5 $\Omega$

**Tableau 3-1. Caractéristiques des éléments du convertisseur pris pour la comparaison entre modèle et simulations**

Les valeurs des capacités Cp et Cs ont été choisies de manière à ce que les fréquences de résonance primaire et secondaire soient égales à 25 kHz. Dans cette étude la tension de sortie n'est pas régulée. Le convertisseur fonctionne en boucle ouverte.

### ***II.6.1. Variation de la fréquence de découpage***

La Figure 3-13 représente l'évolution de la tension de sortie réduite en fonction de la fréquence de découpage suivant le modèle analytique et les résultats de simulation. La fréquence « de résonance du convertisseur » (gain maximum) est différente des fréquences de résonance série et parallèle et se situe autour de 32 kHz. Pour des fréquences de découpage inférieures aux fréquences de résonance, le modèle manque de précision. Mais pour des fréquences de découpage supérieures, l'écart entre les deux courbes est faible. En effet, pour cette dernière plage de fréquence, l'écart relatif est inférieur à 3%. Lorsque la fréquence de découpage est proche ou supérieure aux fréquences de résonance, les grandeurs électriques tendent à être sinusoïdales. Or le modèle présenté est basé sur l'étude au premier harmonique.

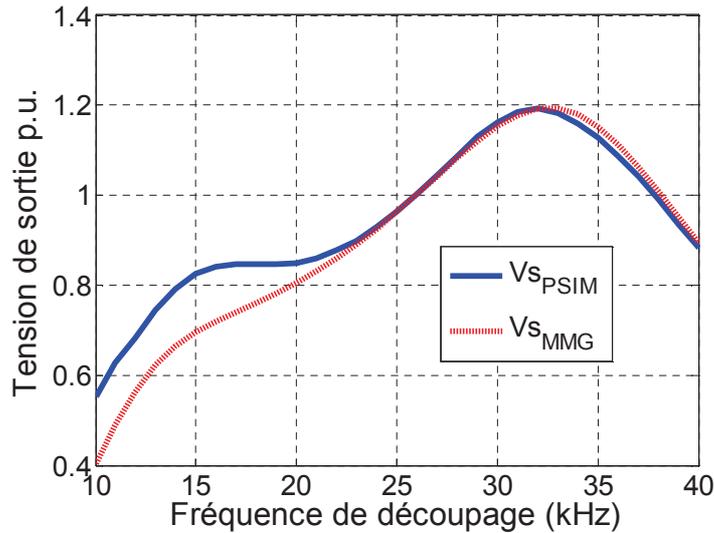


Figure 3-13. Tension de sortie réduite en fonction de la fréquence de découpage

La Figure 3-14 met en évidence la distorsion des grandeurs électriques. Cette figure présente les formes d'ondes du courant dans l'inductance de fuite pour des fréquences de découpage de 15 et de 35 kHz :

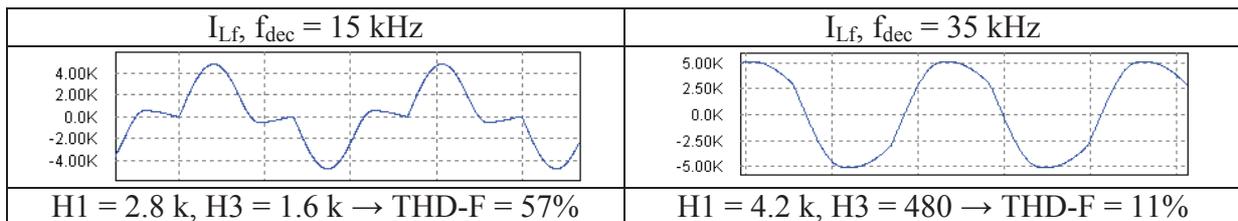


Figure 3-14. Variation du taux de distorsion par rapport au fondamental pour deux fréquences de découpage

Pour quantifier ce phénomène, les harmoniques 1 et 3 ont été déterminés grâce au logiciel de simulation, l'harmonique 2 étant nul. A 15 kHz le taux de distorsion harmonique par rapport au fondamental est de 57% à 15 kHz alors qu'il est seulement de 11% à 35 kHz. A 25 kHz il est de 3%. D'un point de vue du rendement il semble plus intéressant de travailler à une fréquence égale ou supérieure à la fréquence de résonance. En effet, plus le courant sera composé d'harmoniques, plus les pertes joules par effet de peau et courants de Foucault seront importantes.

### II.6.2. Variation du rapport cyclique

La deuxième étude consiste à vérifier la validité du modèle pour une tension de sortie du pont complet à fréquence constante mais à rapport cyclique variable compris entre 5% et 50%. Sur la Figure 3-15, on peut voir l'écart relatif entre le modèle analytique et les résultats de simulation pour différentes variables d'états et pour deux fréquences de fonctionnement différentes : 25 kHz et 32 kHz. On remarque que l'écart relatif est toujours inférieur à 10% et

que globalement plus le rapport cyclique est petit, plus l'écart est grand. Ceci se justifie par le fait que plus le rapport cyclique est petit, plus le taux de distorsion harmonique par rapport au fondamental est grand.

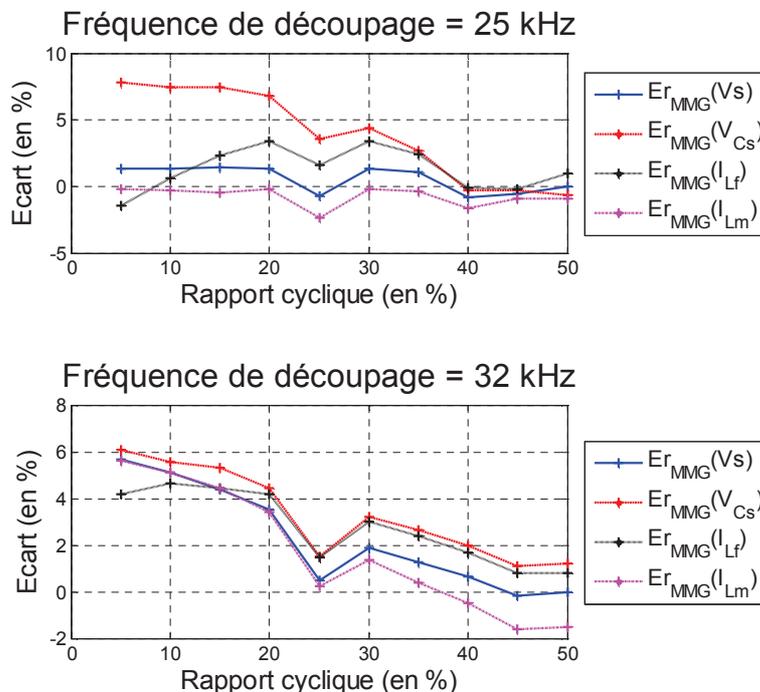


Figure 3-15. Écart relatif entre le modèle et les simulations en fonction du rapport cyclique pour les différentes grandeurs électriques

## II.7. Réglages des fréquences de résonance

Les convertisseurs étudiés sont à double fréquence de résonance. Celles-ci s'ajustent en modifiant les valeurs des condensateurs primaire et secondaire car les grandeurs inductives du coupleur sont fixées pour un entrefer donné, tout comme le rapport de transformation et la fréquence de découpage. L'étude qui suit s'intéresse aux conséquences d'une modification des fréquences de résonance sur le fonctionnement du convertisseur.

$$Z_{SS} = j \cdot L_1 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{S1} \cdot \omega} + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{ch}^* + j \cdot L_2 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{S2} \cdot \omega}} \quad (3-72)$$

$$Z_{SP} = j \cdot L_f \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_s \cdot \omega} + \frac{R^*}{1 + R^* \cdot \left( j \cdot C_p^* \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot L_m \cdot \omega} \right)} \quad (3-73)$$

A partir des expressions des impédances équivalentes pour une compensation Série – Série (3-72) et Série – Parallèle (3-73) du Chapitre 1, on remarque que la compensation Série

au primaire est prépondérante. En effet, celle-ci apparaît en série avec une impédance comprenant la compensation secondaire et la résistance de charge. Il est donc préférable d'ajuster la fréquence de résonance primaire puis la fréquence de résonance secondaire.

Comme précédemment, on s'intéresse au réglage des fréquences de résonance pour le convertisseur à résonance Série – Parallèle à filtrage capacitif. La Figure 3-16 présente les caractéristiques de sortie réduites pour différentes fréquences de découpage (de 20 à 32 kHz).

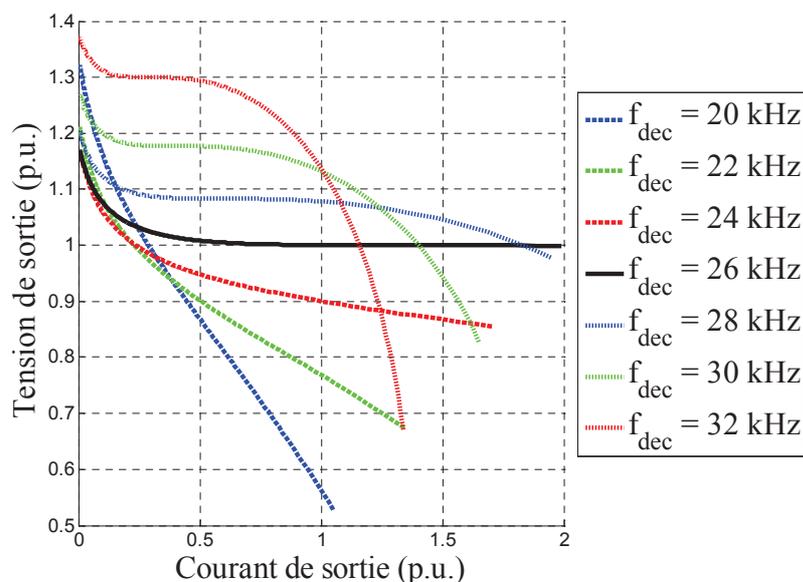


Figure 3-16. Caractéristiques de sortie normalisées pour différentes fréquences de découpage

Les fréquences de résonance primaire et secondaire sont égales à 25 kHz. La meilleure caractéristique de sortie est obtenue pour une fréquence de découpage de 26 kHz. En effet, la tension de sortie est quasi constante en fonction de la variation de charge. De plus, dans ces conditions de fonctionnement, le troisième harmonique est très faible, ce qui permet de limiter les pertes. Par conséquent, pour déterminer la fréquence de résonance primaire, on impose un ratio  $\beta$  inférieur ou égal à 1 entre celle-ci et la fréquence de découpage (3-74).

$$f_{res\_pri} = \beta \cdot f_{dec} \tag{3-74}$$

A ce stade de l'étude, la fréquence de découpage et la fréquence de résonance primaire sont imposées et connues. Celles-ci valent respectivement 26 et 25 kHz. On s'intéresse maintenant aux conséquences d'une variation de la fréquence de résonance secondaire. La Figure 3-17 présente l'évolution des caractéristiques de sortie réduites pour différentes fréquences de résonance parallèle, de 20 à 40 kHz. Toutes les caractéristiques ont des formes semblables et seul le gain est modifié. On ne peut donc pas déduire, à partir de cette figure, de condition de réglage de la fréquence de résonance secondaire sauf pour ajuster la tension de sortie. Mais il n'est pas intéressant d'utiliser le réglage des fréquences de résonance pour

obtenir le gain du convertisseur désiré car une partie de l'énergie réactive du coupleur ne sera pas compensé et entraînera une augmentation du courant primaire et donc un surdimensionnement des composants de puissance du pont complet. S'il est possible d'ajuster le gain du convertisseur (pour obtenir la tension de sortie désirée) à partir du rapport de transformation du coupleur, le choix de la fréquence de résonance secondaire reste libre pour minimiser la puissance apparente du pont complet et ou le courant primaire.

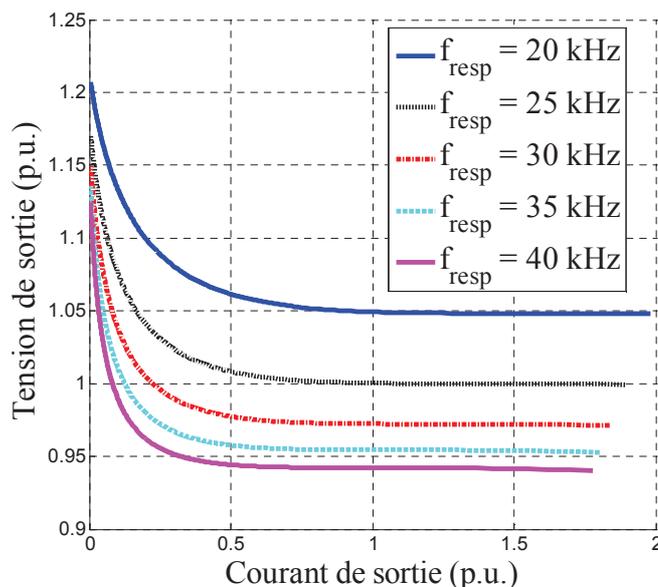


Figure 3-17. Caractéristiques de sortie normalisées pour différentes fréquences de résonance parallèle

L'objectif étant de compenser l'énergie réactive, le réglage de la fréquence de résonance parallèle s'effectue en maximisant le facteur de puissance au niveau du pont complet. Ceci permet de minimiser le facteur de dimensionnement des interrupteurs du pont complet. En supposant le convertisseur sans perte, le facteur de puissance peut s'écrire comme le rapport entre la puissance de sortie et la puissance apparente au niveau du pont complet (3-75). En travaillant avec des fréquences de résonance proches de la fréquence de découpage, les grandeurs électriques sont quasi sinusoïdales (faible taux de distorsion harmonique) sauf pour la tension du pont complet qui est carrée. En évaluant cette tension efficace à partir du premier harmonique (3-76) (obtenue à partir de (3-5) et (3-20)), l'erreur relative entre le calcul théorique et les simulations PSIM<sup>®</sup> est d'environ 10%. Alors qu'en calculant cette tension à partir de la forme d'onde réelle (3-77) l'erreur n'excède pas 1 % (Figure 3-18).

$$\frac{P}{S} = \frac{V_S^2}{R \cdot V_{ABrms} \cdot I_{Lfrms}} \quad (3-75)$$

$$V_{ABrms(1)} = \frac{2 \cdot \sqrt{1 - \cos(2 \cdot \pi \cdot DC)}}{\pi} \cdot V_{DC} \quad (3-76)$$

$$V_{ABrms} = \sqrt{2 \cdot DC} \cdot V_{DC} \quad (3-77)$$

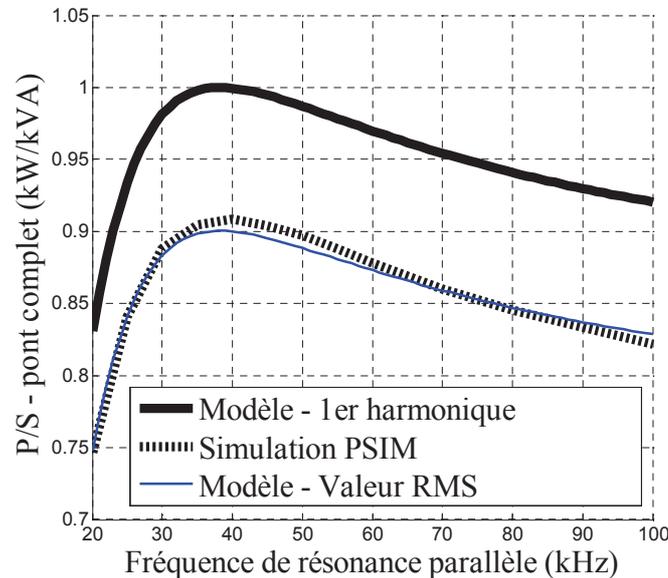


Figure 3-18. Facteur de puissance en fonction de la fréquence de résonance secondaire

Pour une compensation parfaite, le facteur de puissance tend vers 1 pour l'approche au premier harmonique alors qu'en considérant les formes d'ondes réelles, il tend vers 0,9. Il s'agit du rapport entre les valeurs efficaces d'une tension carrée et de son fondamental ( $2 \cdot \sqrt{2}/\pi$ ) pour un rapport cyclique égal à 1/2. A partir de la Figure 3-18, la fréquence de découpage optimale se situe autour de 38 kHz. La précision obtenue permet de réaliser le réglage des fréquences de résonance à partir du modèle analytique des convertisseurs.

A partir des équations (3-75), (3-76) et (3-77), on remarque que la puissance apparente est proportionnelle à la tension du bus continu d'entrée or celle-ci est imposée par le cahier des charges. De plus, la puissance apparente ne correspond pas à une quantité physique, mais conventionnelle. Cette puissance n'est liée à aucun échange d'énergie entre la charge et la source. Il s'agit d'une « puissance de dimensionnement ». En présence d'une forte distorsion harmonique, la puissance apparente n'est plus égale au produit des valeurs efficaces de la tension et du courant, mais à l'équation (3-78), où  $V_h$  et  $I_h$  représentent les différents harmoniques.

$$S = \sqrt{\sum_h V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_h I_h^2} \quad (3-78)$$

Il est donc plus intéressant d'ajuster les fréquences de résonance en fonction du facteur de dimensionnement des interrupteurs de puissance plutôt que de la puissance apparente du pont complet. Comme la tension du bus continu d'entrée est imposée, le raisonnement se fait uniquement sur le courant primaire. L'algorithme de réglage des fréquences de résonance sera présenté en détail dans le chapitre 4.

### III. CONCLUSION

Ce chapitre présente trois convertisseurs à résonance de type DC - DC « intégrant » des transformateurs à grand entrefer et leurs modèles. Ces modèles permettent de calculer rapidement les différentes grandeurs électriques en régime permanent avec une bonne précision. A partir de ceux-ci, il est possible d'ajuster les fréquences de résonance afin d'obtenir un fonctionnement optimal du convertisseur. En plus de permettre le réglage des fréquences de résonance, ces modèles permettent de déterminer les grandeurs électriques (tensions et courants) afin de déterminer les contraintes électromagnétiques au niveau du composant magnétique (inductions et densités de courant).

L'étude présentée dans ce chapitre s'intéresse particulièrement aux transformateurs à grand entrefer mais elle peut évidemment s'appliquer aux transformateurs faiblement couplés, ou encore aux transformateurs avec des contraintes de conception dégradant leurs couplages.

Les caractéristiques de sortie sont dépendantes du type de compensation. En effet pour une compensation Série – Parallèle, elle est plutôt horizontale dans le plan  $(V(I))$ , alors qu'elle est plutôt verticale pour une compensations Série – Série. Suivant la caractéristique de sortie désirée, une compensation peut être préférée à l'autre.

Pour une compensations Série – Parallèle, le condensateur placé au secondaire a pour rôle de compenser l'énergie réactive créée par l'inductance magnétisante. Le bobinage secondaire est donc traversé par le courant de charge plus le courant magnétisant, ce qui a pour conséquence d'augmenter la section de cuivre nécessaire. Alors que pour la compensation Série – Série le courant secondaire est égal au courant de charge. Pour l'application visée, l'objectif est de minimiser le volume et la masse embarquée dans la partie mobile (tramway). Pour notre cas d'étude, la compensation Série – Série semble donc plus intéressante, mais il reste à valider ce choix par l'outil d'aide au dimensionnement et une étude complète du système.

Ces modèles présentent comme intérêt majeur d'être facilement intégrable dans un algorithme de dimensionnement. De plus, l'homogénéité de la représentation (MMG) permet une programmation aisée des différentes structures (généricité du code).



## ***CHAPITRE 4. Dimensionnement***

## SOMMAIRE

I. Présentation générale .....	126
I.1. Introduction .....	126
I.2. Dimensionnement d'un transformateur haute fréquence .....	126
I.3. Calcul des produits des aires primaire et secondaire .....	128
II. Outil d'aide au dimensionnement .....	129
II.1. Interface d'entrée .....	129
II.1.1. Initialisation .....	129
II.1.2. Description .....	130
II.2. Interface de sortie .....	131
II.2.1. « Post-traitement » .....	131
II.2.2. Vue 3D du coupleur .....	132
II.2.3. Compte rendu de pré dimensionnement .....	133
II.3. Présentation de l'algorithme principal .....	134
II.4. Présentation mathématique du problème .....	136
III. Points clés des sous-fonctions et compléments .....	136
III.1. Calcul de la géométrie du coupleur .....	136
III.2. « Cartes » d'inductances, balayage des positions .....	140
III.3. Calcul des valeurs des condensateurs de résonance .....	141
III.3.1. Introduction – Réglage des fréquences de résonance .....	141
III.3.2. Convertisseur à fréquence constante et rapport cyclique variable .....	141
III.3.3. Convertisseur à fréquence variable et rapport cyclique constant .....	142
III.4. Points clés de l'initialisation .....	143
III.5. Second outil d'aide au dimensionnement .....	143
III.6. Conclusion sur l'outil d'aide au dimensionnement .....	144
IV. Choix technologique pour le convertisseur .....	145
IV.1. Cahier des charges pour le dimensionnement .....	145
IV.2. Comparaison des solutions et choix .....	146
V. Validation du pré dimensionnement .....	147
V.1. Introduction .....	147
V.2. Validation du pré dimensionnement .....	148
V.2.1. Validation des grandeurs inductives .....	148
V.2.2. Validation des grandeurs électriques .....	148
V.2.3. Validation globale .....	149
VI. Conclusion .....	150

## Résumé

*Ce chapitre présente le dimensionnement d'un transformateur à grand entrefer basé sur la méthodologie utilisée pour les transformateurs classiques hautes fréquences. Comme il a été montré dans le premier chapitre, les dimensionnements du composant magnétique et de son convertisseur sont interdépendants et nécessitent une approche itérative. Afin de faciliter la conception de ce type de composant, un outil d'aide au dimensionnement a été réalisé via le logiciel de calcul scientifique MATLAB®. Celui-ci sera présenté en détail avec les sous fonctions nécessaires. Celles-ci font appel aux modèles établis dans les chapitres précédents.*

*Les données d'entrée sont le cahier des charges nécessaires au dimensionnement et les données de sortie sont les dimensions géométriques du coupleur avec les caractéristiques des bobinages primaire et secondaire. Ces résultats principaux sont complétés d'un fichier présentant les grandeurs inductives du coupleur, minimales, maximales et celles correspondant à la position nominale (position centrale et entrefer nominal). Il en est fait de même pour les grandeurs électriques au niveau du coupleur et pour chaque condensateur de résonance (primaire et secondaire).*

*A partir de ce premier « outil métier » qui capitalise une grande partie des connaissances acquises lors de ces travaux de recherche, un second outil a été créé afin de s'adapter aux contraintes technologiques ou contraintes de fabrication. Les données d'entrée de celui-ci sont les dimensions géométriques du coupleur avec les caractéristiques des bobinages et quelques éléments du cahier des charges. A partir de ces éléments, un dimensionnement du convertisseur est réalisé (réglage des fréquences de résonance, vérification des contraintes électromagnétiques au niveau du coupleur : inductions et densités de courant maximales respectées). Ce second outil permet de valider les dimensions géométriques d'un coupleur existant.*

*La dernière partie de ce chapitre s'intéresse aux choix technologiques (choix du convertisseur, du mode de commande des interrupteurs de puissance) qui ont pu être réalisés après analyse des résultats fournis par l'outil d'aide au dimensionnement. Enfin les différentes méthodes de validation d'un dimensionnement sont présentées pour un système de 1,6 MW à 25 kHz.*

## I. PRESENTATION GENERALE

### I.1. Introduction

Ce chapitre présente le dimensionnement d'un transformateur à grand entrefer composé de deux bobinages et de circuits magnétiques, ainsi que l'outil d'aide au dimensionnement qui a été développé durant ces travaux de recherche. Celui-ci capitalise l'ensemble des connaissances acquises lors des phases de modélisation analytique. La conception du coupleur est basée sur la méthodologie de dimensionnement associée aux transformateurs classiques hautes fréquences [FERRIEUX-06] et a été adaptée afin des respecter les nouvelles contraintes.

Cet outil d'aide au dimensionnement permet une approche globale. En effet, le dimensionnement est réalisé pour l'ensemble des positions possibles de l'induit secondaire par rapport à l'inducteur primaire comprises dans le cahier des charges.

### I.2. Dimensionnement d'un transformateur haute fréquence

Pour le dimensionnement classique d'un transformateur haute fréquence, le comportement inductif du transformateur est généralement négligé. En effet, l'inductance de fuites est supposée nulle et l'inductance magnétisante est supposée infinie. Par conséquent le transformateur n'engendre pas de chute de tension et le courant magnétisant est nul. La puissance réactive étant supposée nulle, on s'intéresse donc seulement à la puissance active. De plus, ces hypothèses impliquent un coefficient de couplage égal à 1. D'où un rapport de transformation égal au rapport des nombres de spires. Dans cette partie on expose le principe de dimensionnement d'un transformateur haute fréquence à deux enroulements. Puis à partir de cette méthode, nous déduisons une méthodologie adaptée au dimensionnement de transformateurs à grand entrefer.

Comme cela a été présenté dans le premier chapitre, deux surfaces sont à dimensionner. Il s'agit des surfaces de fer ( $A_e$ ) et de cuivre ( $S_b$ ). Celles-ci sont respectivement liées à la tension d'alimentation alternative ( $V_1$ ) et aux courants alternatifs primaire ( $I_1$ ) et secondaire ( $I_2$ ). Les grandeurs électriques sont des valeurs efficaces. Afin de trouver la relation entre la surface de fer ( $A_e$ ) et la tension d'alimentation ( $V_1$ ), on exprime l'induction ( $B$ ) en fonction de  $V_1$  en supposant l'induction uniforme sur la surface de fer (4-1). En calculant l'intégrale de la tension  $V_1$ , on en déduit l'expression de l'induction maximale en fonction des autres paramètres (4-2), où  $f$  et  $\beta$  correspondent respectivement à la fréquence d'alimentation et au facteur de forme de la tension  $V_1$  [FERRIEUX-06].

$$V_1 = N_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} = N_1 \cdot Ae \cdot \frac{dB}{dt} \quad (4-1)$$

$$B_{\max} = \frac{\beta \cdot V_1}{N_1 \cdot Ae \cdot f} \quad (4-2)$$

L'induction maximale ( $B_{\max}$ ) est déterminée par le concepteur en fonction du choix technologique du matériau magnétique afin de garantir un bon compromis entre les pertes et la densité de puissance. Il faut maintenant calculer la surface de cuivre ( $S_b$ ). Pour un transformateur à deux enroulements, celle-ci peut s'exprimer sous la forme de l'équation (4-3).  $C_{f1}$ ,  $C_{f2}$ ,  $J_1$  et  $J_2$  représentent respectivement les coefficients de foisonnement et les densités de courant primaire et secondaire.

$$S_b = N_1 \cdot S_1 \cdot C_{f1} + N_2 \cdot S_2 \cdot C_{f2} = N_1 \cdot \frac{I_1}{J_1} \cdot C_{f1} + N_2 \cdot \frac{I_2}{J_2} \cdot C_{f2} \quad (4-3)$$

En exprimant les ampères tours secondaire en fonction des ampères tours primaire et en supposant que les densités de courant et les coefficients de foisonnement primaire et secondaire sont égaux ( $C_{f1} = C_{f2} = C_f$  et  $J_1 = J_2 = J$ ) on obtient l'expression (4-4) pour la surface de cuivre totale.

$$S_b = \frac{2 \cdot C_f}{J} \cdot N_1 \cdot I_1 \quad (4-4)$$

A partir des expressions des surfaces de fer ( $Ae$ ) (4-2) et de cuivre ( $S_b$ ) (4-4), on en déduit l'expression du produit  $Ae \cdot S_b$  (4-5). On remarque que ce produit des aires est proportionnel à la puissance transmise pour un transformateur parfait.

$$Ae \cdot S_b = \frac{2 \cdot C_f \cdot \beta}{J \cdot B_{\max} \cdot f} \cdot V_1 \cdot I_1 = \frac{2 \cdot C_f \cdot \beta}{J \cdot B_{\max} \cdot f} \cdot P \quad (4-5)$$

Pour le dimensionnement classique d'un transformateur de basse et moyenne puissance, le concepteur a le choix entre une multitude de circuits magnétiques. Une fois le produit  $Ae \cdot S_b$  de son transformateur calculé, il choisit un circuit magnétique possédant un produit des aires supérieur ou égal au produit des aires calculé. A partir de la surface de fer fournie par le fabricant et de l'équation (4-2) il détermine le nombre de spires primaire et secondaire. Ensuite il choisit les conducteurs en fonction de la fréquence et de la densité de courant désiré et vérifie que la surface de bobinage du noyau magnétique soit supérieure ou égale à la surface de bobinage nécessaire.

### I.3. Calcul des produits des aires primaire et secondaire

Dans le cadre de notre dimensionnement, puisque les surfaces de fer et les puissances apparentes primaire et secondaire sont différentes, il est nécessaire de distinguer les produits des aires primaire ( $Ae_1 \cdot Sb_1$ ) et secondaire ( $Ae_2 \cdot Sb_2$ ). Pour les calculer, comme pour un dimensionnement classique, on suppose que l'induction est uniforme sur les surfaces de fer primaire et secondaire et que les densités de courant sont uniformes. De plus, comme le composant magnétique est alimenté par un convertisseur à résonance, on suppose que les grandeurs électriques et magnétiques sont sinusoïdales. Il s'agit d'une approche au premier harmonique. On considère donc les grandeurs électriques efficaces primaire et secondaire suivantes :  $V_1$ ,  $I_1$ ,  $V_2$  et  $I_2$ .

A partir des équations (4-1), (4-2) et des formes d'ondes de la Figure 4-1, on en déduit les expressions des surfaces de fer primaire et secondaire (4-6).

$$Ae_1 = \frac{V_1}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_{\max 1} \cdot N_1 \cdot f} \quad \text{et} \quad Ae_2 = \frac{V_2}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_{\max 2} \cdot N_2 \cdot f} \quad (4-6)$$

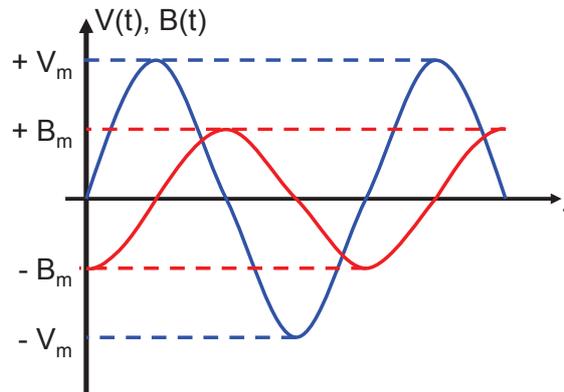


Figure 4-1. Formes d'ondes de la tension et de l'induction

Les surfaces de cuivre primaire et secondaire s'écrivent simplement sous la forme des équations (4-7).

$$Sb_1 = N_1 \cdot \frac{I_1}{J_1} \cdot C_{f1} \quad \text{et} \quad Sb_2 = N_2 \cdot \frac{I_2}{J_2} \cdot C_{f2} \quad (4-7)$$

A partir des équations (4-6) et (4-7), on en déduit les expressions des produits des aires primaire et secondaire (4-8).

$$Ae_1 \cdot Sb_1 = \frac{C_{f1}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_{\max 1} \cdot f \cdot J_1} \cdot V_1 \cdot I_1 \quad \text{et} \quad Ae_2 \cdot Sb_2 = \frac{C_{f2}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_{\max 2} \cdot f \cdot J_2} \cdot V_2 \cdot I_2 \quad (4-8)$$

Ces derniers peuvent s'exprimer en fonction des puissances apparentes primaire et secondaire (4-9). Comme il n'y a pas de relation directe entre les puissances apparentes primaire et secondaire, le produit des aires ne peut pas être globalisé, comme pour un transformateur classique.

$$Ae_1 \cdot Sb_1 = \frac{C_{f1}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_{\max 1} \cdot f \cdot J_1} \cdot S_1 \quad \text{et} \quad Ae_2 \cdot Sb_2 = \frac{C_{f2}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot B_{\max 2} \cdot f \cdot J_2} \cdot S_2 \quad (4-9)$$

Contrairement à un dimensionnement classique de petite et moyenne puissance, les circuits magnétiques n'existent pas. La liberté sur la géométrie du coupleur est grande mais il faut respecter un volume maximal pour la partie « active » du secondaire qui est composée du circuit magnétique secondaire et du bobinage secondaire. Les plaques de blindage ne sont pas prises en compte dans ce volume.

Deux méthodes peuvent être envisagées pour orienter le dimensionnement. La première consiste à imposer la surface de fer secondaire et de réaliser le dimensionnement du coupleur à partir de celle-ci. La seconde consiste à imposer les nombres de spire primaire et secondaire. La deuxième méthode a été choisie car pour maximiser le coefficient de couplage, il est intéressant de maximiser les surfaces de fer en regard et donc de minimiser le nombre de spires (4-6) [ZHANG-09]. De plus, en imposant la surface de fer secondaire et en respectant l'induction maximale, le risque d'obtenir un nombre de spire non entier à partir de l'équation (4-6) est grand. Or, comme l'on désire un nombre de spires faible, cela pourra poser un problème pour la robustesse de l'algorithme. Il est donc préférable d'imposer directement des nombres de spires primaire et secondaire entiers. Grâce à la rapidité de calcul (due à l'utilisation de modèles analytiques seulement) les pré dimensionnements pourront être facilement répétés pour trouver les nombres de spires assurant un bon fonctionnement du coupleur.

## II. OUTIL D'AIDE AU DIMENSIONNEMENT

### II.1. Interface d'entrée

#### II.1.1. Initialisation

Afin de faciliter l'utilisation de l'outil d'aide au dimensionnement, il a été choisi de créer une interface d'entrée (Figure 4-2). Celle-ci est initialisée à partir des valeurs préalablement renseignées dans un tableur. En effet, l'utilisateur ouvre et renseigne ce fichier contenu dans le dossier de pré dimensionnement. Puis en lançant l'outil d'aide au dimensionnement la fenêtre de la Figure 4-2 s'ouvre et l'utilisateur peut ainsi modifier

facilement certains éléments pour réaliser plusieurs dimensionnements à la suite (comme l’ajustement des nombres de spires primaire et secondaire).

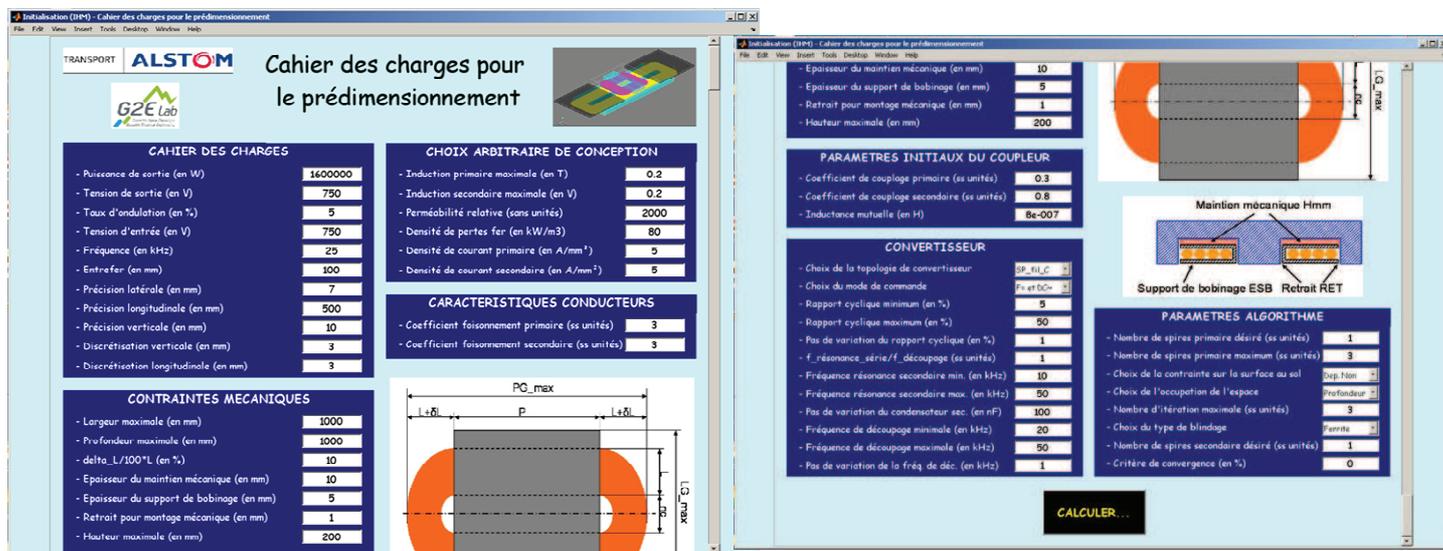


Figure 4-2. Interface d'entrée : Renseignement des valeurs

### II.1.2. Description

Pour réaliser le dimensionnement, il y a sept familles de champs à renseigner qui se décomposent de la manière suivante (Figure 4-2) :

- Le cahier des charges : puissance de sortie, tension de sortie, taux d’ondulation, tension d’entrée, fréquence de découpage, entrefer nominal, précision verticale (variation d’entrefer), précision latérale, précision longitudinale, discrétisation verticale et longitudinale pour les calculs.
- Les contraintes mécaniques : largeur maximale, profondeur maximale, pourcentage de dépassement des têtes de bobines, épaisseur du maintien mécanique, épaisseur du support de bobinage, retrait pour le montage mécanique, hauteur maximale.
- Les paramètres initiaux du coupleur : coefficients de couplage primaire et secondaire, inductance mutuelle.
- Le convertisseur : choix de la topologie de convertisseur (CVS\_SS\_fil\_C, CVS\_SP\_fil\_LC ou CVS\_SP\_fil\_C), choix du mode de commande des interrupteurs (fréquence constante et rapport cyclique variable ou fréquence variable et rapport cyclique constant), rapport cyclique minimal et maximal, pas de variation du rapport cyclique, rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence de résonance primaire, fréquences de résonance secondaire minimale et maximale, pas de variation de la valeur du condensateur

secondaire, fréquences de découpage minimale et maximale, pas de variation de la fréquence de découpage.

- Les choix arbitraires de conception : inductions primaire et secondaire maximales, perméabilité relative du matériau magnétique, densité de pertes fer, densité de courant primaire et secondaire.

- Les caractéristiques des conducteurs : coefficient de foisonnement primaire et secondaire.

- Les paramètres de l’algorithme : nombre de spires primaire désiré, nombre de spires primaire maximal, choix de la contrainte sur la surface au sol (dépassement autorisé ou non de la surface au sol maximale), choix de l’occupation de l’espace (profondeur, largeur ou hauteur), nombre d’itérations maximal, choix du type de blindage (ferrite ou aluminium), nombre de spires secondaire désiré, critère de convergence.

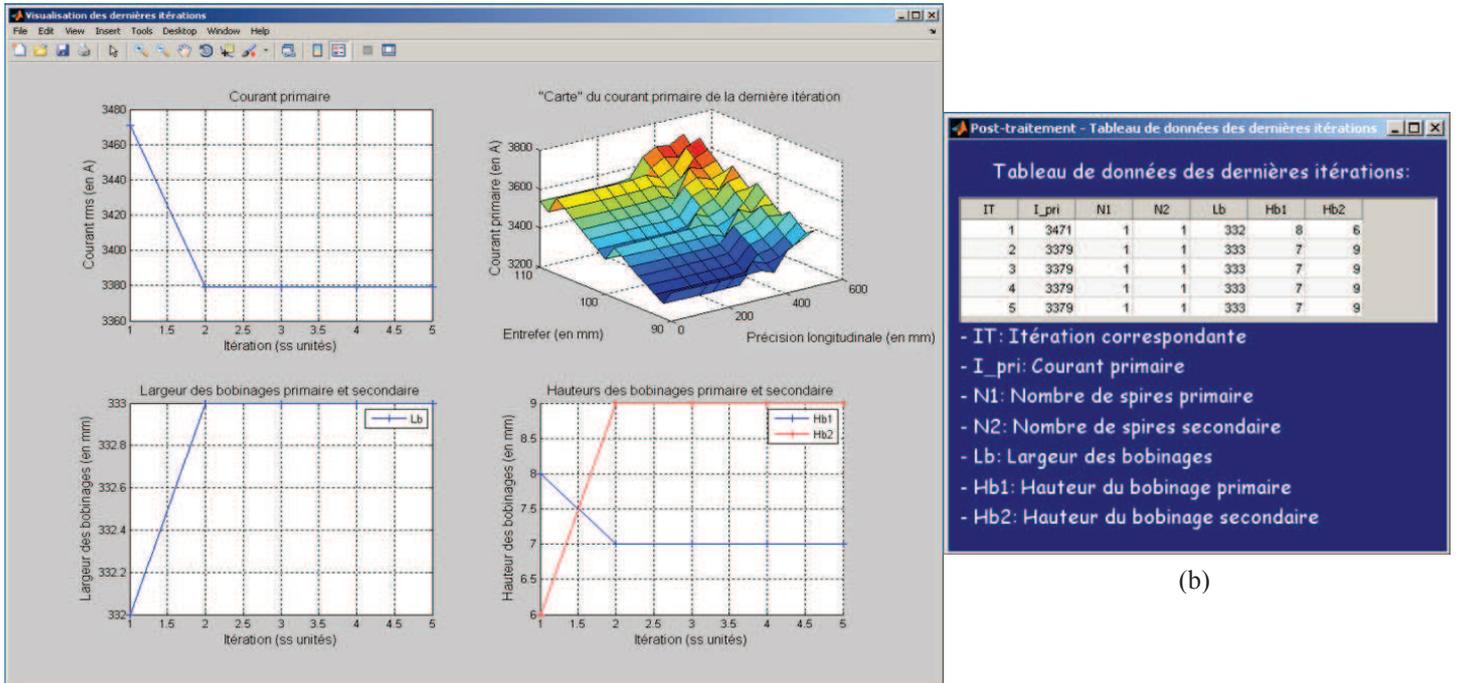
Ces sept familles de spécifications prennent en compte les contraintes de conception théoriques, une partie des contraintes technologiques et enfin les paramètres inhérents à l’algorithme. Dans le cahier des charges, les discrétisations verticale et longitudinale correspondent aux nombres de positions du secondaire par rapport au primaire prises en compte pour le dimensionnement. Plus cette discrétisation est fine, plus le temps de calcul sera important mais la précision sera d’autant meilleure. Dans la catégorie « convertisseur », les rapports cycliques minimal et maximal ainsi que le pas de variation permettent de borner l’étude pour le réglage des valeurs des condensateurs de résonance. Il en est de même pour les fréquences de découpage et de résonance.

## **II.2. Interface de sortie**

### ***II.2.1. « Post-traitement »***

Afin de faciliter la compréhension des résultats en fin de pré dimensionnement, une interface de « post-traitement » a été créée. L’interprétation peut se faire de manière graphique et/ou sous formes de tableau (Figure 4-3). Pour la présentation graphique (Figure 4-3.a), on observe quatre courbes. Trois d’entre elles représentent l’évolution du courant primaire, de la largeur des fenêtres de bobinage et des hauteurs des fenêtres de bobinage en fonction des itérations successives. La dernière courbe est une représentation 3D du courant primaire en fonction de la position du secondaire par rapport au primaire (variations de l’entrefer et de la précision longitudinale). Pour la représentation sous forme de tableau, on retrouve simplement les grandeurs caractéristiques du dimensionnement (courant primaire

pour la position nominale, nombres de spires primaire et secondaire, largeur et hauteur des fenêtres de bobinage) en fonction des itérations.



(a)

(b)

Figure 4-3. Interfaces de post traitement. (a) Graphique. (b). Tableau de valeurs.

### II.2.2. Vue 3D du coupleur

L'objectif de cet outil de pré dimensionnement est de fournir les caractéristiques géométriques du coupleur (circuits magnétiques et bobinages). Toujours dans un but de faciliter l'interprétation des résultats, une vue 3D est automatiquement créée en fin de dimensionnement pour que l'utilisateur puisse se rendre compte de la géométrie finale du coupleur (Figure 4-4).

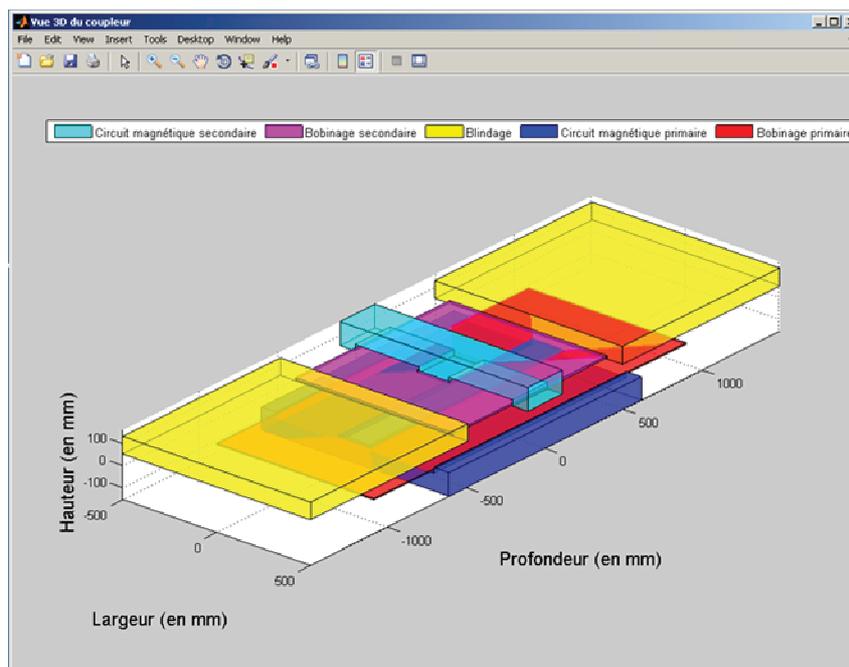


Figure 4-4. Vue 3D du coupleur en fin de dimensionnement

### II.2.3. Compte rendu de pré dimensionnement

A la fin de l'étape de dimensionnement et de post traitement, un compte rendu est automatiquement généré et sauvegardé au format « .txt ». Il est constitué :

- d'un rappel des principales spécifications nécessaires au pré dimensionnement,
- de l'ensemble des caractéristiques des circuits magnétiques primaire et secondaire,
- de l'ensemble des caractéristiques des bobinage primaire et secondaire,
- des valeurs inductives caractéristiques (minimales, maximales et celles correspondant à la position nominale du secondaire par rapport au primaire),
- des grandeurs électriques caractéristiques (tensions et courants primaire et secondaire, condensateurs de résonance, ...),
- d'une vérification des grandeurs géométriques caractéristiques du coupleur (surface de fer, surface de cuivre, produit des aires primaire et secondaire).

Ce compte rendu présente uniquement la solution finale. Il n'est plus fait référence aux évolutions des différentes grandeurs en fonction des itérations successives nécessaires au pré dimensionnement. L'Annexe 3 présente un compte rendu de dimensionnement complet pour le système de 1,6 MW.

### II.3. Présentation de l'algorithme principal

Le dimensionnement est réalisé pour l'ensemble des positions de l'inducteur secondaire par rapport à l'inducteur primaire mais la convergence se fait sur un seul point. Ce dernier correspond à la position nominale, c'est à dire à entrefer nominal et l'inducteur secondaire positionné au centre par rapport à l'induit primaire. Le critère de convergence se fait sur le courant primaire.

La Figure 4-5 présente l'algorithme de l'outil d'aide au dimensionnement. Une fois le cahier des charges renseigné, la première étape consiste à une initialisation des grandeurs électriques. Celle-ci se fait à l'intérieur de la fonction principale « mainpredim ». En effet, à partir des grandeurs inductives initiales (fournies par l'utilisateur), les valeurs des condensateurs de résonance sont calculées ainsi que les grandeurs électriques, en particulier la valeur du courant primaire puisqu'il s'agit du critère de convergence. Le dimensionnement qui suit est réalisé pour l'ensemble des positions possibles du secondaire par rapport au primaire mais cette initialisation correspond uniquement à la position nominale. Il s'agit du point de départ du dimensionnement. Ensuite, l'algorithme entre dans sa boucle itérative.

La sous fonction « CalcAeSb » (Figure 4-5) permet de calculer les produits des aires primaire et secondaire nécessaires. A partir de celles-ci, la géométrie du coupleur est calculée par la sous fonction « CalcGeom » (Figure 4-5). A partir de cet instant, les caractéristiques géométriques des circuits magnétiques et des bobinages sont connues ainsi que les nombres de spire primaire et secondaire. Puis, les grandeurs inductives pour l'ensemble des positions désirées du secondaire par rapport au primaire sont calculées par la sous fonction « Sch\_eq » (Figure 4-5). Il reste maintenant à déterminer les valeurs des condensateurs de résonance et les grandeurs électriques. Cela est réalisé par la sous fonction « CVS » (Figure 4-5).

L'écart relatif entre deux itérations successives est calculé. Si celui-ci est inférieur à celui imposé par l'utilisateur, il y a convergence. Dans le cas contraire, les derniers paramètres calculés deviennent les nouveaux paramètres initiaux de l'algorithme jusqu'à obtention de la convergence. De plus, si le nombre maximum d'itération est atteint, l'outil d'aide au dimensionnement propose à l'utilisateur de visualiser graphiquement ou par tableaux de données, via l'interface de post traitement, les itérations et de choisir lui-même la solution. Cette dernière possibilité est intéressante lorsque le critère de convergence imposé par l'utilisateur est trop petit ou lorsque deux solutions proches existent mais ne remplissent pas le critère de convergence.

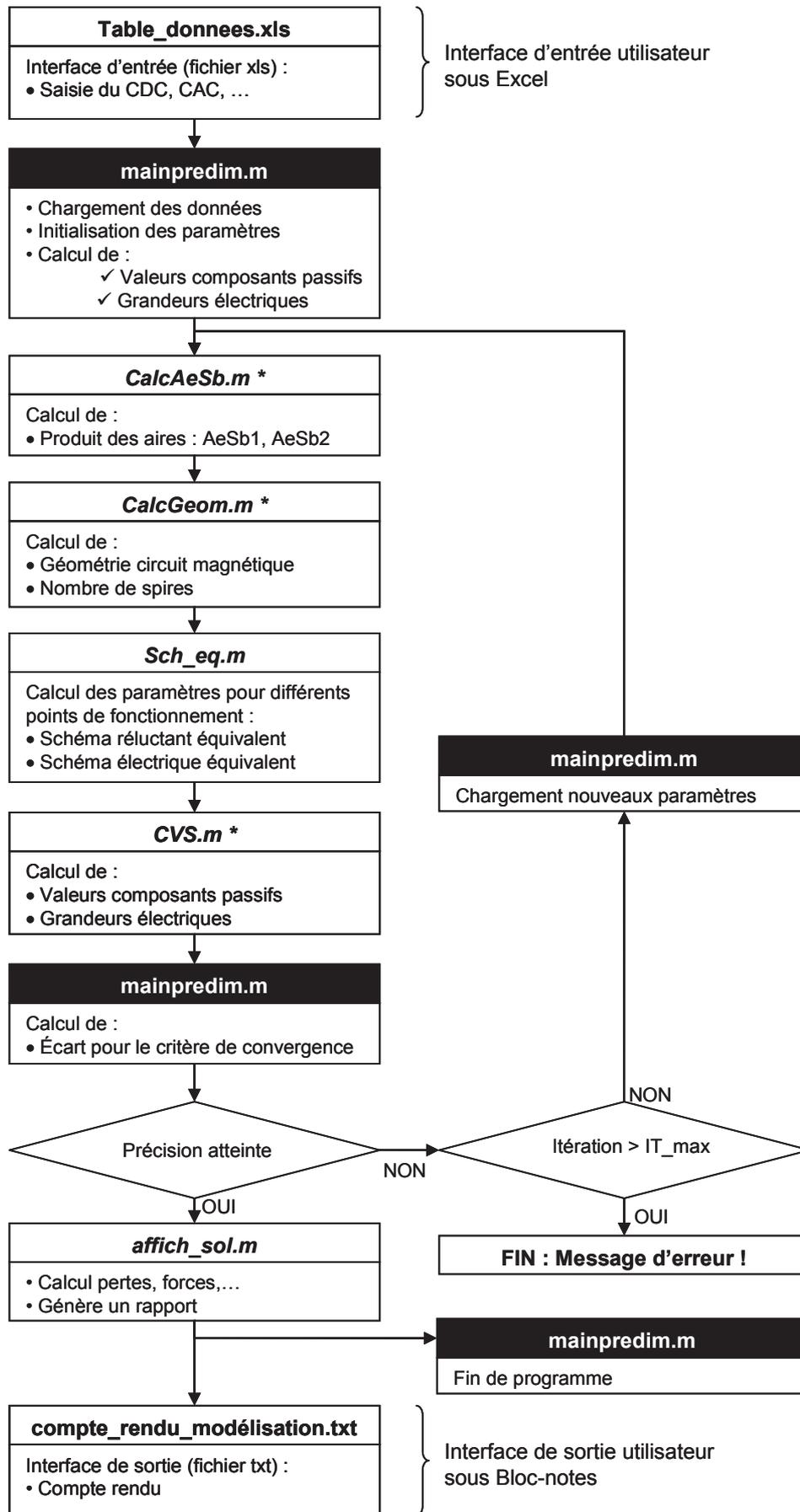


Figure 4-5. Algorithme principal de l'outil d'aide au dimensionnement

## II.4. Présentation mathématique du problème

Ce problème physique de pré dimensionnement peut aussi être présenté selon une approche mathématique. En effet, l'approche générale utilisée correspond à la recherche d'un point fixe d'une fonction en mathématique. Afin de simplifier et de résumer la phase de pré dimensionnement, on s'intéresse uniquement à l'approche générale en omettant volontairement le détail des fonctions et des modèles physiques mis en place.

Un nombre  $x$  est appelé point fixe d'une fonction  $g$  lorsqu'il vérifie l'équation (4-10). Il est possible de déterminer un point fixe à partir d'une estimation initiale  $x_0$ , en calculant la suite :  $g(x_0)$ ,  $g(g(x_0))$ ,  $g(g(g(x_0)))$ , ... jusqu'à ce que la valeur n'évolue presque plus, c'est-à-dire lorsque la valeur absolue de l'écart relatif entre deux termes consécutifs soit inférieure à la précision désirée.

$$g(x) = x \quad (4-10)$$

Dans notre cas,  $x$  correspond au courant primaire ( $I_1$ ) pour la position nominale du secondaire par rapport au primaire et la fonction  $g$  correspond à la fonction principale de l'outil d'aide au dimensionnement « mainpredim ». Le point de départ  $I_{10}$  est calculé à partir de l'estimation initiale des paramètres inductifs et du cahier des charges fourni par l'utilisateur.

## III. POINTS CLES DES SOUS-FONCTIONS ET COMPLEMENTS

### III.1. Calcul de la géométrie du coupleur

Le sous programme « CalcGeom » correspond au calcul de la géométrie du coupleur. Elle est la fonction clé de ce programme de pré dimensionnement. En effet, c'est au niveau de cette étape du pré dimensionnement que l'on peut optimiser le couplage magnétique entre le primaire et le secondaire en jouant sur la géométrie du coupleur.

Dans le cadre de ce dimensionnement, comme il n'existe pas de circuits magnétiques, la création de la géométrie se fait à partir du volume disponible au secondaire. Or la puissance fait aussi partie du cahier des charges. Physiquement, il n'est pas possible d'imposer la puissance et le volume du composant magnétique dans le cahier des charges. Mais dans notre cas, le dimensionnement ne se fait pas à partir de la puissance active mais de la puissance apparente. De plus, en pratique, le point de départ est la surface au sol et non le volume. En conclusion, il existe une solution à un cahier des charges uniquement si le volume disponible est supérieur ou égal au volume nécessaire à faire transiter la puissance nominale.

En entrée de cette sous fonction, les produits des aires primaire ( $Ae1$ ) et secondaire ( $Ae2$ ) sont connus. On suppose que la surface de fer primaire est supérieure à la surface de fer secondaire ( $Ae1 > Ae2$ ) et que les inductions primaire et secondaire sont uniformes. Avec le même paramétrage géométrique que dans le Chapitre 2, on exprime les surfaces de fer primaire et secondaire (4-11).

$$Ae1 = p1 \cdot nc = (p2 + 2 \cdot prec\_long) \cdot nc \text{ et } Ae2 = p2 \cdot nc \quad (4-11)$$

A partir des relations (4-11), on en déduit la relation entre  $Ae1$  et  $Ae2$  (4-12).

$$Ae1 = Ae2 + 2 \cdot prec\_long \cdot nc \quad (4-12)$$

Comme les paramètres  $Ae1$ ,  $Ae2$  et  $prec\_long$  sont connus, on en déduit la valeur de la largeur de la jambe centrale  $nc$  et de la profondeur du circuit magnétique secondaire  $p2$  (4-13).

$$nc = \frac{Ae1 - Ae2}{2 \cdot prec\_long} \text{ et } p2 = \frac{Ae2}{nc} \quad (4-13)$$

Si  $Ae1$  et  $Ae2$  sont proches, la largeur de la jambe centrale des circuits magnétiques est faible et leurs profondeurs sont grandes. Cela a pour conséquence d'imposer des géométries longilignes qui dépasse le volume secondaire autorisé. En effet, dans la démarche présentée, les contraintes géométriques ne sont pas prises en compte.

Pour pallier ce problème, nous avons choisi de dimensionner le secondaire puis d'en déduire la profondeur du primaire à partir de celle du secondaire selon l'équation (4-14). Cela a pour conséquence de rendre le calcul de la surface de fer primaire indépendante de la valeur nécessaire calculée à partir des grandeurs électriques et du cahier des charges dans la sous fonction « CalcAeSb ». Celle-ci sera donc sur dimensionnée. L'avantage de cette méthode est d'avoir un dimensionnement optimal du secondaire mais l'induction dans le circuit magnétique primaire sera plus faible que celle désirée et l'inductance de fuites sera augmentée.

$$p1 = p2 + 2 \cdot prec\_long \quad (4-14)$$

Pour cette méthode, la surface au sol du secondaire hors blindage (circuit magnétique et bobinage uniquement) est imposée (4-15). Dans le but de simplifier l'explication, les épaisseurs de retrait pour le montage mécanique et du support de bobinages sont négligées mais celles-ci sont prises en compte dans l'outil d'aide au dimensionnement.

$$S_{SOL} = PG_{\max} \cdot LG_{\max} \quad (4-15)$$

Les cotes correspondant à la surface au sol disponible ( $PG_{\max}$  et  $LG_{\max}$ ) sont imposées par l'utilisateur. Les inconnues sont la largeur des fenêtres de bobinage ( $L$ ), la largeur de la jambe centrale du circuit magnétique ( $nc$ ) et la profondeur du circuit magnétique secondaire ( $p$ ) (Figure 4-6).

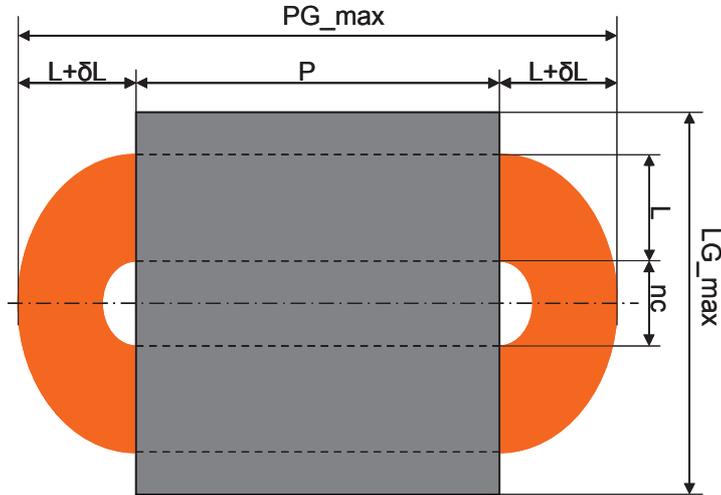


Figure 4-6. Vue de dessus de l'inducteur secondaire avec les cotes associées.

A partir de la Figure 4-6 et de la surface de fer secondaire nécessaire, on en déduit les trois équations (4-16), (4-17) et (4-18), en supposant que la largeur des jambes latérales est égale à la moitié de celle de la jambe centrale.

$$LG_{\max} = 2 \cdot L + nc + 2 \cdot el = 2 \cdot L + 2 \cdot nc \quad (4-16)$$

$$PG_{\max} = 2 \cdot L \cdot (1 + \delta L) + p \quad (4-17)$$

$$Ae_2 = p \cdot nc \quad (4-18)$$

A partir du système à trois équations et trois inconnues, on en déduit les trois équations du second ordre (4-19), (4-20) et (4-21) qui permettront de déterminer la géométrie du circuit magnétique secondaire.

$$p^2 + ((1 + \delta L) \cdot LG_{\max} - PG_{\max}) \cdot p - 2 \cdot Ae_2 = 0 \quad (4-19)$$

$$2 \cdot (1 + \delta L) \cdot nc^2 + (PG_{\max} - (1 + \delta L) \cdot LG_{\max}) \cdot nc - Ae_2 = 0 \quad (4-20)$$

$$4 \cdot (1 + \delta L) \cdot L^2 - 2 \cdot (PG_{\max} + (1 + \delta L) \cdot LG_{\max}) \cdot L + PG_{\max} \cdot LG_{\max} - 2 \cdot Ae_2 = 0 \quad (4-21)$$

En fonction du paramètre géométrique que l'on souhaite privilégier ( $nc$ ,  $L$  ou  $p$ ), on résout l'équation correspondante. Puis les autres grandeurs géométriques sont calculées. Afin de déterminer la hauteur des bobinages primaire ( $h_1$ ) et secondaire ( $h_2$ ) (4-22), on utilise les surfaces de cuivre nécessaires  $S_{b1}$  et  $S_{b2}$  (4-7). La hauteur du volume disponible pour le

secondaire n'apparaît pas dans ces calculs puisqu'il a été choisi de privilégier une géométrie planar en vue de maximiser le coefficient de couplage. Mais en fin d'algorithme, un contrôle de la hauteur globale du secondaire est effectué pour vérifier que l'on respecte les contraintes géométriques du cahier des charges.

$$h_2 = \frac{Sb_2}{L} \text{ et } h_1 = \frac{Sb_1}{L} \quad (4-22)$$

Pour réaliser le dimensionnement du coupleur, la surface de fer a été calculée à partir de la surface de fer géométrique (4-23). Mais en observant les catalogues constructeurs [FERROXCUBE], on remarque que la surface de fer fournie par les fabricants est différente de la surface de fer géométrique. En effet celles-ci sont calculées à partir de la méthode décrite dans la norme IEC 60205 « Calculation of the effective parameters of magnetic piece parts ».

$$A_e = p \cdot nc \quad (4-23)$$

Les grandeurs caractéristiques des circuits magnétiques sont la section effective ( $A_e$ ), la longueur effective ( $l_e$ ) et le volume effectif ( $V_e$ ). Selon la norme, ces trois grandeurs (4-24) s'expriment en fonction des constantes  $C_1$  et  $C_2$  (4-25).

$$A_e = \frac{C_1}{C_2}, l_e = \frac{C_1^2}{C_2} \text{ et } V_e = l_e \cdot A_e = \frac{C_1^3}{C_2^2} \quad (4-24)$$

$$C_1 = \sum_{i=1}^5 \frac{l_i}{A_i} \text{ et } C_2 = \sum_{i=1}^5 \frac{l_i}{2 \cdot A_i^2} \quad (4-25)$$

$C_1$  et  $C_2$  dépendent des longueurs moyennes des lignes de champs notés  $l_i$  (de  $l_1$  à  $l_5$ ) et des surfaces géométriques moyennes  $A_i$  (de  $A_1$  à  $A_5$ ) représentées sur la Figure 4-7. Les longueurs  $l_1$ ,  $l_2$  et  $l_3$  sont explicites et les longueurs  $l_4$  et  $l_5$  sont égales au parcours moyen des lignes de champs supposé circulaire (4-26).

$$l_4 = \frac{\pi}{8} \cdot (el + ej) \text{ et } l_5 = \frac{\pi}{8} \cdot \left( \frac{nc}{2} + ej \right) \quad (4-26)$$

Il en est de même pour les surfaces.  $A_1$ ,  $A_2$  et  $A_3$  sont explicites et les surfaces  $A_4$  et  $A_5$  sont égales à la moyenne des surfaces qui se coupent (4-27).

$$A_1 = p \cdot el, A_2 = p \cdot ej, A_3 = p \cdot \frac{nc}{2}, A_4 = \frac{A_1 + A_2}{2} \text{ et } A_5 = \frac{A_2 + A_3}{2} \quad (4-27)$$

En approfondissant l'étude de cette norme, il semble possible d'améliorer la géométrie des circuits magnétiques afin d'améliorer le coefficient de couplage pour un volume de ferrite

donné. Cependant cette norme s'applique à des circuits magnétiques fermés. Cette perspective n'a pas été étudiée.

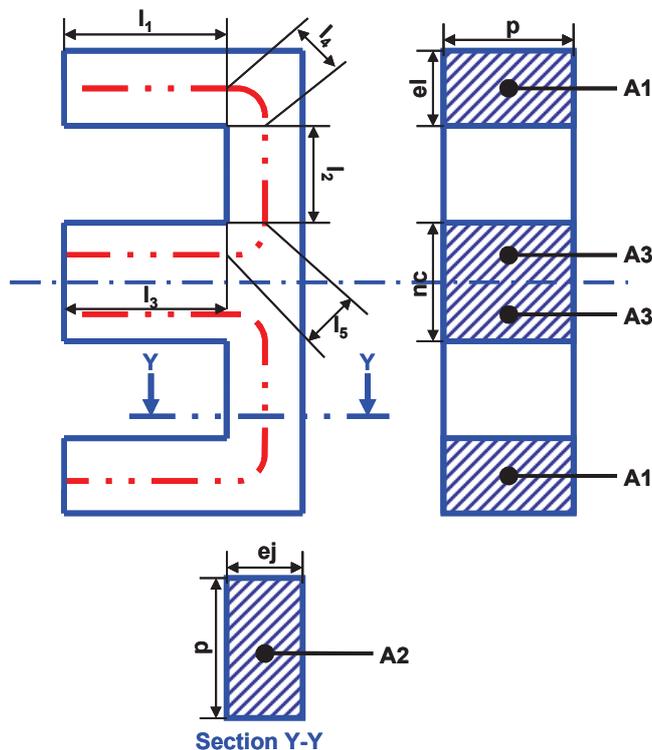


Figure 4-7. Vues d'un circuit magnétique E pour le calcul de la surface de fer  $A_e$  selon la norme IEC 60205

Dans la sous fonction « CalcGeom.m », le dimensionnement est effectué à partir des surfaces de fer géométriques. Puis les calculs des grandeurs caractéristiques des circuits magnétiques sont calculés à partir de la norme IEC 60205. C'est à partir de ces dernières valeurs que sont estimées les inductions maximales primaire et secondaire.

### III.2. « Cartes » d'inductances, balayage des positions

Les valeurs des inductances caractéristiques pour l'ensemble des positions du secondaire par rapport au primaire sont calculées dans la sous fonction « Sch\_eq.m ». Les variables de sortie de ce sous programme sont les matrices d'inductances qui fournissent la valeur de celles-ci pour les différentes valeurs d'entrefer et de précision d'arrêt. La Figure 4-8 montre l'organisation de ces matrices.

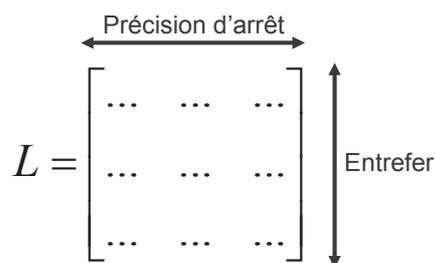


Figure 4-8. "Cartes" d'inductances en fonction de l'entrefer et de la précision d'arrêt.

### III.3. Calcul des valeurs des condensateurs de résonance

#### III.3.1. Introduction – Réglage des fréquences de résonance

La structure d'électronique de puissance à dimensionner est un convertisseur à double fréquence de résonance. Il faut donc régler les deux fréquences de résonance, ce qui correspond à choisir les valeurs des condensateurs de résonance (Chapitre 3). Cependant, le composant magnétique de cette structure a des paramètres inductifs variables à cause de la mobilité du secondaire par rapport au primaire. Le réglage des fréquences ne doit donc pas se faire pour un seul et unique jeu de valeurs des paramètres inductifs mais pour l'ensemble des positions possibles. Afin de limiter les temps de calculs, un nombre limité de positions géométriques est étudié. Il correspond au nombre de discrétisations verticale et longitudinale désiré par l'utilisateur.

#### III.3.2. Convertisseur à fréquence constante et rapport cyclique variable

La Figure 4-9 présente l'algorithme de calcul des valeurs des condensateurs de résonance pour une commande à fréquence constantes et rapport cyclique variable. Les données d'entrée principales sont les matrices correspondant aux grandeurs inductives du modèle inductif du coupleur. Comme cela a été expliqué dans le Chapitre 3, la fréquence de résonance à régler en priorité est celle du primaire. La valeur du condensateur placé au primaire (C1) est calculée de manière à ce que la fréquence de découpage soit toujours supérieure à la fréquence de résonance primaire quelle que soit la position du secondaire par rapport au primaire. Puis les bornes de la valeur du condensateur secondaire (C2) sont calculées à partir des grandeurs inductives et des fréquences de résonance minimale et maximale imposées par l'utilisateur lors de l'initialisation du cahier des charges. Pour la détermination de la valeur du condensateur secondaire, un balayage des valeurs possibles est effectué. Pour chacune de celle-ci et pour chaque position possible du secondaire par rapport au primaire, on calcule le rapport cyclique garantissant la tension de sortie. Les différentes

grandeurs électriques sont stockées en mémoire. Après le balayage complet, on extrait la valeur du condensateur secondaire minimisant le courant à la sortie du pont complet pour l'ensemble des positions possibles.

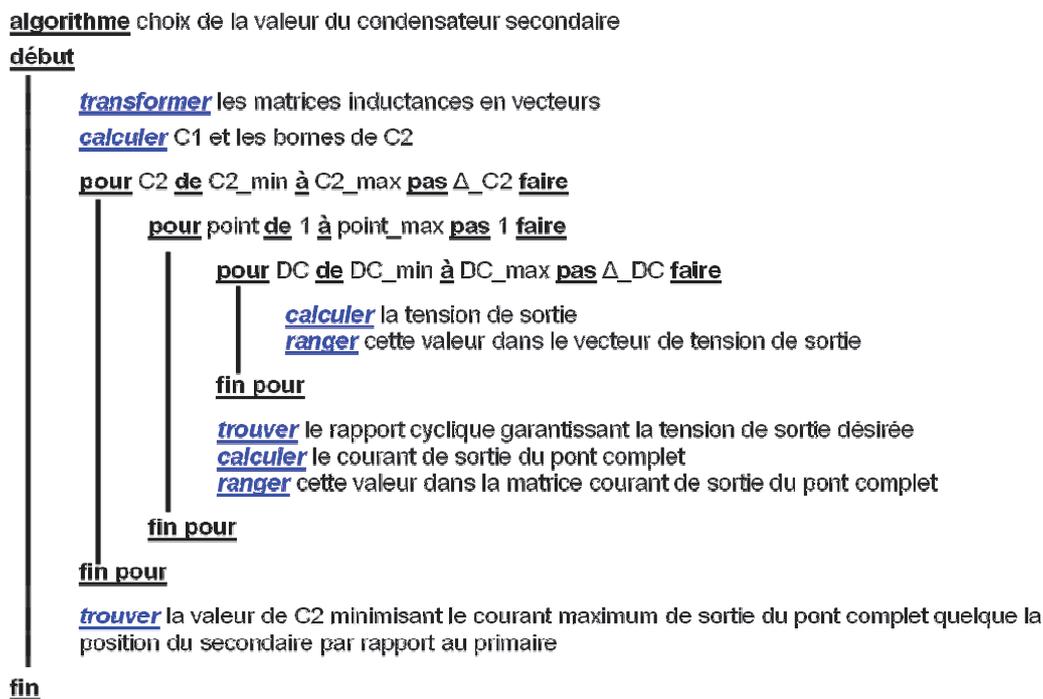


Figure 4-9. Algorithme de calcul des valeurs des condensateurs de résonance pour une commande à fréquence constantes et rapport cyclique variable

### III.3.3. Convertisseur à fréquence variable et rapport cyclique constant

L'algorithme de calcul pour les valeurs des condensateurs primaire et secondaire pour une commande à fréquence variable et rapport cyclique constant est le même que précédemment. Cependant le balayage pour asservir la tension de sortie ne se fait pas sur le rapport cyclique mais sur la fréquence de découpage. Un problème supplémentaire apparaît puisque lorsqu'un convertisseur à résonance est alimenté à fréquence variable, deux fréquences permettent généralement de garantir la tension de sortie désirée : une fréquence basse ( $f_{sw\_1}$ ) et une fréquence haute ( $f_{sw\_2}$ ) (Figure 4-10). La fréquence haute permet de limiter les pertes par commutation [FAIRCHILD-07] et permet un meilleur fonctionnement du convertisseur (fréquence de découpage supérieure à la fréquence de résonance primaire). En pratique, le réglage de la fréquence se fait par réglage de phase entre la tension et le courant de sortie du pont complet.

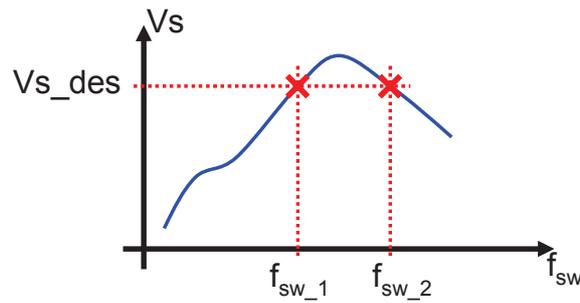


Figure 4-10. Évolution de la tension de sortie en fonction de la fréquence de découpage

### III.4. Points clés de l'initialisation

L'initialisation des données d'entrée de l'outil d'aide au dimensionnement est une phase importante. Certaines valeurs sont évidentes à renseigner, comme le cahier des charges et les choix arbitraires de conception (densité de courant et induction maximales),... Mais d'autres valeurs sont plus critiques car elles peuvent engendrer des temps de calculs longs, voire un message d'échec du dimensionnement qui est en fait dû à une mauvaise initialisation.

Comme cela a été présenté, une estimation des coefficients de couplage et de l'inductance mutuelle est nécessaire. Par exemple, si le nombre de spires désiré est important et que l'inductance mutuelle est faible, synonyme de courant important, le logiciel ne trouvera pas de solution à ce cahier des charges car la section de cuivre nécessaire sera trop importante, tout comme le nombre de spires. Alors le message d'erreur « volume disponible insuffisant » apparaîtra à l'écran. Pour pallier ce problème, il faudrait créer une boucle supplémentaire dans l'outil d'aide au dimensionnement qui permettrait d'ajuster automatiquement le nombre de spire et les paramètres initiaux du coupleur. Pour l'instant, ce travail est laissé à l'utilisateur.

De même, les valeurs extrêmes des condensateurs de résonance ainsi que leur pas de calculs doivent être ajustés en fonction des ordres de grandeurs des inductances. Dans le cas contraire, une solution sera trouvée mais le temps de calcul sera très important et la solution trouvée ne gagnera pas en précision.

### III.5. Second outil d'aide au dimensionnement

A partir de l'outil d'aide au dimensionnement présenté précédemment, un second programme a été développé. Celui-ci permet de réaliser un nouveau réglage des fréquences de résonance du convertisseur à partir des dimensions géométriques du coupleur et du cahier des charges correspondants. Pour cette seconde version, les fonctions utilisées sont celles correspondant au calcul du schéma électrique équivalent (« Sch\_eq ») et du réglage des fréquences de résonance (« CVS »).

Le premier outil d'aide au dimensionnement permet de faire un pré dimensionnement théorique. Cependant certaines contraintes technologiques, comme les dimensions des ferrites ou des conducteurs disponibles dans le commerce, ne sont pas prise en compte. Par conséquent, certaines dimensions géométriques du coupleur peuvent être modifiées afin de faciliter la réalisation du composant. Ce programme permet de vérifier que les modifications géométriques liées aux contraintes technologiques permettent de toujours respecter le cahier des charges initial. De plus, à partir de ce second programme, un réglage plus précis des valeurs des condensateurs de résonance peut être réalisé grâce à un temps de calcul beaucoup plus faible (pas de présence de boucle itérative).

La Figure 4-11 présente l'interface d'entrée de ce second outil d'aide au dimensionnement. On retrouve les familles du « Cahier des charges » et du « Convertisseur » du premier outil. Celles-ci sont complétées des familles « Dimensions du coupleur » et « Enroulements, blindage et ferrite » regroupant les caractéristiques géométriques et physiques du coupleur (circuits magnétiques et bobinages).

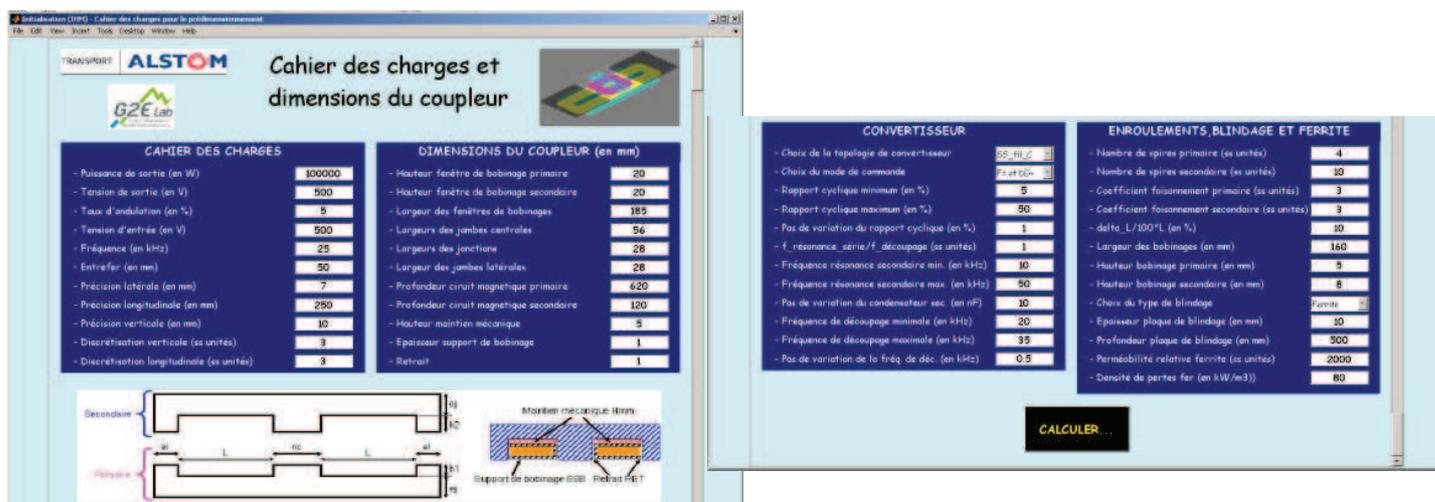


Figure 4-11. Interface d'entrée du second outil d'aide au dimensionnement

### III.6. Conclusion sur l'outil d'aide au dimensionnement

L'outil d'aide au dimensionnement développé permet de trouver des solutions qui sont des optimums locaux grâce aux critères géométriques imposés par les algorithmes des sous fonctions. Ceux-ci sont issus du modèle magnétique. Le critère principal étant la maximisation de la largeur de la fenêtre de bobinage afin de minimiser les inductances de fuites.

Pour trouver la solution optimale il faudrait implémenter les modèles des convertisseurs et du coupleur dans un logiciel comme CADES<sup>®</sup> [CADES], [DELINCHANT-

03], [DELINCHANT-04] qui est dédié à l'optimisation. Les paramètres d'entrée, pour un cahier des charges donné, seraient les nombres de spires et les contraintes sur le volume disponible au secondaire, en particulier sur la surface au sol. Plusieurs fonctions objectifs sont possibles, comme la maximisation du coefficient de couplage, ou encore la minimisation du volume ou du poids embarqué.

## IV. CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR LE CONVERTISSEUR

### IV.1. Cahier des charges pour le dimensionnement

A partir de cet outil d'aide au dimensionnement, il est maintenant possible de réaliser rapidement et avec une bonne précision des pré dimensionnements afin de choisir ou valider des choix de conceptions. Pour cela, un cahier des charges correspondant au système à puissance réelle (1,6 MW) a été défini. Le Tableau 4-1 présente les principales spécifications du cahier des charges. Celles-ci sont les mêmes pour l'ensemble des dimensionnements réalisés par la suite.

Désignations	Valeur
Puissance	1,6 MW
Fréquence de découpage	25 kHz
Tension d'entrée	750 VDC
Tension de sortie	750 VDC
Surface au sol du secondaire	1 m <sup>2</sup> (1m*1m)
Entrefer nominal	100 mm
Variation d'entrefer	+/- 10 mm
Précision longitudinale – Précision d'arrêt	+/- 500 mm
Induction maximale	200 mT
Densité de courant	5 A/mm <sup>2</sup>

Tableau 4-1. Cahier des charges du système à échelle 1

Le choix du type de blindage a été réalisé précédemment. Il s'agit d'un blindage en ferrite (Chapitre 2). A ce stade de l'étude, l'objectif est de réaliser le choix du mode de commande ainsi que le choix de la topologie de convertisseur. Les deux possibilités pour les modes de commandes des interrupteurs sont :

- fréquence constante et rapport cyclique variable ( $f = \text{cte}$  et  $DC \sim$ ),
- fréquence variable et rapport cyclique constant ( $f \sim$  et  $DC = \text{cte}$ ).

Le choix se porte en priorité sur la première solution puisque comme la fréquence de découpage est fixe, il sera plus facile de filtrer. La seconde solution sera utilisée s'il n'est pas possible de faire transiter la puissance désirée pour l'ensemble des positions désirées. En ce qui concerne le choix du convertisseur, la solution à résonance Série – Parallèle à filtrage LC

(CVS\_SP\_fil\_LC) a été abandonnée puisqu'elle nécessite un composant de filtrage en plus. Les trois possibilités étudiées sont les suivantes :

- Convertisseur à résonance Série – Parallèle à filtrage capacitif
  - Cas A :  $N1 = 1$  et  $N2 = 1$
- Convertisseur à résonance Série – Série à filtrage capacitif
  - Cas B :  $N1 = 1$  et  $N2 = 1$
  - Cas C :  $N1 = 1$  et  $N2 = 2$

Le nombre de spires proposé a été choisi de manière à toujours atteindre la tension de sortie désirée pour l'ensemble des positions désirées. En effet pour le convertisseur à résonance Série - Parallèle à filtrage capacitif (CVS\_SP\_fil\_C) et un nombre de spires primaire égal à 1 et un nombre de spires secondaire égal à 2, cette condition n'est pas respectée. Il en est de même pour le convertisseur à résonance Série - Série à filtrage capacitif (CVS\_SS\_fil\_C) et un nombre de spires primaire égal à 1 et un nombre de spires secondaire égal à 3.

Le nombre de spires primaire a été choisi égal à 1 afin de maximiser les surfaces de fer pour avoir le meilleur coefficient de couplage possible. De plus, des tests ont été réalisés avec un nombre de spire primaire égal à 2 et la puissance réactive à fournir est beaucoup plus élevée et il est plus difficile de faire transiter la puissance désirée.

#### IV.2. Comparaison des solutions et choix

Le mode de commande (( $f = \text{cte}$  et  $DC \sim$ ) et ( $f \sim$  et  $DC = \text{cte}$ )) n'a pas de conséquences sur le dimensionnement pour une topologie de convertisseur donnée. Les dimensions géométriques du coupleur restent les mêmes.

Pour un mode de commande à fréquence constante et rapport cyclique variable ( $f = \text{cte}$  et  $DC \sim$ ), les variations de rapport cyclique sont plus importantes pour le convertisseur à résonance Série – Série (CVS\_SS\_fil\_C) que le convertisseur à résonance Série – Parallèle (CVS\_SP\_fil\_C).

Pour un mode de commande à fréquence variable et rapport cyclique constant ( $f \sim$  et  $DC = \text{cte}$ ), les variations de la fréquence de découpage sont plus grandes pour le convertisseur à résonance Série – Parallèle (CVS\_SP\_fil\_C) que le convertisseur à résonance Série – Série (CVS\_SS\_fil\_C). De plus, la puissance apparente à fournir est plus élevée pour ce mode de commande.

Les surfaces de fer secondaire ( $Ae_2$ ) sont très proches pour les deux convertisseurs. L'induction primaire est plus importante pour le convertisseur à résonance Série – Série

(CVS\_SS\_fil\_C) que le convertisseur à résonance parallèle (CVS\_SP\_fil\_C). Il y a donc une meilleure utilisation de la surface de fer primaire. Cela est dû à la méthode de compensation qui est différente. Le Tableau 4-2 présente l'ensemble des puissances apparentes au niveau des condensateurs de résonance et des bobinages primaire et secondaire pour les trois cas d'étude (A, B et C) avec un mode de commande à fréquence constante et rapport cyclique variable ( $f = \text{cte}$  et  $DC \sim$ ). Les deux valeurs correspondent aux puissances apparentes minimales et maximales obtenues pour l'ensemble des positions possibles du secondaire par rapport au primaire (dû à la modification des fréquences de résonance primaire et secondaire). Le convertisseur à résonance Série – Série (CVS\_SS\_fil\_C) est intéressant puisque le courant secondaire est égal au courant de la charge mais avec des nombres de spires primaire et secondaire égaux à 1, la puissance apparente primaire est très grande et handicape fortement cette solution. Mais en imposant un nombre de spire primaire égal à 1 et un nombre de spire secondaire égal à 2, on retrouve des puissances apparentes du même ordre de grandeurs que pour le convertisseur à résonance Série – Parallèle (CVS\_SP\_fil\_C).

	Cas A	Cas B	Cas C
Condensateur primaire	3/4 MVAR	12/15 MVAR	4/6 MVAR
Condensateur secondaire	2/3 MVAR	1/2 MVAR	3/3,5 MVAR
Bobinage primaire	3/4 MVAR	9/16 MVAR	4/6 MVAR
Bobinage secondaire	3/4 MVAR	1/2 MVAR	3/3,5 MVAR

**Tableau 4-2. Comparatif des puissances apparentes pour les condensateurs de résonance et les bobinages primaire et secondaire**

En conclusion, les solutions retenues sont une commande à fréquence constante et à rapport cyclique variable ( $f = \text{cte}$  et  $DC \sim$ ) et la topologie de convertisseur est à résonance Série – Série à filtrage capacitif (CVS\_SS\_fil\_C). Les critères de choix ont été la facilité de filtrage et un courant secondaire plus faible. Le dimensionnement retenu est celui de l'Annexe 3.

## V. VALIDATION DU PRE DIMENSIONNEMENT

### V.1. Introduction

Après avoir réalisé la conception du système à partir de l'outil d'aide au dimensionnement, il existe deux méthodes de validation des résultats. Il s'agit de la validation théorique par simulation numérique et de la validation pratique par la réalisation d'un prototype. Dans ce chapitre, on s'intéresse uniquement à la validation théorique. La validation par l'expérimentation sera abordée dans le sixième chapitre.

Le pré dimensionnement a nécessité l'utilisation de deux modèles analytiques qui sont celui du comportement inductif du coupleur (Chapitre 2) et celui du convertisseur (Chapitre 3). Chaque modèle a été validé séparément par comparaison avec des outils de calculs numériques : FLUX<sup>®</sup> pour le modèle magnétique et PSIM<sup>®</sup> pour le modèle de convertisseur. Puis en effectuant un couplage entre le système physique et le modèle au premier harmonique du convertisseur dans le logiciel de simulation FLUX<sup>®</sup>, il a été possible de valider globalement le dimensionnement en condition de fonctionnement nominal.

## V.2. Validation du pré dimensionnement

### V.2.1. Validation des grandeurs inductives

Le Tableau 4-3 et le Tableau 4-4 correspondent respectivement aux paramètres du modèle à inductances couplées et aux paramètres du modèle à deux inductances pour la position nominale. En observant les écarts relatifs (en valeur absolue), on remarque que la précision obtenue est de l'ordre de 30 % et que celle-ci dépend du modèle considéré.

	FLUX <sup>®</sup>	Modèle	Ecart relatif
Inductance propre primaire : L1	3,23 $\mu$ H	2,81 $\mu$ H	13,0 %
Inductance propre secondaire : L2	4,67 $\mu$ H	3,53 $\mu$ H	24,4 %
Inductance mutuelle : M	1,75 $\mu$ H	1,31 $\mu$ H	25,1 %

**Tableau 4-3. Comparaison des grandeurs inductives (inductances couplées) entre les résultats de simulation FLUX<sup>®</sup> et le modèle analytique pour le système 1,6 MW**

	FLUX <sup>®</sup>	Modèle	Ecart relatif
Inductance de fuite : Lf	2,57 $\mu$ H	2,33 $\mu$ H	9,3 %
Inductance magnétisante : Lm	0,66 $\mu$ H	0,48 $\mu$ H	27,3 %
Rapport de transformation : m	2,67	2,69	0,7 %

**Tableau 4-4. Comparaison des grandeurs inductives (schéma équivalent à 2 inductances) entre les résultats de simulation FLUX<sup>®</sup> et le modèle analytique pour le système 1,6 MW**

Pour ce cas d'étude, la précision du modèle obtenue n'est pas convaincante mais il faut maintenant s'intéresser à l'impact de ces écarts sur les grandeurs électriques.

### V.2.2. Validation des grandeurs électriques

La validation des grandeurs électriques se fait par simulation électrique temporelle via le logiciel PSIM<sup>®</sup>. Les valeurs des condensateurs de résonance sont prises égales aux valeurs fournies par l'outil d'aide au dimensionnement, soit 15  $\mu$ F pour le condensateur primaire et 12  $\mu$ F pour le condensateur secondaire. Pour la première simulation (PSIM<sup>®</sup>-1), les valeurs du modèle inductif du coupleur sont celles obtenues à partir de l'outil d'aide au

dimensionnement (modèle analytique). Pour la deuxième simulation (PSIM<sup>®</sup>-2), les valeurs du modèle inductif du coupleur sont celles obtenues à partir des simulations FLUX<sup>®</sup>.

Le Tableau 4-5 présente les valeurs efficaces des tensions et des courants pour les bobinages primaire et secondaire en fonction des deux types de simulations PSIM<sup>®</sup> et des valeurs fournies par l'outil d'aide au dimensionnement (modèle analytique du convertisseur), pour la position nominale calculée à partir des grandeurs inductives issues du modèle analytique. Dans ce tableau, les écarts 1 et 2 correspondent respectivement aux simulations PSIM<sup>®</sup>-1 et PSIM<sup>®</sup>-2. L'écart 1 est toujours inférieur à 4 %, ce qui montre que la précision du modèle analytique du convertisseur au premier harmonique est très bonne. L'écart 2 est inférieur à 3 % sauf pour la tension primaire où il est d'environ 12 %. Cela n'est pas « trop pénalisant » pour la pertinence du dimensionnement puisque avec la construction géométrique retenue, la surface de fer primaire est surdimensionnée. Par conséquent, on peut supposer que l'induction primaire maximale restera inférieure à l'induction maximale désirée.

	PSIM <sup>®</sup> -1	PSIM <sup>®</sup> -2	Modèle	Ecart 1	Ecart 2
Tension primaire efficace	1467 V <sub>rms</sub>	1326 V <sub>rms</sub>	1484 V <sub>rms</sub>	1,2 %	11,9 %
Courant primaire efficace	3408 A <sub>rms</sub>	3277 A <sub>rms</sub>	3280 A <sub>rms</sub>	3,8 %	0,1 %
Tension secondaire efficace	1372 V <sub>rms</sub>	1380 V <sub>rms</sub>	1388 V <sub>rms</sub>	1,2 %	0,6 %
Courant secondaire efficace	2439 A <sub>rms</sub>	2405 A <sub>rms</sub>	2344 A <sub>rms</sub>	3,9 %	2,5 %

**Tableau 4-5. Comparaison des grandeurs électriques entre les résultats de simulation PSIM<sup>®</sup> et le modèle analytique (du convertisseur) pour le système 1,6 MW**

### V.2.3. Validation globale

La validation globale consiste à utiliser uniquement le logiciel de simulations électromagnétiques en couplant le système physique à son environnement, c'est-à-dire à la structure d'électronique de puissance. Afin limiter les temps de calcul, l'approche au premier harmonique a été utilisée afin de pouvoir réaliser des simulations fréquentielles et non temporelles (très gourmandes en temps de calcul). Les grandeurs inductives permettent une vision locale de la précision de la solution. Seulement, elles correspondent à une modélisation du composant magnétique. En pratique, les grandeurs facilement mesurables sont les tensions aux bornes des bobinages ainsi que le courant les traversant. De plus la tension et le courant vont respectivement imposer les inductions et les densités de courant primaire et secondaire. Toutes ces grandeurs peuvent facilement être calculées et observées à partir de ces simulations.

La Figure 4-12 représente l'induction dans deux plans de coupe pour le coupleur 1,6 MW associé au modèle électrique au premier harmonique du convertisseur. L'induction

maximale dans le circuit magnétique secondaire est d'environ 170 mT, ce qui est légèrement inférieur à l'induction maximale désirée (200 mT). Cela se justifie par le fait que la position nominale n'est pas la plus contraignante pour l'induction maximale. En effet celle-ci est obtenue lorsque le secondaire est au centre du primaire et que l'entrefer est minimal.

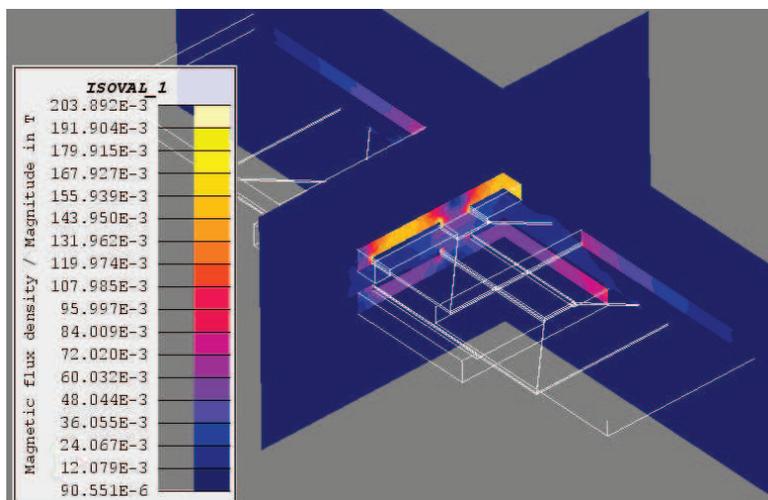


Figure 4-12. Induction (en T) du coupleur 1,6 MW avec le modèle électrique au premier harmonique

Le Tableau 4-6 présente une comparaison des grandeurs électriques (tensions et courants) au niveau des bobinages primaire et secondaire entre les résultats issus de la simulation FLUX<sup>®</sup> et ceux provenant de l'outil d'aide au dimensionnement. Les écarts relatifs (en valeur absolue) sont faibles (inférieur à 8 %) sauf pour la tension primaire. Comme précédemment, cela n'est pas « trop pénalisant » pour la pertinence du dimensionnement puisque avec la construction géométrique retenue, la surface de fer primaire est surdimensionnée.

	FLUX <sup>®</sup>	Modèle	Ecart relatif
Tension primaire efficace : V1	1285 V <sub>rms</sub>	1484 V <sub>rms</sub>	15,5 %
Courant primaire efficace : I1	3057 A <sub>rms</sub>	3280 A <sub>rms</sub>	7,3 %
Tension secondaire efficace : V2	1441 V <sub>rms</sub>	1388 V <sub>rms</sub>	3,7 %
Courant secondaire efficace : I2	2395 A <sub>rms</sub>	2344 A <sub>rms</sub>	2,1 %

Tableau 4-6. Comparaison des grandeurs électriques entre les résultats de simulation FLUX<sup>®</sup> et le modèle analytique pour le système 1,6 MW

## VI. CONCLUSION

Ce chapitre présente l'outil d'aide au dimensionnement. Celui-ci s'appuie sur les modèles analytiques développés dans les Chapitres 2 et 3 et sur la méthodologie de dimensionnement des transformateurs hautes fréquences.

A partir de cet outil, il a été possible de réaliser des choix de conception technologique, principalement au niveau du convertisseur d'électronique de puissance.

L'étape de validation montre l'intérêt et la pertinence de cet outil malgré la précision modeste du modèle magnétique. La précision des modèles des convertisseurs au premier harmonique est suffisante pour cette phase de pré dimensionnement.



***CHAPITRE 5. Étude des pertes et étude thermique***

## SOMMAIRE

I. Étude des pertes .....	155
I.1. Introduction et mécanismes de pertes .....	155
I.2. Puissance électromagnétique .....	156
I.3. Calcul des pertes – propriétés complexes .....	158
II. Modélisation des pertes dans les bobinages .....	158
II.1. Propriétés magnétiques équivalentes .....	158
II.1.1. Calcul des perméabilités complexes d'un conducteur rond isolé .....	160
II.1.2. Calcul des perméabilités complexes d'un fil de Litz .....	161
II.1.3. Application numérique .....	162
II.1.4. Application de la perméabilité complexe à notre cas d'étude .....	163
III. Répartition de la densité de courant dans les conducteurs en parallèle .....	164
III.1. Solutions passives et actives .....	164
III.2. Agencement des conducteurs en parallèle .....	168
IV. Modélisation des pertes dans les matériaux magnétiques .....	170
V. Modélisation des pertes dans les matériaux conducteurs et non magnétiques .....	173
VI. Étude thermique .....	174
VI.1. Description physique du problème sous Flotherm <sup>®</sup> .....	174
VI.2. Propriétés thermiques des matériaux utilisés .....	175
VI.2.1. Circuits magnétiques – Ferrite 3C90 .....	175
VI.2.2. Bobinages – Fil de Litz .....	175
VI.2.3. Support du coupleur – Béton .....	176
VI.3. Étude en régime transitoire : Modèle exact et modèle moyen .....	176
VII. Prototype à échelle 1 .....	178
VII.1. Etude des pertes .....	178
VII.2. Etude thermique .....	178
VII.3. Etude des forces d'attraction .....	180
VIII. Conclusion .....	180

## Résumé

*A la fin de l'étape de pré dimensionnement les caractéristiques géométriques des noyaux magnétiques et des bobinages sont connues. Afin d'assurer le bon fonctionnement du composant magnétique, il est nécessaire de s'intéresser à son comportement thermique. Ce chapitre présente les différents mécanismes de pertes dans les éléments composant le coupleur. Les problèmes et les solutions liés à la modélisation des pertes dans les composants magnétiques hautes fréquences sont décrites. Des simulations éléments finis 3D sont réalisées afin d'estimer ces pertes et par conséquent le rendement. Une fois les pertes connues, on s'intéresse à l'étude thermique du coupleur. Celle-ci est réalisée avec le logiciel Flotherm<sup>®</sup>. La modélisation du système, le calcul des propriétés thermiques équivalentes et la spécification des pertes sont présentés.*

## I. ÉTUDE DES PERTES

### I.1. Introduction et mécanismes de pertes

Dans ce chapitre, les dimensions géométriques des circuits magnétiques et des bobinages sont supposées connues. On cherche à déterminer les pertes dans les différents éléments du composant magnétique. Celui-ci est essentiellement composé de deux circuits magnétiques, de deux bobinages et des plaques de blindage. Les autres éléments appartenant au coupleur sont des éléments annexes permettant la tenue mécanique ou la fixation. Ces éléments ne doivent pas perturber le comportement du coupleur. Par conséquent, on suppose qu'ils ne génèrent pas de pertes supplémentaires.

Les pertes dans les bobinages peuvent se diviser en deux catégories : les pertes propres et les pertes par proximité [PODOLTSEV-03], [MARGUERON-06]. Les premières correspondent aux pertes statiques (résistance équivalente du conducteur à fréquence nulle) et aux pertes dynamiques liées à l'effet de peau. Les pertes par proximité apparaissent lorsqu'un conducteur est soumis à un champ magnétique extérieur. Il se crée alors des courants de Foucault qui engendrent des pertes joules supplémentaires. Le champ extérieur peut aussi bien provenir des conducteurs proches que du système électromagnétique (transformateur, inductance,...). Des méthodes de calculs analytiques ont été développées [DOWELL-66], [FERREIRA-94], [KERIM-08], [LAI-DAC-09], [LAI-DAC-10], [SCHELLMANS-00], mais celles-ci se limitent à une approche 2D avec des hypothèses qui ne sont pas applicables à notre cas d'étude à cause de la présence d'un entrefer important. Par conséquent, l'étude de ces pertes dynamiques est réalisée grâce à des simulations éléments finis exécutées avec le logiciel FLUX<sup>®</sup>. Il s'agit du même logiciel qui a permis de calculer les paramètres inductifs du coupleur dans les Chapitres 1 et 2 et de valider le dimensionnement dans le Chapitre 4. Par conséquent, la géométrie du coupleur est déjà implémentée dans le logiciel et le calcul des pertes sera facilité.

Les pertes dans les éléments en ferrite se divisent en deux catégories : les pertes par courants de Foucault et les pertes par hystérésis. Un noyau magnétique en ferrite est composé de microbilles élémentaires isolées entre elles et frittées pour obtenir la forme désirée. Cela permet d'empêcher la circulation de courants de Foucault globaux et de réduire de manière très significatives les pertes associées à ce phénomène. Cependant, des courants de Foucault circulent dans les microbilles et engendrent des pertes. Des formules analytiques permettent de déterminer les pertes dans un matériau magnétique [LAI-DAC-10], mais celles-ci supposent une induction uniforme sur l'ensemble du matériau magnétique. Dans notre cas,

cette hypothèse est trop restrictive. Par conséquent, comme pour les bobinages, et pour avoir une meilleure précision, l'étude se fera par simulation numérique.

Lorsque les plaques de blindage sont en aluminium, les pertes sont dues aux courants de Foucault qui se développent dans l'épaisseur de peau. Il s'agit, comme pour les conducteurs, du phénomène de pertes par proximité. Celles-ci seront aussi déterminées par simulation numérique.

## I.2. Puissance électromagnétique

Pour déterminer les pertes, il faut calculer la puissance électromagnétique  $S_{\Pi}$  (5-1) [FOURNET-93], [NEY-04]. Celle-ci peut être déduite à partir de l'intégrale du vecteur de Poynting (5-2) sur la surface considérée où  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  représentent respectivement le champ électrique et le champ magnétique. Les vecteurs  $\vec{n}_e$  et  $\vec{n}_s$  désignent l'orientation de la surface  $S$  d'intégration et correspondent respectivement aux normales unitaires entrante et sortante.

$$S_{\Pi} = \iint_S \vec{\Pi} \cdot \vec{n}_e \cdot dS = -\iint_S \vec{\Pi} \cdot \vec{n}_s \cdot dS \quad (5-1)$$

$$\vec{\Pi} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (5-2)$$

A partir du théorème de Green – Ostrogradski (5-3) il est possible d'écrire la puissance électromagnétique sous la forme d'une intégrale sur le volume  $V$  (5-4). En développant la divergence et en considérant les champs électriques et magnétiques uniformes, la densité de puissance électromagnétique volumique  $s_{\pi}$  est égale à l'expression (5-5).

$$\iint_S \vec{\Pi} \cdot \vec{n}_s \cdot dS = \iiint_V \text{div}(\vec{\Pi}) \cdot dV \quad (5-3)$$

$$S_{\Pi} = -\iiint_V \text{div}(\vec{E} \wedge \vec{H}) \cdot dV \quad (5-4)$$

$$s_{\pi} = \frac{S_{\Pi}}{V} = -\left(\vec{H} \cdot \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) - \vec{E} \cdot \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H})\right) \quad (5-5)$$

A partir des équations de Maxwell, la densité de puissance volumique peut s'écrire sous la forme (5-6) où  $\vec{B}$ ,  $\vec{J}$  et  $\vec{D}$  représentent respectivement l'induction, la densité de courant et le déplacement électrique. Le terme central correspond aux pertes par effet joule. Le premier et le troisième terme de cette expression correspondent respectivement à la densité de puissance volumique stockée sous forme électromagnétique et aux pertes supplémentaires.

$$s_{\pi} = \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{E} \cdot \vec{J} + \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (5-6)$$

En supposant l'ensemble des grandeurs électromagnétiques sinusoïdales (approche au premier harmonique), l'équation précédente peut s'écrire sous la forme de (5-7).

$$s_{\pi} = j \cdot \omega \cdot \vec{H} \cdot \vec{B} + \vec{E} \cdot \vec{J} + j \cdot \omega \cdot \vec{E} \cdot \vec{D} \quad (5-7)$$

Pour cette étude, on se place dans l'Approximation en Régime Quasi Stationnaire (ARQS). Cela revient à supposer que le temps de propagation  $\tau$  du signal électromagnétique est négligeable devant sa période  $T$  ( $\tau \ll T$ ). Cela est équivalent à négliger les dimensions du système ( $L$ ) devant la longueur d'onde ( $\lambda$ ) du signal ( $L \ll \lambda$ ). La longueur d'onde se calcule à partir de l'expression (5-8). Les valeurs sont données pour le fil de Litz (assimilé à du cuivre) et la ferrite 3C90 pour une fréquence de 25 kHz.

$$\lambda = \frac{1}{f \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0}} \Rightarrow \lambda_{Litz} = 12 \text{ km} \text{ et } \lambda_{3C90} = 560 \text{ mm} \quad (5-8)$$

Cette hypothèse est valable pour les conducteurs puisque la longueur d'onde est de 12 km et les dimensions maximales des bobinages sont de l'ordre de quelques mètres. Cependant, cette approximation est discutable pour la ferrite puisque le parcours moyen des lignes de champs et la longueur d'onde dans ce matériau sont du même ordre de grandeur. Malgré cela, on suppose que l'ARQS est applicable à l'ensemble des matériaux utilisés. Cette approximation devra être vérifiée (pour le matériau magnétique uniquement), en utilisant par exemple un solveur par éléments finis prenant en compte les équations de Maxwell complètes. En se plaçant dans l'ARQS, le déplacement électrique  $D$  peut être négligé et la densité de puissance volumique devient égale à (5-9).

$$s_{\pi} = \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{E} \cdot \vec{J} \quad (5-9)$$

Les propriétés électromagnétiques du matériau sont notées  $\sigma$  et  $\mu$ . Elles correspondent respectivement à sa conductivité et sa perméabilité.

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (5-10)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (5-11)$$

A partir des équations de bases de l'électromagnétisme (5-10), (5-11) et de (5-7), la densité de puissance volumique complexe efficace s'exprime sous la forme de l'équation (5-12). Les grandeurs électromagnétiques  $H_m$  et  $E_m$  correspondent aux amplitudes maximales complexes et leurs conjugués sont notés  $\overline{H_m}$  et  $\overline{E_m}$ .

$$s_{\pi} = \frac{1}{2} \cdot (j \cdot \omega \cdot \mu \cdot H_m \cdot \overline{H_m} + \sigma \cdot E_m \cdot \overline{E_m}) \quad (5-12)$$

### I.3. Calcul des pertes – propriétés complexes

Cette étude au premier harmonique ne permet pas la prise en compte des phénomènes non linéaires qui généreraient des pertes supplémentaires. Par conséquent cette étude suppose que les propriétés des matériaux utilisés sont linéaires. Les pertes liées aux phénomènes électromagnétiques peuvent être facilement modélisées grâce à la notation complexe de leurs propriétés [NEY-04] [MEUNIER-10]. On parle alors de perméabilité complexe (5-13) et de conductivité complexe (5-14). Les grandeurs  $\mu'$ ,  $\mu''$ ,  $\sigma'$  et  $\sigma''$  sont définies positives.

$$\mu^* = \mu' - j \cdot \mu'' \quad (5-13)$$

$$\sigma^* = \sigma' - j \cdot \sigma'' \quad (5-14)$$

A partir de ces propriétés complexes équivalentes, nous allons voir qu'il est possible de déterminer les pertes dans les bobinages et les circuits magnétiques.

## II. MODELISATION DES PERTES DANS LES BOBINAGES

### II.1. Propriétés magnétiques équivalentes

Les bobinages primaire et secondaire sont composés de conducteurs élémentaires mis en parallèle afin de limiter les pertes par effets joules liées à l'effet de peau. La solution technologique retenue est l'utilisation de fils de Litz. La représentation de ces conducteurs en 3D est difficile puisque un fil est composé de milliers de brins élémentaires tressés et mis en parallèle. Le diamètre de ces brins élémentaires est du même ordre de grandeur que l'épaisseur de peau ce qui rend la création de la géométrie des bobinages en 3D quasiment impossible. De plus, pour garantir une bonne précision des résultats, il est nécessaire lors de la phase de maillage de disposer d'au moins deux éléments dans l'épaisseur de peau. Cela a pour conséquence d'imposer un nombre d'éléments très grand qui nécessiterait des moyens de calculs et un temps de calcul trop importants. Par conséquent, pour calculer ces pertes dynamiques, nous allons utiliser la méthode d'homogénéisation [GYSELINCK-05], [GYSELINCK-07], [MEUNIER-08], [MEUNIER-10], [PHUNG-06b], [MATAGNE-95]. Celle-ci consiste à représenter le conducteur de manière macroscopique et non microscopique. La Figure 5-1 illustre l'équivalence entre la représentation microscopique et la représentation macroscopique. En effet, un matériau hétérogène composé de matériaux 1 ( $\mu_1, \sigma_1$ ) et 2 ( $\mu_2, \sigma_2$ )

conducteurs et magnétiques peut être modélisé par un seul et même matériau homogène de perméabilité ( $\mu^*$ ) et de conductivité ( $\sigma^*$ ) équivalentes. Pour le fil de Litz, les matériaux 1 et 2 correspondent respectivement au cuivre et à l'isolant. La partie imaginaire de la perméabilité équivalente ( $\mu^*$ ) correspond aux pertes par effet de proximité et la partie réelle de la conductivité équivalente ( $\sigma^*$ ) correspond aux pertes propres [MEUNIER-10].

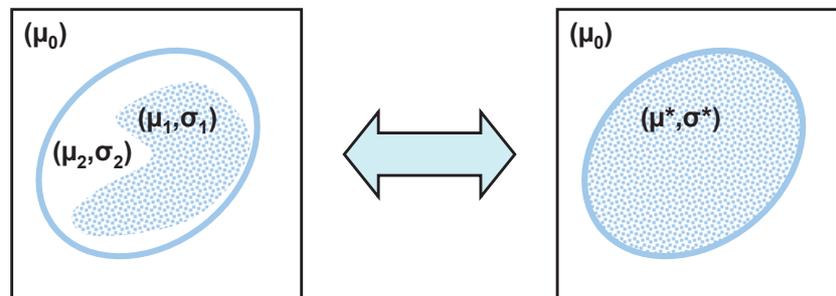


Figure 5-1. Équivalence entre la représentation microscopique (à gauche) et la représentation macroscopique (à droite)

Le principe de la méthode d'homogénéisation consiste à égaliser les puissances électromagnétiques (actives et réactives) entre le matériau initial (approche microscopique) et le matériau équivalent (approche macroscopique). Pour déterminer les propriétés électromagnétiques complexes équivalentes, deux étapes sont nécessaires. En n'alimentant pas les conducteurs et en imposant un champ magnétique extérieur sinusoïdal et uniforme [MATAGNE-93], [JOAN-04], [TUAN-06], on détermine la perméabilité complexe équivalente. Le calcul de la conductivité complexe équivalente consiste à équilibrer le même bilan de puissance en imposant un courant sinusoïdal au conducteur sous un champ magnétique extérieur nul [MEUNIER-10].

Dans les composants magnétiques hautes fréquences, les pertes par effet de proximité sont généralement très supérieures aux pertes propres [MEUNIER-10]. En effet, en utilisant des conducteurs de types fil de Litz, il est possible de réduire de manière très significative les pertes liées à l'effet de peau qui sont modélisées par la conductivité complexe. Par conséquent, on suppose que cette conductivité ( $\sigma^*$ ) est égale à 0. La résistance statique du conducteur est prise en compte en insérant une résistance en série avec les bobinages dans la représentation électrique du système. Pour un matériau de perméabilité complexe, seul le premier terme de l'expression (5-9) n'est pas nul. On en déduit l'expression (5-15) de la densité de puissance pour un matériau de perméabilité complexe.

$$s_{\pi(\mu^*)} = \frac{1}{2} \cdot j \cdot \omega \cdot (\mu' - j \cdot \mu'') \cdot H_{m(\mu^*)} \cdot \overline{H_{m(\mu^*)}} \quad (5-15)$$

Enfin pour calculer la perméabilité complexe du matériau équivalent, il faut que l'équation (5-16) soit vérifiée, c'est-à-dire que les puissances actives et réactives soient conservées. En séparant les parties réelles et imaginaires de cette expression, on en déduit l'expression des puissances actives (5-17) et réactives (5-18) pour chaque matériau. On remarque que pour le matériau de perméabilité complexe, la partie réelle correspond à la puissance réactive, c'est-à-dire à l'énergie magnétique stockée et que la partie imaginaire correspond à la puissance active, c'est-à-dire les pertes.

$$S_{\pi(\mu,\sigma)} = S_{\pi(\mu^*)} \Leftrightarrow \begin{cases} p_{\pi(\mu,\sigma)} = p_{\pi(\mu^*)} \\ q_{\pi(\mu,\sigma)} = q_{\pi(\mu^*)} \end{cases} \quad (5-16)$$

$$p_{\pi(\mu,\sigma)} = \frac{1}{2} \cdot \sigma \cdot E_{m(\mu,\sigma)} \cdot \overline{E_{m(\mu,\sigma)}} \text{ et } p_{\pi(\mu^*)} = -\frac{1}{2} \cdot \mu'' \cdot \omega \cdot H_{m(\mu^*)} \cdot \overline{H_{m(\mu^*)}} \quad (5-17)$$

$$q_{\pi(\mu,\sigma)} = \frac{1}{2} \cdot \omega \cdot \mu \cdot H_{m(\mu,\sigma)} \cdot \overline{H_{m(\mu,\sigma)}} \text{ et } q_{\pi(\mu^*)} = \frac{1}{2} \cdot \mu' \cdot \omega \cdot H_{m(\mu^*)} \cdot \overline{H_{m(\mu^*)}} \quad (5-18)$$

Dans cette étude, on utilise une approche analytique [MATAGNE-93] mais une approche numérique [MEUNIER-10] du problème est possible.

### II.1.1. Calcul des perméabilités complexes d'un conducteur rond isolé

Pour calculer la perméabilité complexe équivalente d'un conducteur tressé, il faut d'abord calculer la perméabilité complexe d'un seul conducteur rond isolé de rayon  $r_0$  soumis à un champ uniforme [MATAGNE-93], [PHUNG-06a] (Figure 5-2). Ce conducteur correspond aux brins élémentaires composant le fil de Litz. Les perméabilités du cuivre et de l'air sont égales à celle du vide, c'est à dire  $\mu_0$ .

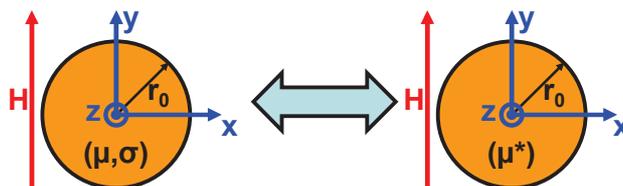


Figure 5-2. Perméabilité complexe d'un conducteur rond isolé

Les calculs des perméabilités complexes transversales et longitudinales font appel aux fonctions de Bessel de premières espèces d'ordre 0 et d'ordre 2 notés respectivement  $J_0$  et  $J_2$  [MATAGNE-93]. Grâce à la symétrie, on en déduit que les perméabilités complexes selon les axes X et Y sont égales et sont appelées perméabilités transversales (5-19). La perméabilité longitudinale, selon l'axe des Z (Figure 5-2), est égale à l'équation (5-20). Ces équations font intervenir le coefficient  $\gamma$  qui dépend de l'épaisseur de peau  $\delta$  (5-21).

$$\mu_{eX} = \mu_{eY} = \mu_{e\perp} = \frac{J_0(\gamma) + J_2(\gamma)}{J_0(\gamma) - J_2(\gamma)} \cdot \mu_0 \quad (5-19)$$

$$\mu_{eZ} = \mu_{e\parallel} = \frac{J_0(\gamma) + J_2(\gamma)}{J_0(\gamma)} \cdot \mu_0 \quad (5-20)$$

$$\gamma = j^{3/2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\delta} \cdot r_0 \text{ avec } \delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \sigma \cdot \mu}} \quad (5-21)$$

### II.1.2. Calcul des perméabilités complexes d'un fil de Litz

La perméabilité complexe pour un conducteur tressé de type fil de Litz dépend de la perméabilité complexe d'un brin élémentaire [MATAGNE-93] calculé précédemment et du coefficient de foisonnement Cf (5-24). Le conducteur considéré est composé de N brins élémentaires de rayon  $r_0$  isolés entre eux et mis en parallèle. Le rayon global de ce conducteur est noté  $r_1$  (Figure 5-3).

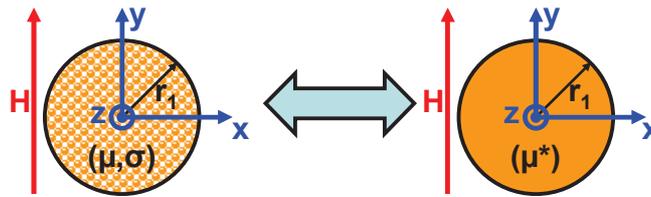


Figure 5-3. Perméabilité complexe d'un conducteur composé de N brins élémentaires isolés entre eux

Comme pour le brin élémentaire, en raison des symétries, on distingue les perméabilités complexes transversales (5-22) et longitudinales (5-23) équivalentes [MATAGNE-93].

$$\mu_{r\perp} = \frac{1 + Cf \cdot \frac{\mu_{e\perp} - \mu_0}{\mu_{e\perp} + \mu_0}}{1 - Cf \cdot \frac{\mu_{e\perp} - \mu_0}{\mu_{e\perp} + \mu_0}} \quad (5-22)$$

$$\mu_{r\parallel} = \frac{Cf \cdot \mu_{e\parallel} + (1 - Cf) \cdot \mu_0}{\mu_0} \quad (5-23)$$

$$Cf = \frac{\pi \cdot r_0^2 \cdot N}{(2 \cdot r_1)^2} \quad (5-24)$$

Les parties réelles et imaginaires des perméabilités complexes transversales et longitudinales sont séparées et sont notées respectivement ' et '' (5-25), (5-26).

$$\mu_{r\perp}' = \text{Re}(\mu_{r\perp}) \text{ et } \mu_{r\perp}'' = \text{Im}(\mu_{r\perp}) \quad (5-25)$$

$$\mu_{r//}' = \text{Re}(\mu_{r//}) \text{ et } \mu_{r//}'' = \text{Im}(\mu_{r//}) \quad (5-26)$$

### II.1.3. Application numérique

Afin d'illustrer les calculs précédents, une application numérique a été réalisée pour un fil de Litz de 1,57 mm<sup>2</sup> de section efficace. Les propriétés de ce conducteur tressé sont résumées dans le Tableau 5-1.

Symbole	Désignation	Valeur
r <sub>0</sub>	Rayon d'un conducteur élémentaire	0,1 mm
r <sub>1</sub>	Rayon du conducteur équivalent	2,15 mm
N	Nombre de conducteurs en parallèles	200
σ	Conductivité du cuivre	59,6.10 <sup>6</sup> S.m <sup>-1</sup>

Tableau 5-1. Caractéristiques d'un fil de Litz (Source : [LE GUIPAGE MODERNE])

La Figure 5-4 représente les évolutions des parties réelles et imaginaires des perméabilités complexes transversales et longitudinales en fonction de la fréquence pour un conducteur rond élémentaire de rayon r<sub>0</sub>.

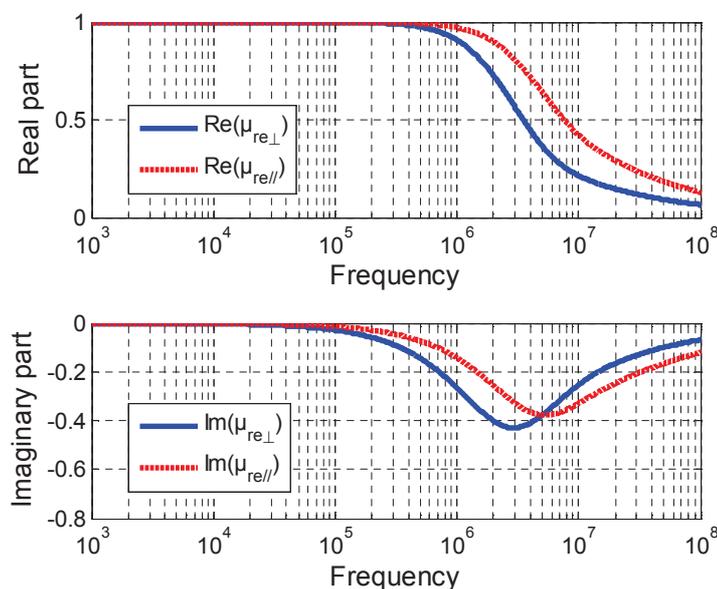
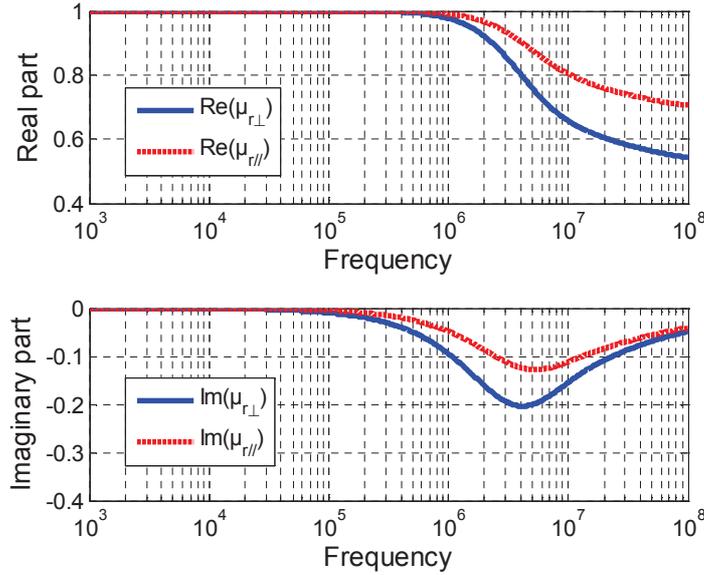


Figure 5-4. Évolution des perméabilités complexes transversales et longitudinales en fonction de la fréquence pour un conducteur rond isolé

La Figure 5-5 représente les évolutions des parties réelles et imaginaires des perméabilités complexes transversales et longitudinales en fonction de la fréquence pour un conducteur tressé ayant les caractéristiques du Tableau 5-1.



**Figure 5-5. Évolution des perméabilités complexes transversales et longitudinales en fonction de la fréquence pour un conducteur tressé**

Les parties réelles et imaginaires correspondent respectivement à l'énergie magnétique stockée et aux pertes. Contrairement au conducteur rond isolé, la partie réelle de la perméabilité complexe pour un conducteur tressé ne tend pas vers 0 pour une fréquence grande. Ceci se justifie par la présence d'air et d'isolant à l'intérieur du conducteur à cause du fort coefficient de foisonnement, ce qui implique une augmentation de l'énergie stockée. En ce qui concerne la partie imaginaire, plus on monte en fréquence plus les pertes joules augmentent, et donc plus sa valeur, augmente. Mais à partir d'une certaine fréquence (de l'ordre de 4 MHz sur la Figure 5-4 et Figure 5-5), celle-ci décroît et tend à s'annuler. Ceci se justifie par le fait que les courants ne pénètrent plus dans le conducteur à cause de l'effet de peau. La perméabilité complexe ne permet pas de modéliser les phénomènes de pertes propres à très haute fréquence. Il faut alors prendre en compte la conductivité complexe. Mais étant donné notre fréquence de travail (quelques dizaines de kHz), l'hypothèse de négliger les pertes propres reste valable.

#### ***II.1.4. Application de la perméabilité complexe à notre cas d'étude***

La perméabilité complexe 3D peut s'exprimer sous la forme de l'équation (5-27).

$$\mu_{rLitz\_3D} = \begin{bmatrix} \mu_{rX} \\ \mu_{rY} \\ \mu_{rZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{rX}' + j \cdot \mu_{rX}'' \\ \mu_{rY}' + j \cdot \mu_{rY}'' \\ \mu_{rZ}' + j \cdot \mu_{rZ}'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{rX}' & \mu_{rX}'' \\ \mu_{rY}' & \mu_{rY}'' \\ \mu_{rZ}' & \mu_{rZ}'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} \quad (5-27)$$

En considérant les symétries et à partir de l'équation précédente, on en déduit les perméabilités complexes dans les plans XZ (5-28) et YZ (5-29).

$$\mu_{Litz\_3D\_XZ} = \begin{bmatrix} \mu_{r\perp}' & \mu_{r\perp}'' \\ \mu_{r//}' & \mu_{r//}'' \\ \mu_{r\perp}' & \mu_{r\perp}'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} \cdot \mu_0 \quad (5-28)$$

$$\mu_{Litz\_3D\_YZ} = \begin{bmatrix} \mu_{r//}' & \mu_{r//}'' \\ \mu_{r\perp}' & \mu_{r\perp}'' \\ \mu_{r\perp}' & \mu_{r\perp}'' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} \cdot \mu_0 \quad (5-29)$$

Le logiciel FLUX<sup>®</sup> ne permet pas actuellement de prendre en compte la perméabilité complexe anisotrope d'un matériau. Par conséquent, nous supposons celle-ci isotrope. La propriété affectée au matériau sera la perméabilité transversale. En calculant les perméabilités transversale et longitudinale, on remarque que la valeur absolue de la partie imaginaire de la première est supérieure à la seconde. Par conséquent les pertes « dans le sens de longueur » seront majorées.

$$\begin{aligned} \mu_{r\perp} &= 0,9997 - 0,0115 \cdot j \\ \mu_{r//} &= 0,9999 - 0,0058 \cdot j \end{aligned} \quad (5-30)$$

Les pertes dans les conducteurs seront directement calculées par le logiciel en effectuant l'intégrale de l'expression (5-31).

$$P = \iiint_V \operatorname{Re} \left( \frac{1}{2} \cdot j \cdot \omega \cdot B \cdot \overline{H} \right) \cdot dV \quad (5-31)$$

### III. REPARTITION DE LA DENSITE DE COURANT DANS LES CONDUCTEURS EN PARALLELE

#### III.1. Solutions passives et actives

La modélisation des pertes dans les conducteurs est primordiale car, comme cela a été présenté dans le chapitre précédent, nous travaillons avec un nombre de spires faible et un nombre important de conducteurs en parallèle. En effet, la présence d'un entrefer important va conduire à des gradients de champs importants et non uniformes dans les fenêtres de bobinages. Cela aura pour conséquence d'imposer des densités de courants et des pertes différentes suivant l'emplacement des conducteurs dans la fenêtre de bobinage.

Dans cette étude, on s'intéresse au cas où les conducteurs sont des fils de Litz. Or, comme les conducteurs élémentaires sont torsadés, on fait l'hypothèse qu'ils sont embrassés

par le même flux. Par conséquent, on suppose que la densité de courant est uniforme sur chaque conducteur élémentaire. Les bobinages primaire et secondaire sont composés d'une spire réalisée à partir de 16 conducteurs mis en parallèle. Le convertisseur utilisé est celui à résonance Série – Parallèle. Afin d'améliorer la répartition de la densité de courant, il est possible de faire appel à des solutions passive ou active. La première consiste à utiliser des conducteurs dédiés, c'est-à-dire que le bobinage est composé d'un seul fil de Litz occupant toute la fenêtre de bobinage et dont le tressage serait effectué sur toute la largeur de la fenêtre de bobinage. La solution active consiste à alimenter chaque conducteur élémentaire par une source de courant.

Dans cette étude, cinq résultats de simulation sont comparés [SIBUE-11]. En premier, on suppose que la densité de courant est uniforme et que les pertes par effets de proximité sont négligeables (seules les pertes électrocinétiques sont prises en compte :  $R_{DC}$ ). Il s'agit du cas 1 (Figure 5-6). Il constitue le cas de référence. Puis le fonctionnement du composant magnétique est simulé avec 16 conducteurs en parallèle au primaire et au secondaire (Figure 5-7) (Cas 2). Le cas 3 utilise des conducteurs dédiés (Figure 5-8) dans lesquels la densité de courant est supposée uniforme. Pour le cas 4, les 16 conducteurs en parallèle au primaire sont alimentés par une source de courant et le secondaire est composé de 16 conducteurs en parallèle (Figure 5-9). Le dernier cas est le même que le cas 4 sauf que le bobinage secondaire est composé d'un conducteur dédié (densité de courant uniforme) (Figure 5-10).

Pour toutes ces simulations, l'entrefer est supposé variable. Par conséquent, les valeurs des condensateurs sont choisies de manière à minimiser l'énergie réactive pour l'ensemble des positions possibles du secondaire par rapport au primaire. Dans les cas 4 et 5, les valeurs des condensateurs primaire sont égales à la valeur du condensateur primaire du cas 1 divisé par le nombre de conducteurs en parallèle (16). Pour les solutions actives, les sources de courant alternatives représentent un pont complet asservi en courant. Pour toutes ces simulations, la valeur du condensateur secondaire est inchangée. Pour l'ensemble des simulations, la perméabilité complexe des fils de Litz est considérée, sauf pour le cas de référence (Cas1). Les Figure 5-6 à Figure 5-10 représentent les systèmes physiques (coupleur) et les schémas électriques équivalents pour chaque cas d'étude.

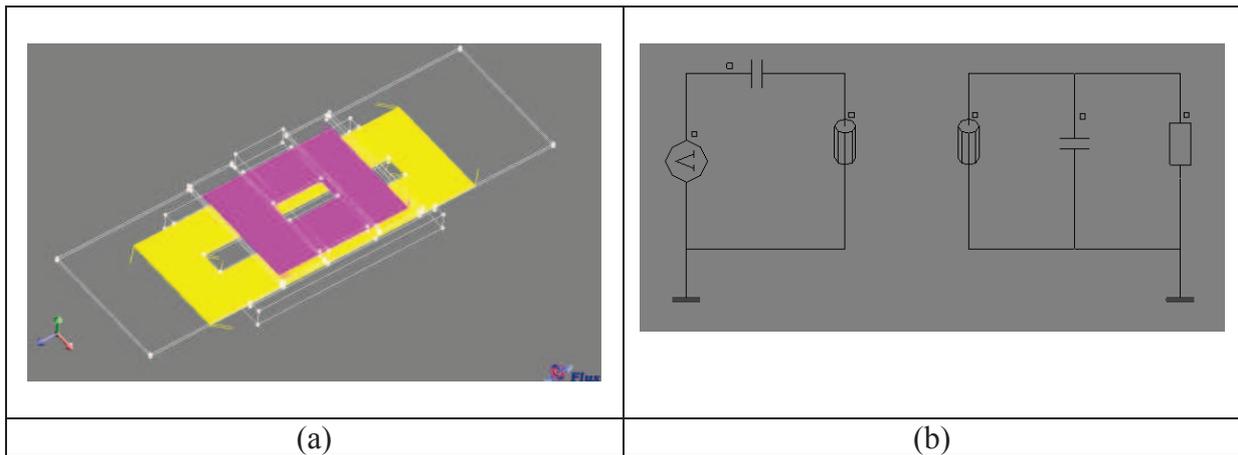


Figure 5-6. Cas 1 : Conducteurs sans pertes. (a) Coupleur avec conducteurs non maillés. (b) Circuit électrique équivalent.

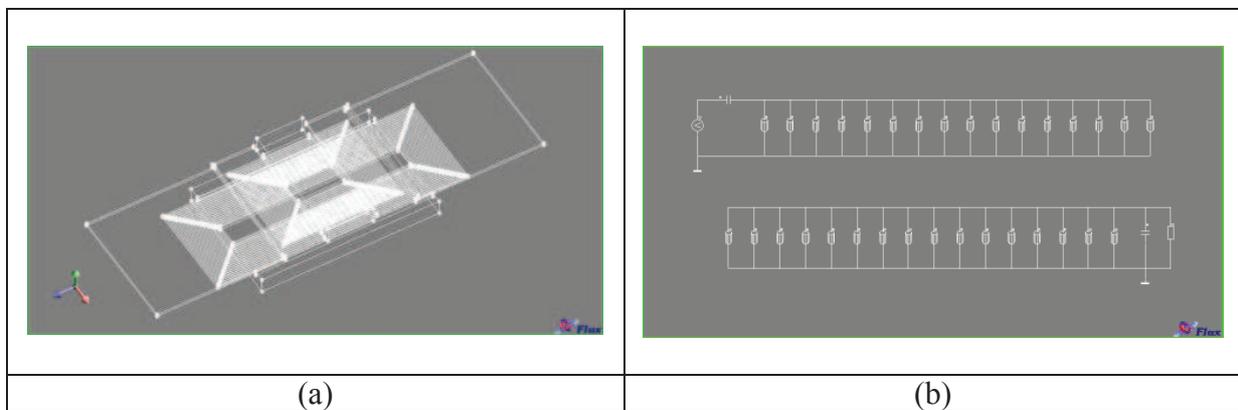


Figure 5-7. Cas 2 : Conducteurs en parallèles. (a) Coupleur avec conducteurs en parallèles. (b) Circuit électrique équivalent.

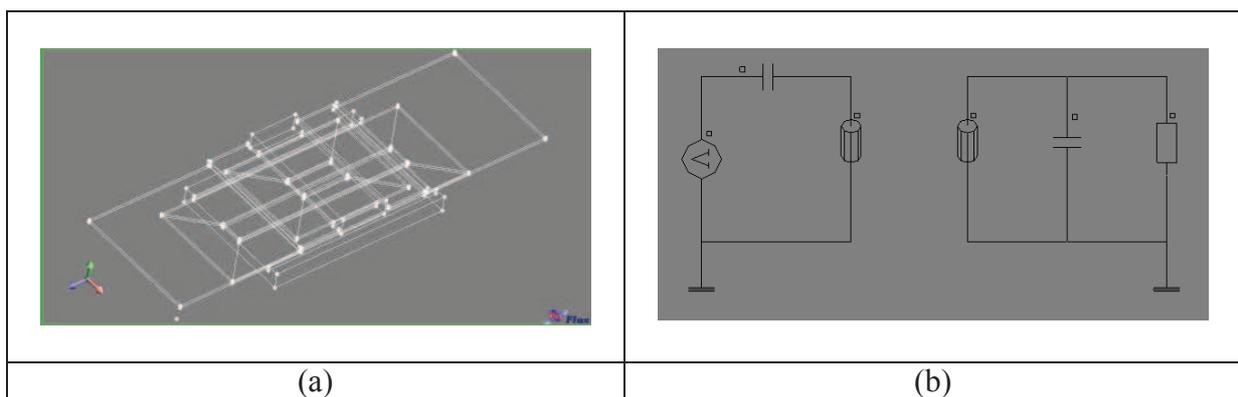


Figure 5-8. Cas 3 : Conducteurs dédiés. (a) Coupleur avec conducteurs dédiés. (b) Circuit électrique équivalent.

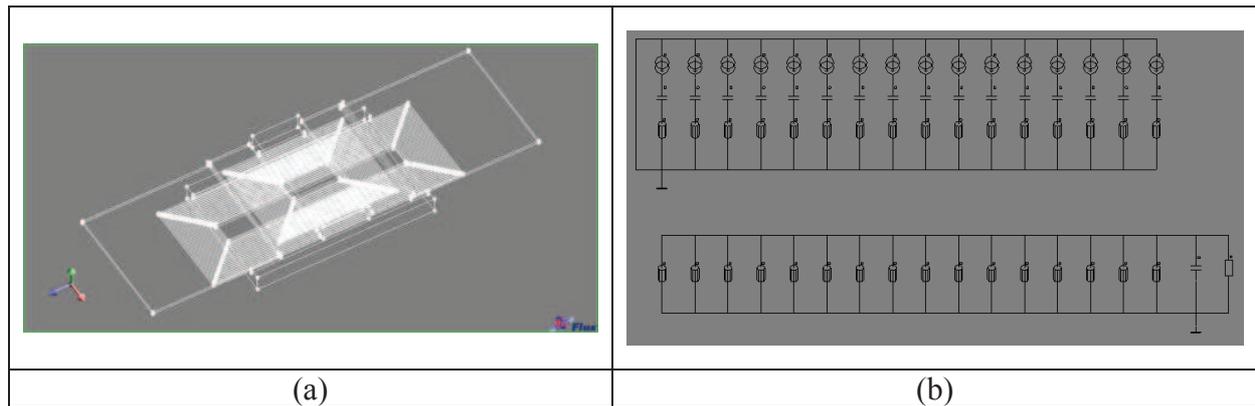


Figure 5-9. Cas 4 : Sources de courants au primaire et conducteurs en parallèles au secondaire. (a) Coupleur. (b) Circuit électrique équivalent

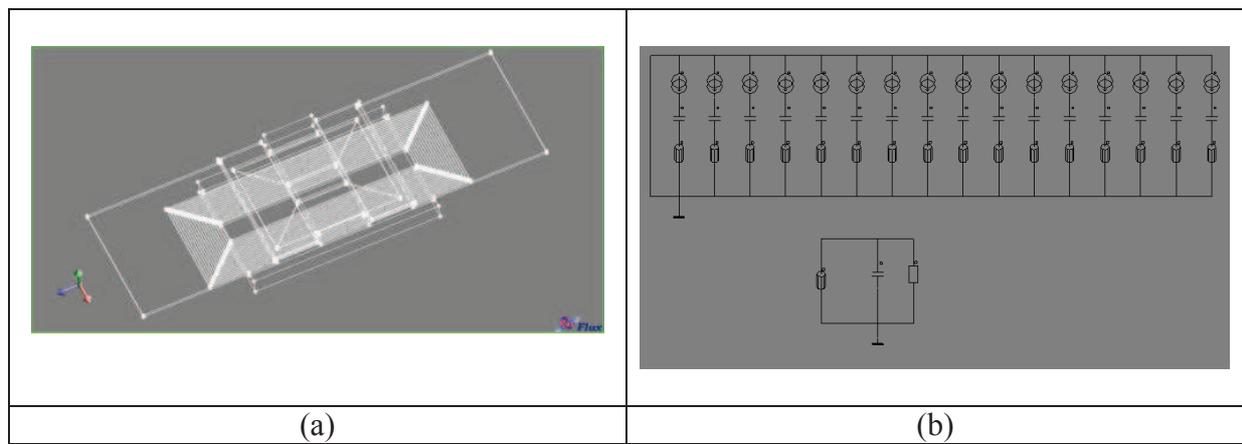


Figure 5-10. Cas 5 : Sources de courant au primaire et conducteur dédié au secondaire. (a) Coupleur. (b) Circuit électrique équivalent.

Le Tableau 5-2 et le Tableau 5-3 représentent les grandeurs électriques caractéristiques des solutions passives et actives.

	Puissance active de sortie (en MW)	Puissance active d'entrée (en MW)	Tension d'entrée (en V)	Courant d'entrée (en kA)	Pourcentage de pertes (en %)	Facteur de puissance
1 : Conducteurs non maillés	1,504	1,504	750	2	0,05	0,99
2 : 16 conducteurs en parallèles au primaire et au secondaire	1,536	1,68	353	4,8	8,60	0,91
3 : 1 conducteur dédié au primaire et au secondaire	1,664	1,696	750	2,3	2,63	0,99

Tableau 5-2. Comparaison des différentes grandeurs électriques caractéristiques pour les différentes solutions passives étudiées

Pour le cas de référence 1, les pertes sont faibles (pertes statiques uniquement) et le facteur de puissance tend vers 1. Dans le cas 2, la puissance de sortie désirée est atteinte mais le courant nécessaire est très grand et les pertes sont importantes. De plus, le facteur de

puissance se dégrade. Pour le cas 3, les pertes sont plus importantes que le cas 1 car les pertes par effets de proximité sont prises en compte grâce à la perméabilité complexe.

	Puissance active de sortie (en MW)	Puissance active d'entrée (en MW)	Tension d'entrée (en V)	Courant d'entrée (en kA)	Pourcentage de pertes (en %)	Facteur de puissance
4 : Sources de courant au primaire et 16 conducteurs en parallèle au secondaire	1,616	1,696	735	3,9	4,77	0,60
5 : Sources de courant au primaire et 1 conducteur dédié	1,472	1,504	728	2,1	2,54	0,97

**Tableau 5-3. Comparaison des différentes grandeurs électriques caractéristiques pour les différentes solutions actives étudiées**

Dans le cas 4, la puissance réactive est très importante à cause du mauvais facteur de puissance et le courant à fournir est important. Les cas 3 et 5 permettent d'atteindre la puissance de sortie désirée sans nécessiter d'énergie réactive importante et les pertes restent limitées. Par souci de simplicité de mise en œuvre et comme le facteur de puissance est meilleur pour le cas 3, cette solution est privilégiée.

### III.2. Agencement des conducteurs en parallèle

Dans le cas où il n'est pas envisageable d'avoir recours à des bobinages dédiés, il est possible d'agir sur l'agencement des conducteurs afin d'améliorer la répartition du courant entre eux. L'étude présentée se limite à une approche 2D à cause de la complexité à représenter certains agencements en 3D. Les ensembles primaire et secondaire sont donc de même profondeur. Le primaire est alimenté par une alimentation sinusoïdale et le secondaire débite sur une charge purement résistive. Chaque bobinage est composé de 16 conducteurs en parallèle.

Trois types d'agencements ont été étudiés (Figure 5-11). Le premier dit « classique » correspond à un bobinage concentrique, comme sur la Figure 5-7. Le second dit « machine tournante » correspond à celui qui est utilisé pour le bobinage des moteurs. En effet le bobinage est vrillé de manière à inverser les positions des conducteurs d'une fenêtre de bobinage à l'autre. Le dernier dit « deux faisceaux identiques » consiste à utiliser deux ensembles de conducteurs et d'invertir leur place d'une fenêtre de bobinage à l'autre. La Figure 5-11 présente les différents types d'agencement pour les fenêtres de bobinages de droite et de gauche. Les numéros correspondent aux numéros des conducteurs et permettent

de situer leurs positions d'une fenêtre de bobinage à l'autre. La dernière solution est issue des observations de la répartition de la densité de courant du bobinage « classique » (Figure 5-12.a)

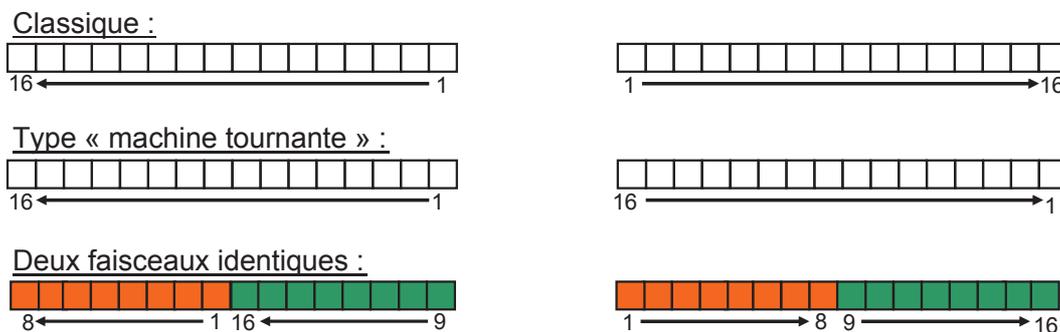


Figure 5-11. Types d'agencement des conducteurs étudiés

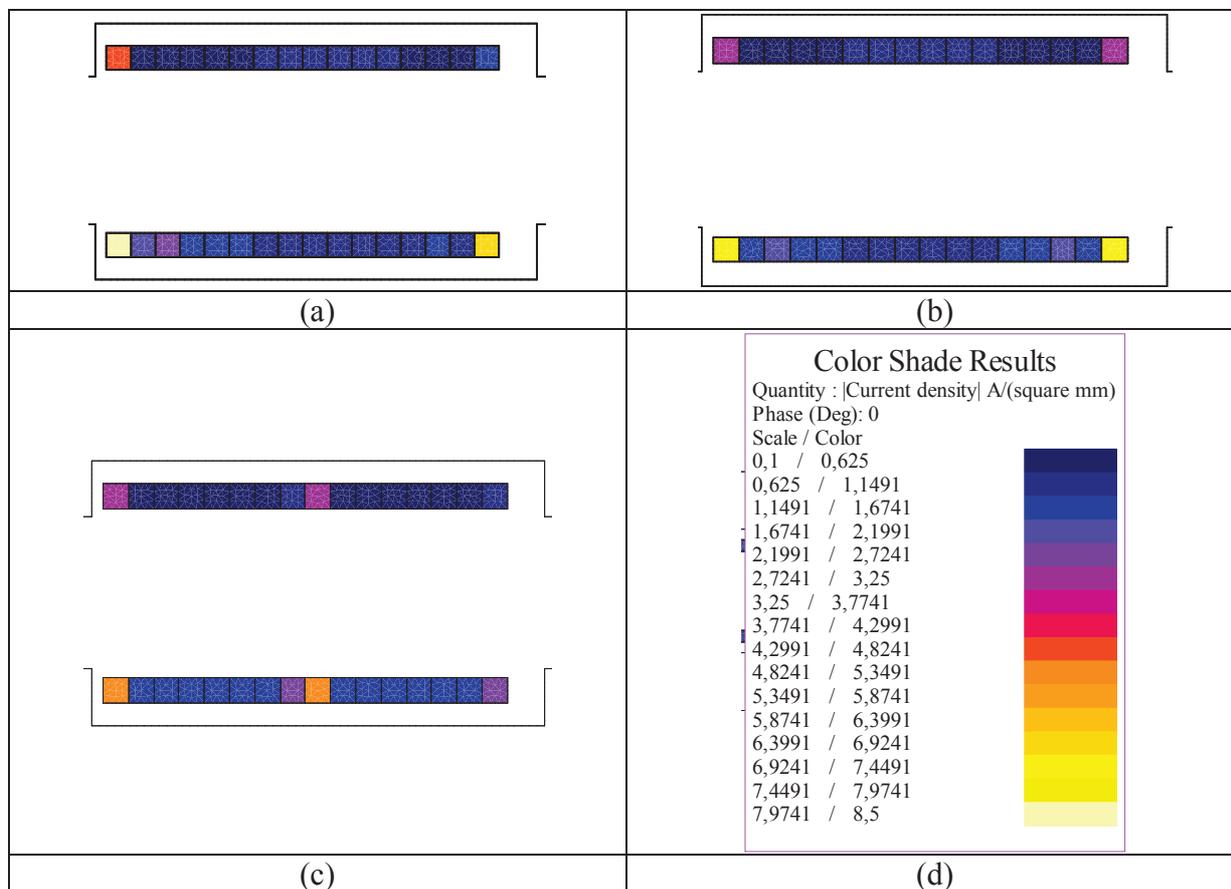


Figure 5-12. Étude de différents agencements de conducteurs. (a) Solution classique – bobinage concentrique. (b) Solution de type « machine tournante ». (c) 2 faisceaux de conducteurs. (d) Correspondance palette de couleurs/densités de courants.

La Figure 5-12 présente les différentes densités de courant dans chaque conducteur élémentaire pour les trois types d'agencements dans les fenêtres de bobinage de droite avec le primaire en bas. L'agencement de type « machine tournante » permet de symétriser la répartition de la densité de courant. Celui de type « deux faisceaux de conducteurs » est la

solution qui homogénéise le mieux cette répartition de densité de courant mais les conducteurs se trouvant sur les extrémités et au centre sont plus sollicités que les autres.

	Primaire		Secondaire	
	$J_{\min}$ (A.mm <sup>-2</sup> )	$J_{\max}$ (A.mm <sup>-2</sup> )	$J_{\min}$ (A.mm <sup>-2</sup> )	$J_{\max}$ (A.mm <sup>-2</sup> )
A : Bobinage classique	0,6	8,5	0,1	4,8
B : Machine tournante	1,1	6,9	0,1	3,8
C : Deux faisceaux identiques	1,6	4,8	0,6	3,2

**Tableau 5-4. Densités de courant minimale et maximale au primaire et au secondaire en fonction du type de bobinage**

Le Tableau 5-4 présente les densités de courant minimale et maximale pour les bobinages primaire et secondaire pour les différents types d'agencements. Le bobinage classique est la solution la plus critique. Le second permet une amélioration mais la dernière solution est la plus intéressante.

#### IV. MODELISATION DES PERTES DANS LES MATERIAUX MAGNETIQUES

Comme pour les conducteurs, les pertes dans les matériaux magnétiques de type ferrite peuvent être prises en compte grâce aux perméabilités complexes équivalentes [HAN-95], [SAOTOME-97], [FOO-99]. Les ferrites sont des matériaux homogènes et isotropes. Le fabricant FERROXCUBE<sup>®</sup> fournit une perméabilité complexe prenant en compte l'ensemble des pertes, c'est-à-dire les pertes par hystérésis, les pertes liées aux courants de Foucault qui se créent au sein du matériau magnétique, ainsi qu'un terme représentant les pertes résiduelles comme les pertes diélectriques [FERROXCUBE-08]. Le regroupement de ces pertes sous la perméabilité complexe est explicité dans [HAN-95]. Généralement, la perméabilité complexe d'un matériau magnétique est écrite sous la forme de l'équation (5-32) avec  $\mu_s'$  et  $\mu_s''$  définis positifs [FERROXCUBE-08].

$$\mu_r^* = \mu_s' - j \cdot \mu_s'' \quad (5-32)$$

$$\mu^* = \mu_r^* \cdot \mu_0 = (\mu_s' - j \cdot \mu_s'') \cdot \mu_0 \quad (5-33)$$

La Figure 5-13 représente l'évolution des parties réelles et imaginaires de la perméabilité complexe relative de la ferrite 3C90 en fonction de la fréquence [FERROXCUBE-08]. L'inconvénient de ces données est qu'elles sont issues de mesures expérimentales à très basse induction. A partir de mesures expérimentales, il est possible de calculer les propriétés complexes (perméabilité et permittivité) équivalentes afin de prendre en compte les phénomènes fréquentielles [FOUASSIER-98]. Cette approche n'a pas été

utilisée car l'étude des pertes se fait au premier harmonique et donc à fréquence fixe. De plus, celle-ci suppose le matériau linéaire et est donc valide à basse induction. Pour ces raisons, une nouvelle méthode de calcul de la perméabilité complexe équivalente, moins rigoureuse et basée sur les données constructeurs en condition de fonctionnement nominal (Figure 5-14), a été imaginée.

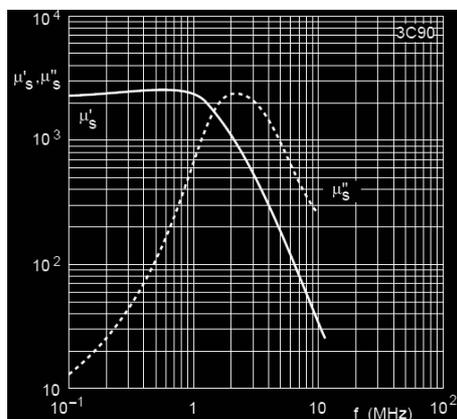


Figure 5-13. Perméabilité complexe de la ferrite 3C90 en fonction de la fréquence (Source : [FERROXCUBE-09])

Pour le fil de Litz, la perméabilité complexe est indépendante de l'induction : or, des courbes fournies par FERROXCUBE® (Figure 5-14) montre une dépendance entre la valeur de la perméabilité complexe équivalente et l'induction. En effet, à partir de l'équation (5-34), on en déduit que lorsque l'induction est multipliée par deux, les pertes doivent être multipliées par quatre. Ceci n'est pas vérifié sur la Figure 5-14 et est en partie dû à la non linéarité du matériau.

$$P_v = \text{Re} \left( \frac{1}{2} \cdot j \cdot \omega \cdot \frac{B^2}{\mu_r \cdot \mu_0} \right) \quad (5-34)$$

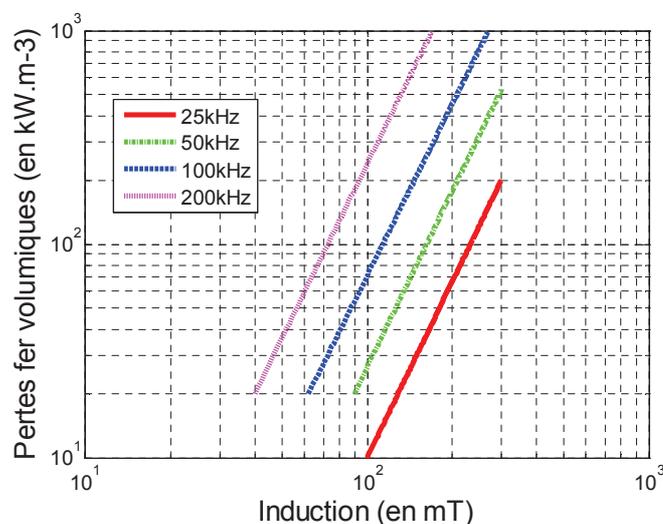


Figure 5-14. Pertes volumiques de la ferrite 3C90 en fonction de l'induction pour une température de 100°C (Source : [FERROXCUBE-08]) pour différentes fréquences

A partir de ces remarques, on suppose que la perméabilité complexe dépend de l'induction. On cherche donc la fonction  $\mu_s''(B)$ . Comme les fabricants de ferrite, nous supposons que toutes les pertes peuvent être représentées par une perméabilité complexe équivalente. On suppose que les courbes de la Figure 5-14 sont des droites en échelle log-log. A partir de celles-ci, on en déduit les expressions des fonctions affines représentant l'évolution de la densité de pertes volumiques en fonction de l'induction en échelle linéaire. Puis, à partir de ce réseau de courbes et de l'équation (5-35), nous en déduisons les courbes de la Figure 5-15 représentant l'évolution de la partie imaginaire de la perméabilité complexe en fonction de l'induction pour différentes fréquences. Pour ce calcul (5-35), la partie réelle de la perméabilité complexe équivalente est supposée constante et égale à 2300.

$$\mu_s''^2 + \frac{\omega \cdot B^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot P_v} \cdot \mu_s'' + \mu_s'^2 = 0 \quad (5-35)$$

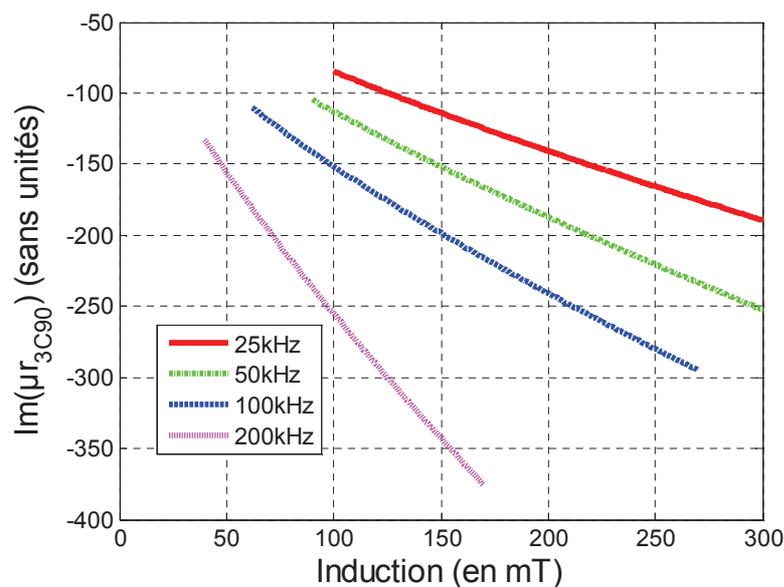


Figure 5-15. Partie imaginaire de la perméabilité complexe équivalente de la ferrite 3C90 en fonction de l'induction pour différentes fréquences

A partir des courbes de la Figure 5-15, il est possible de déterminer les fonctions représentant l'évolution de la partie imaginaire de la perméabilité complexe en fonction de l'induction. Deux types de régressions ont été testés. La première est de type linéaire et la seconde de type polynomiale d'ordre 2. En observant la valeur des coefficients de corrélation, on remarque que la régression linéaire est suffisante. En effet, les coefficients de corrélation sont toujours supérieurs à 0,99 quelle que soit la fréquence.

Fréquence	Régression linéaire	Régression polynomiale d'ordre 2
25 kHz	$-519,65.B - 35,513$	$350,69.B^2 - 659,93.B - 22,666$
	$R^2 = 0,9988$	$R^2 = 1$
50 kHz	$-696,88.B - 46,154$	$475,27.B^2 - 882,24.B - 29,845$
	$R^2 = 0,9986$	$R^2 = 1$
100 kHz	$-875,1.B - 64,08$	$884,58.B^2 - 1168,8.B - 42,925$
	$R^2 = 0,9969$	$R^2 = 0,9999$
200 kHz	$-1848,7.B - 66,948$	$2315,4.B^2 - 2334,9.B - 44,732$
	$R^2 = 0,9981$	$R^2 = 0,9999$

**Tableau 5-5. Régression linéaire et polynomiale d'ordre 2 pour la partie imaginaire de la perméabilité complexe de la ferrite 3C90 en fonction de l'induction**

Par conséquent, pour estimer les pertes dans les éléments magnétiques en ferrite 3C90, il suffit d'effectuer le calcul intégral de l'équation (5-36) en remplaçant la fonction  $\mu''(B)$  par son expression en fonction de l'induction et de la fréquence du Tableau 5-5.

$$P = \frac{\omega}{2 \cdot \mu_0} \cdot \iiint_V \frac{-\mu_s''(B) \cdot |B|^2}{\mu_s'^2 + (\mu_s''(B))^2} \cdot dV \quad (5-36)$$

Lors de la phase de résolution du problème sous FLUX<sup>®</sup>, il n'est pas possible d'affecter directement une perméabilité complexe dépendante de l'induction. Il faut soit créer un programme utilisateur, soit appliquer une perméabilité moyenne. En effectuant des calculs avec différentes valeurs de perméabilité complexe, nous avons constaté que cette valeur avait très peu d'influence sur les résultats. Par conséquent, nous avons choisi la deuxième méthode. La valeur de la partie imaginaire ( $\mu_s''$ ) a été fixée à 170.

## V. MODELISATION DES PERTES DANS LES MATERIAUX CONDUCTEURS ET NON MAGNETIQUES

Les pertes dans les plaques de blindage en aluminium sont dues aux phénomènes de proximité liés à l'apparition de courants de Foucault. Cependant, contrairement aux conducteurs en fil de Litz étudié précédemment, les plaques sont en matériau massif, ce qui a pour conséquence d'imposer une circulation du courant principalement en surface. Afin de limiter le nombre d'éléments lors de la phase de maillage, ces plaques de blindage sont décrites comme des impédances surfaciques [GUERIN-94], [FLUX-05].

Pour des plaques de blindage en aluminium, les pertes sont directement calculées à partir de la formule (5-37) où  $\sigma$  et  $\delta$  représentent respectivement la conductivité et l'épaisseur de peau [GUERIN-94].

$$P = \frac{1}{2 \cdot \sigma \cdot \delta} \cdot \iint_S |H_s|^2 \cdot dS \quad (5-37)$$

## VI. ÉTUDE THERMIQUE

### VI.1. Description physique du problème sous Flotherm<sup>®</sup>

Une fois que les pertes sont calculées, il est possible et nécessaire de déterminer la température de fonctionnement du coupleur afin de ne pas dépasser la température maximale admissible par les bobinages et les circuits magnétiques. Celle-ci est d'environ 90/100°C. De plus, le système à dimensionner aura un fonctionnement impulsif. En effet, la charge se fait à l'arrêt lorsque le tramway est en station et le reste du temps (en trajet), il ne fonctionne pas. Il faut donc s'intéresser aux conséquences de ce fonctionnement particulier et voir si un modèle moyen ne serait pas suffisant pour décrire le comportement thermique de l'ensemble.

L'étude thermique a été réalisée avec le logiciel Flotherm<sup>®</sup> [FLOTHERM] qui prend en compte les phénomènes thermiques (conduction, convection et radiation) ainsi que ceux de la mécanique des fluides. On suppose que les phénomènes de radiation sont négligeables.

La Figure 5-16 présente la modélisation générale du problème sous Flotherm<sup>®</sup>. Il s'agit d'une représentation 2D. Le coupleur est représenté par un rectangle. Le détail de la modélisation de celui-ci sera présenté dans les paragraphes suivants. Deux cas ont été étudiés : le coupleur seul et le coupleur sur un support. La boîte grise représente le domaine d'étude qui sera maillé. Il faut donc définir les conditions aux limites. Chaque face est définie ouverte, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de circulation de fluide (l'air chaud qui sort par la face supérieure ne rentre pas par la face inférieure). Il faut aussi définir la température initiale à l'intérieur et la température à l'extérieur. Celles-ci ont été prises égales à la température ambiante, c'est-à-dire 27°C. L'intérieur de la boîte est composé d'air.

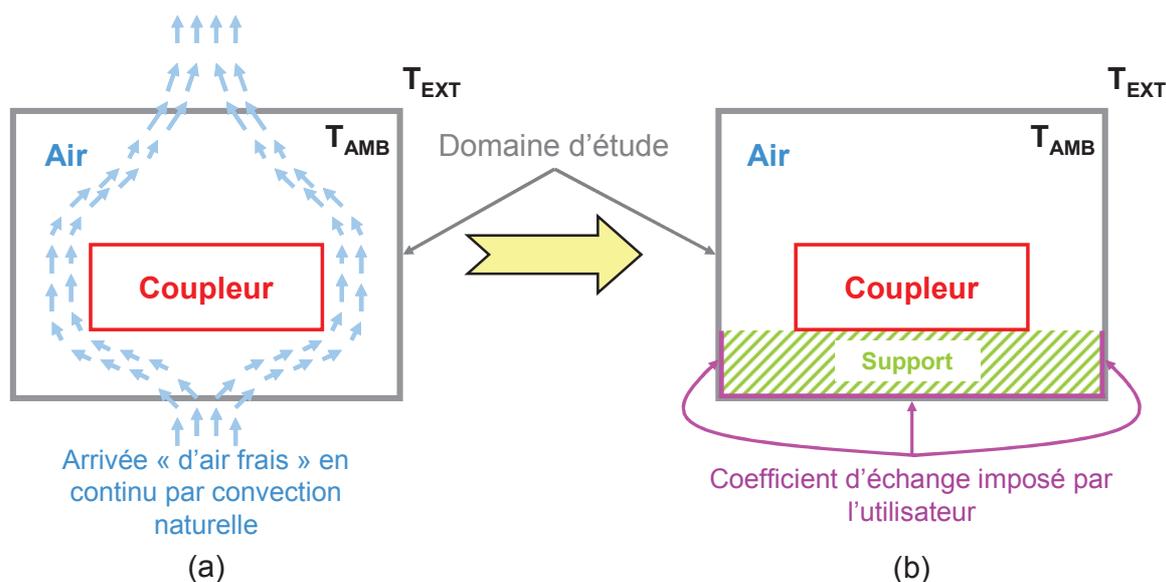


Figure 5-16. Modélisation générale sous Flotherm<sup>®</sup>. (a) Coupleur seul. (b) Coupleur sur support.

En effectuant, la modélisation représentée par la Figure 5-16.a, on remarque que le phénomène de convection est très important et qu'il ne reflète pas la réalité puisque le primaire sera encastré dans le sol entre les rails. Afin de limiter ce phénomène, un support en béton a été intercalé entre le domaine d'étude et le primaire du coupleur. Celui-ci permet de stopper l'arrivée d'air frais par le bas. Le support en béton est collé au domaine d'étude. On applique un coefficient d'échange de  $5 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$  sur la surface du parallélépipède en béton. Cette valeur choisie arbitrairement a très peu de conséquences sur le résultat. Lors de la réalisation du problème, le logiciel fait la différence entre l'air et le solide au niveau du domaine d'étude. Les coefficients d'échange dans l'air entre l'intérieur et l'extérieur du domaine d'étude sont calculés automatiquement. Pour la modélisation des pertes, estimées à partir de simulation FLUX<sup>®</sup>, leur répartition est supposée uniforme sur chaque élément considéré : circuits magnétiques, bobinages et plaques de blindage.

Le problème pour l'évacuation de l'air chaud par le haut est similaire mais l'étude thermique ne permet pas de prendre en compte le refroidissement du secondaire lorsque le tramway est en mouvement. Cette étude est une prémisse et devra être approfondie.

## VI.2. Propriétés thermiques des matériaux utilisés

### VI.2.1. Circuits magnétiques – Ferrite 3C90

Les propriétés thermiques des circuits magnétiques sont celles de la ferrite 3C90 de type MnZn [FERROXCUBE-08]. Celles-ci sont résumées dans le Tableau 5-6.

Propriété	Valeur	Unité
Chaleur spécifique	700 à 800	$\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$
Conductivité thermique	3,5 à 5	$\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$
Masse volumique	4800	$\text{kg.m}^{-3}$
Résistivité (DC, 25°C)	5	$\Omega.\text{m}$

Tableau 5-6. Propriétés thermiques de la ferrite 3C90 (Mn-Zn)

Pour cette étude thermique, on considère les valeurs moyennes. La chaleur spécifique est supposée de  $750 \text{ J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$  et la conductivité thermique est de  $4,25 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ .

### VI.2.2. Bobinages – Fil de Litz

Comme la perméabilité complexe équivalente, la conductivité thermique du fil de Litz est anisotrope. Certaines études sont réalisées en supposant les propriétés de celui-ci isotropes et assimilables à celles du cuivre [SUZUKI-08]. Mais l'article [MATAGNE-90] permet d'estimer analytiquement cette propriété. Etant donné la géométrie « fortement 3D » du système à étudier, il a été choisi de considérer l'anisotropie des bobinages. Les valeurs

obtenues dans l'Annexe 4 sont résumées dans le Tableau 5-7. Les calculs présentés dans l'Annexe 4 utilisent la méthode proposée dans l'article [MATAGNE-90].

Propriété	Valeur	Unité
Chaleur spécifique	778	$J.kg^{-1}.K^{-1}$
Conductivité thermique dans le sens du conducteur	149	$W.m^{-1}.K^{-1}$
Conductivité thermique perpendiculaire au sens du conducteur	0,22	$W.m^{-1}.K^{-1}$
Masse volumique	4215	$kg.m^{-3}$

Tableau 5-7. Propriétés thermiques du fil de Litz

### VI.2.3. Support du coupleur – Béton

Comme cela a été présenté, il est nécessaire de prendre en compte le support du coupleur. Celui-ci est supposé être en béton dont les propriétés thermiques sont résumées dans le Tableau 5-8.

Propriété	Valeur	Unité
Chaleur spécifique	880	$J.kg^{-1}.K^{-1}$
Conductivité thermique	0,8 à 1,7	$W.m^{-1}.K^{-1}$
Masse volumique	1900 à 2300	$kg.m^{-3}$

Tableau 5-8. Propriétés thermiques du support en béton

Pour cette étude thermique, on considère les valeurs moyennes. La conductivité thermique est supposée de  $1,25 W.m^{-1}.K^{-1}$  et la masse volumique est de  $2100 kg.m^{-3}$ .

### VI.3. Étude en régime transitoire : Modèle exact et modèle moyen

L'objectif de cette sous partie est de comparer le modèle exact et le modèle moyen, c'est-à-dire étudier s'il est possible d'assimiler la comportement transitoire avec des pertes de types pic de puissance (Figure 5-17.a) au comportement transitoire avec des pertes équivalentes et constantes en fonction du temps. Les pics de puissances correspondent aux phase de fonctionnement du coupleur (charge du système de stockage embarqué : 20 s). Le reste du temps le tramway est en mouvement et le coupleur n'est pas alimenté (100 s).

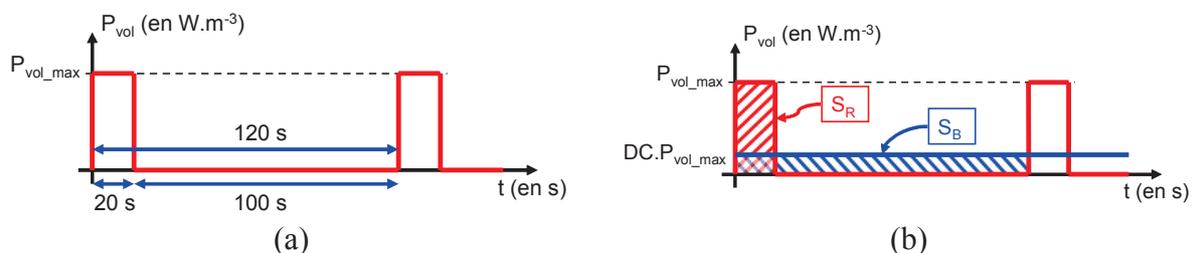
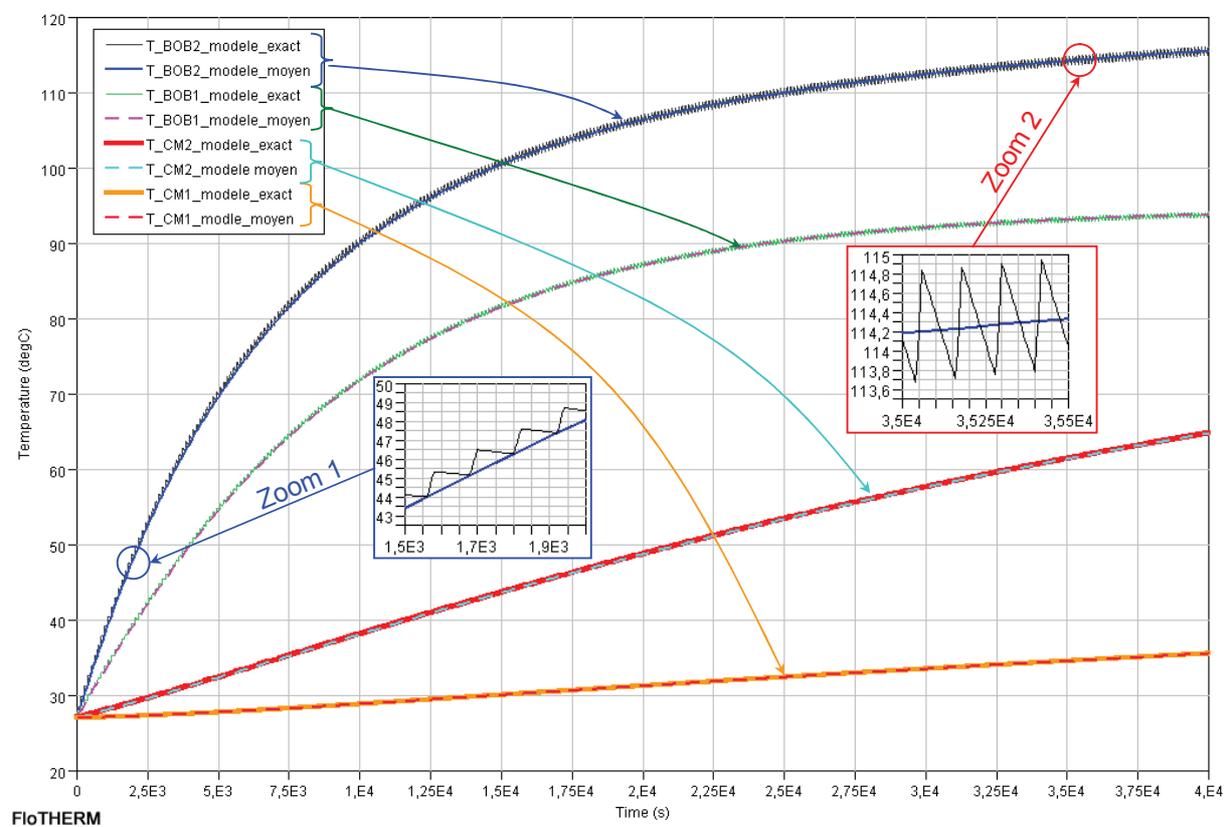


Figure 5-17. (a) Evolution des pertes en fonction du temps. (b) Correspondance modèle exact et modèle moyen

Pour calculer les pertes équivalentes, on suppose que les pertes volumiques moyennes sont égales, c'est-à-dire que la surface rouge et la surface bleue (noté respectivement  $S_R$  et  $S_B$  sur la Figure 5-17.b) sont égales. On en déduit donc la puissance équivalente (5-38).

$$P_{EQ} = DC \cdot P_{MAX} = \frac{20}{120} \cdot P_{MAX} = 0,17 \cdot P_{MAX} \quad (5-38)$$

La Figure 5-18 présente les résultats obtenus pour les deux modèles pour une durée de simulation correspondant à un peu plus de 11 heures de fonctionnement (40 000 s). Les « 4 capteurs de température » sont positionnés sur les bobinages et les circuits magnétiques primaire et secondaire.



**Figure 5-18. Evolution de la température en fonction du temps avec une comparaison entre le modèle exact et le modèle moyen**

Au bout de 11 heures, les températures des bobinages ont pratiquement atteint le régime permanent contrairement aux températures dans les circuits magnétiques. Les zooms 1 et 2 correspondent à deux instants de simulation : le premier au début et le second en fin. Sur ces zooms, on voit bien la différence entre le modèle exact et le modèle moyen. Pour le modèle exact, il est facile de déterminer les phases de fonctionnement grâce à la montée en température du bobinage secondaire. La précision du modèle moyen est excellente et permet de valider cette approche.

## VII. PROTOTYPE A ECHELLE 1

### VII.1. Etude des pertes

Le Tableau 5-9 présente les pertes dans les différentes parties du coupleur obtenus par application des méthodes présentées précédemment et de calculs numériques sous FLUX<sup>®</sup> pour le coupleur de 1,6 MW.

Pertes fer primaire (en W)	266	14,4 %
Pertes fer secondaire (en W)	351	
Pertes fer blindage (en W)	130	
Pertes DC bobinage primaire (en W)	972	41,0 %
Pertes prox. bobinage primaire (en W)	1158	
Pertes bobinage primaire (en W)	2130	
Pertes DC bobinage secondaire (en W)	952	44,6 %
Pertes prox. bobinage secondaire (en W)	1361	
Pertes bobinage secondaire (en W)	2313	
Pertes totales (en W)	5190	100 %
Rendement (en %)	99,7	

Tableau 5-9. Récapitulatif des différentes pertes dans le coupleur 1,6 MW

La majorité des pertes se situe dans les bobinages puisque la densité de courant pour le dimensionnement est importante ( $5A.mm^{-2}$ ). Pour un fonctionnement en continu, une telle valeur serait difficilement acceptable, alors que pour la ferrite l'induction maximale imposée était de 200 mT, qui constitue une valeur raisonnable à 25 kHz. Les pertes dans le circuit magnétique primaire sont plus faibles que dans le secondaire puisque le dimensionnement de celui-ci est sur dimensionné. Par conséquent l'induction est plus basse et les pertes aussi. Le rendement estimé du coupleur est de 99,7 %.

### VII.2. Etude thermique

Les résultats de l'étude thermique présentés dans ce paragraphe sont issus d'une simulation en régime permanent avec les valeurs de pertes du modèle moyen. La Figure 5-19 représente une vue 3D du coupleur et de la plaque de support en béton avec les cartes thermiques dans deux plans de coupe. Celles-ci apparaissent aussi dans la Figure 5-20. La Figure 5-20 met en évidence les phénomènes de convection naturelle. Pour une étude thermique complète, la prise en compte de l'environnement sera nécessaire. Celui-ci aura pour conséquence de diminuer les phénomènes de convection naturelle par le haut.

A partir de cette étude, on en déduit les températures en régime permanent des bobinages primaire et secondaire. Celles-ci sont respectivement de 100°C et de 125°C. Les températures des circuits magnétiques primaire et secondaire sont de 62°C et 93°C. Celles-ci sont acceptables pour l'ensemble des éléments du coupleur.

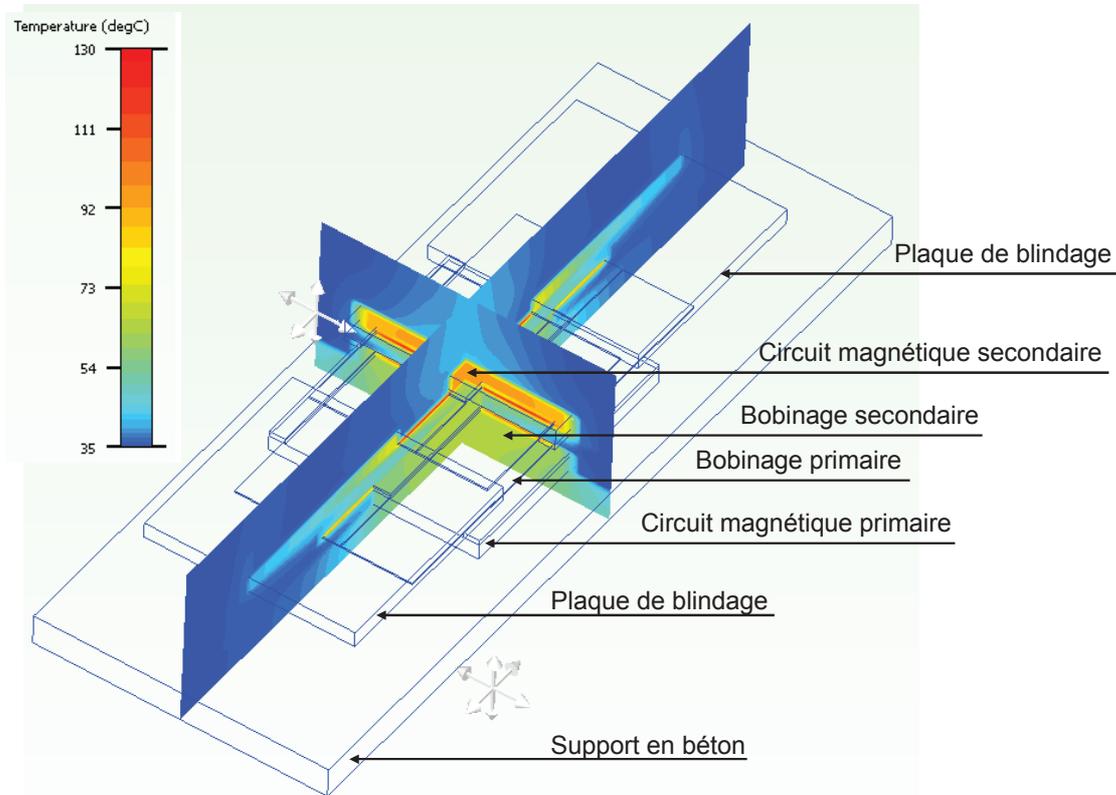
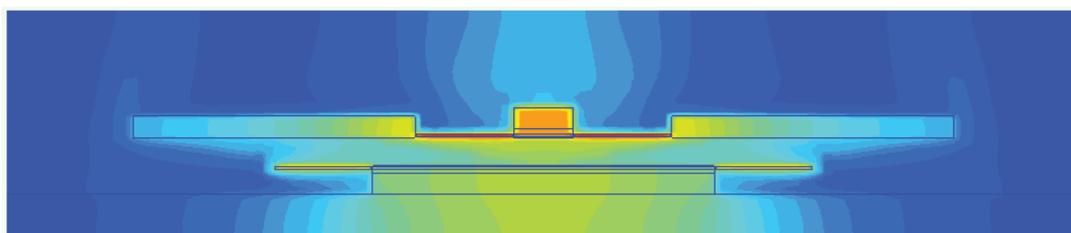
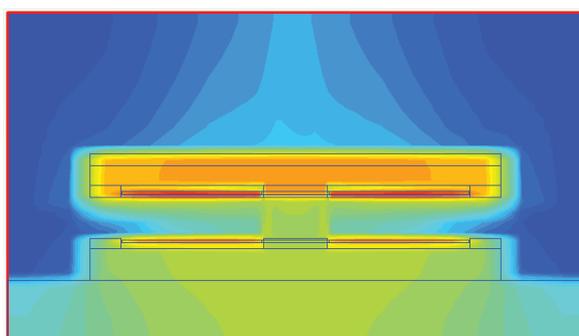


Figure 5-19. Vue 3D du coupleur 1,6 MW modélisé sous Flotherm



(a)



(b)

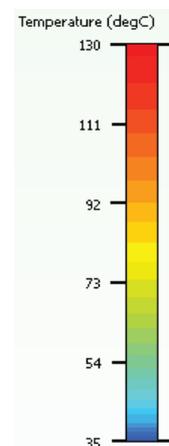


Figure 5-20. Carte thermique 2D du coupleur. (a) Vue de côté. (b) Vue de face

### VII.3. Etude des forces d'attraction

L'étude de forces d'attraction magnétique entre le primaire et le secondaire est intéressante pour deux raisons. La première concerne la robustesse. En effet, si les forces sont importantes, il faudra les prendre en compte dans le dimensionnement mécanique de l'environnement du coupleur. La seconde concerne un aspect technologique. Afin de réduire la précision d'arrêt (et donc la profondeur du circuit magnétique et du bobinage primaire), si ces forces sont importantes, il serait possible d'imaginer un système d'auto centrage basé sur l'utilisation des forces d'attraction. Pour cela, il faudrait que le secondaire puisse se déplacer dans le sens de marche à l'intérieur du tramway.

Les forces d'attraction s'exercent sur les circuits magnétiques et sont orientés vers l'intérieur du composant alors que les forces de Laplace s'exerçant sur les bobinages sont orientées vers l'extérieur. Le Tableau 5-10 présente l'ensemble des différentes forces s'exerçant sur le coupleur. Il s'agit du module de ces forces qui est égal aux composantes verticales puisque les forces dans les autres directions sont négligeables.

Forces d'attraction :		
	Circuit magnétique primaire	+ 109 N
	Circuit magnétique secondaire	- 55 N
	Plaques de blindage	- 49 N
Forces de Laplace :		
	Bobinage primaire	- 46 N
	Bobinage secondaire	+40 N
Forces globales :		
	Ensemble primaire	+ 63 N
	Ensemble secondaire	- 64 N

**Tableau 5-10. Valeurs des différentes forces s'exerçant sur le coupleur 1,6 MW**

Les forces d'attraction sont faibles. Lorsque le secondaire est en position extrême, les forces d'attraction selon le sens de marche du tramway sont seulement de quelques newtons. De plus, les forces exercées sur le circuit magnétique et le bobinage se compensent. Par rapport au poids des ensembles primaire et secondaire ( $\sim 1$  kN), les forces d'attraction sont négligeables. Celles-ci ne présentent pas un risque pour le système mais elles ne pourront pas servir à un système d'auto centrage « naturel » entre la partie fixe et la partie embarquée.

## VIII. CONCLUSION

Ce chapitre présente les pertes et leurs modélisations dans les bobinages, les circuits magnétiques et les plaques de blindage (en fonction de leur matériau : ferrite ou aluminium). Grâce à la méthode d'homogénéisation et de simulations numériques sous FLUX<sup>®</sup>, il est

possible d'estimer précisément les pertes dans les différentes parties du coupleur. Une fois celles-ci identifiées et connues, elles sont implantées dans la description thermique du problème dans le logiciel Flotherm<sup>®</sup>. L'ensemble de ces calculs et simulations est réalisé en approche 3D. Grâce à ce « prototypage virtuel », il a été possible de valider le dimensionnement réalisé. En effet, dans toute démarche de conception d'un composant magnétique, une itération sur le dimensionnement thermique apparaît [FERRIEUX-06].

Cette étude a permis de valider certains choix arbitraires de conception comme l'induction et les densités de courants maximales admissibles. De plus, l'étude de la répartition de la densité de courant a mis en évidence l'intérêt de l'utilisation de conducteur dédié.

Cependant, l'étude thermique reste incomplète car la totalité du système englobant le coupleur n'est pas pris en compte. Mais cette étude préliminaire a permis de déterminer les propriétés thermiques équivalentes du fil de Litz et de valider l'approche par modèle moyen.



## ***CHAPITRE 6. Prototypes à échelle réduite***

## SOMMAIRE

I. Choix de la réduction d'échelle .....	186
I.1. Introduction.....	186
I.2. Conséquences de la réduction d'échelle .....	186
I.2.1. Grandeurs caractéristiques .....	186
I.2.2. Grandeurs inductives .....	189
I.2.3. Grandeurs électriques.....	191
I.3. Conclusion .....	192
II. Présentation du prototype à échelle réduite moyenne puissance.....	193
II.1. Réduction d'échelle .....	193
II.2. Présentation du coupleur .....	194
II.3. Etude des grandeurs inductives .....	195
III. Présentation du prototype à échelle réduite faible puissance.....	196
III.1. Réduction d'échelle.....	196
III.2. Etude des grandeurs inductives .....	198
III.3. Présentation du convertisseur.....	199
III.4. Test et mesures sur le prototype.....	201
III.5. Blindage en aluminium .....	202
III.6. Blindage primaire et secondaire.....	204
IV. Présence des rails pour le système à échelle 1 .....	206
V. Conclusion.....	207

## Résumé

*Ce chapitre présente la partie expérimentale de ces travaux de recherche. Afin de valider l'approche théorique, deux prototypes à échelle réduite ont été réalisés : un premier de 1,6 kW à partir de ferrites existantes et un second de 100 kW pour lequel la géométrie des circuits magnétiques est libre.*

*La première question à se poser concerne le choix du facteur d'échelle ou autrement dit le cahier des charges pour les prototypes à échelle réduite. Pour répondre à cette interrogation, une étude des conséquences d'une réduction d'échelle est présentée. Le comportement fortement inductif du coupleur complexifie cette étude. Par conséquent, dans un premier temps, le coupleur est supposé parfait puis son modèle inductif réel est pris en compte. A partir de cette réflexion, une méthodologie de réduction d'échelle est proposée. Celle-ci a été appliquée pour définir le cahier des charges du prototype de 100 kW. Pour le prototype de 1,6 kW, le dimensionnement a été réalisé à partir de ferrites existantes qui a empêché l'utilisation directe de cette méthodologie.*

*La deuxième partie de chapitre est consacrée aux résultats expérimentaux obtenus pour les deux prototypes. Une comparaison des grandeurs inductives expérimentales et théoriques pour les prototypes de 1,6 et 100 kW est présentée. Puis pour le prototype de 1,6 kW, le convertisseur alimentant le coupleur est détaillé. La réalisation complète du*

*système a permis de valider le dimensionnement global et les outils développés durant cette thèse.*

*Enfin, des études complémentaires sur le prototype de 1,6 kW permettent de valider des choix de conception (plaque de blindage en ferrite et non en aluminium) et mettent en avant des perspectives possibles (blindage des têtes de bobines secondaire). De plus, une étude (par simulation numérique) de l'impact de la présence des rails pour le système de 1,6 MW conclut ce chapitre.*

## I. CHOIX DE LA REDUCTION D'ECHELLE

### I.1. Introduction

Le cahier des charges impose un système d'une puissance très importante (1,6 MW). Cela implique un composant magnétique et un convertisseur onéreux et volumineux. Il a donc été décidé, dans un premier temps, de réaliser des prototypes à échelle réduite basse (1,6 kW) et moyenne (100 kW) puissances afin de valider le pré dimensionnement et les modèles mis en place, ainsi que la faisabilité pratique. La première étape consiste à déterminer le facteur de réduction d'échelle. Ce problème de réduction d'échelle a déjà été abordé pour les micro et nano systèmes lors de la miniaturisation de composants électromagnétiques [CUGAT-02]. L'étude présentée dans ce document s'intéresse davantage aux corrélations possibles entre prototypes à échelle réduite et système à échelle 1 qu'à l'intérêt d'une réduction pour ce type de composant. Cependant, au début de ces travaux de recherche, ne connaissant pas le volume nécessaire pour transiter la puissance nominale ( $P_n$ ), il a été envisagé de répartir celle-ci sur deux coupleurs par exemple (de puissance  $P_n/2$  chacun). Cette étude de réduction d'échelle pourra apporter un élément de réponse quant à l'intérêt d'une répartition de la puissance à transiter.

Le but de ces prototypes est de reproduire le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes physiques mis en jeu pour le système à puissance nominale. Autrement dit, l'objectif est de partir du dimensionnement réalisé pour le cahier des charges à échelle 1 pour en déduire les dimensions et les caractéristiques du système à échelle réduite. On note  $h$  le facteur de réduction homothétique ( $h$  est inférieur à 1), c'est-à-dire que chaque dimension géométrique sera multipliée par  $h$  pour obtenir les dimensions du prototype à échelle réduite (dans les trois directions :  $x$ ,  $y$  et  $z$ ). Dans ce chapitre, l'apostrophe représente la grandeur ( $X$ ) obtenue après l'homothétie de facteur  $h$ . Alors la nouvelle grandeur est notée  $X'$  et respecte l'équation (6-1).

$$X' = h \cdot X \quad (6-1)$$

### I.2. Conséquences de la réduction d'échelle

#### I.2.1. Grandeurs caractéristiques

Comme cela a été présenté dans les Chapitres I et IV, la grandeur caractéristique pour dimensionner un transformateur est son produit des aires  $A_e \cdot S_b$  où  $A_e$  et  $S_b$  représentent respectivement les surfaces de fer et de cuivre. De plus, il a été montré la nécessité de

distinguer le produit des aires primaire ( $Ae_1 \cdot Sb_1$ ) et secondaire ( $Ae_2 \cdot Sb_2$ ). Leurs expressions respectives sont explicitées dans les équations (6-2) et (6-3). Elles dépendent des coefficients  $C_f$ ,  $J_s$ ,  $B_m$  et  $f_{sw}$  qui représentent respectivement le coefficient de foisonnement, la densité de courant maximale admissible, l'induction maximale et la fréquence de découpage. Ces grandeurs sont constantes et imposées par le cahier des charges.

$$Ae_1 \cdot Sb_1 = \frac{C_f \cdot V_1 \cdot I_1}{J_s \cdot B_m \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{sw}} \quad (6-2)$$

$$Ae_2 \cdot Sb_2 = \frac{C_f \cdot V_2 \cdot I_2}{J_s \cdot B_m \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{sw}} \quad (6-3)$$

Les grandeurs électriques efficaces sont respectivement notées  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$  et  $I_2$ . Elles correspondent aux tensions et aux courants primaire et secondaire. Pour un transformateur parfait (inductance de fuites négligées et inductance magnétisante supposée infinie), on peut donc exprimer les produits  $Ae_1 \cdot Sb_1$  (6-4) et  $Ae_2 \cdot Sb_2$  (6-5) en fonction des puissances actives  $P_1$ ,  $P_2$  et  $K_{CDC}$  (6-6). En effet le courant magnétisant et la chute de tension liée à l'inductance de fuites sont supposés nuls. Le déphasage tension/courant est supposé nul.

$$Ae_1 \cdot Sb_1 = K_{CDC} \cdot V_1 \cdot I_1 = k_{CDC} \cdot P_1 \quad (6-4)$$

$$Ae_2 \cdot Sb_2 = K_{CDC} \cdot V_2 \cdot I_2 = k_{CDC} \cdot P_2 \quad (6-5)$$

$$K_{CDC} = \frac{C_f}{J_s \cdot B_m \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{sw}} \quad (6-6)$$

En supposant que l'induction et la répartition de la densité de courant sont uniformes, on peut exprimer les surfaces de fer (6-7) et les surfaces de cuivre (6-8) en fonction des dimensions géométriques caractéristiques de ces sections. Pour les surfaces de cuivre, on suppose que les conducteurs sont cylindriques de rayon  $r_c$ .

$$Ae_1 = p_1 \cdot nc \text{ et } Ae_2 = p_2 \cdot nc \quad (6-7)$$

$$Sb_1 = N_1 \cdot (2 \cdot r_c)^2 = 4 \cdot N_1 \cdot r_c^2 \text{ et } Sb_2 = 4 \cdot N_2 \cdot r_c^2 \quad (6-8)$$

On suppose maintenant une homothétie dans les trois dimensions du coupleur. On obtient les nouvelles grandeurs caractéristiques (6-9) et (6-10) :

$$Ae_1' = h \cdot p \cdot h \cdot nc = h^2 \cdot Ae_1 \text{ et } Ae_2' = h^2 \cdot Ae_2 \quad (6-9)$$

$$Sb_1' = N_1 \cdot (2 \cdot h \cdot r_c)^2 = h^2 \cdot Sb_1 \text{ et } Sb_2' = h^2 \cdot Sb_2 \quad (6-10)$$

On en déduit les nouvelles expressions des produits des aires primaire et secondaire (6-11) et (6-12) :

$$Ae_1' \cdot Sb_1' = h^4 \cdot Ae_1 \cdot Sb_1 \Leftrightarrow P_1' = h^4 \cdot P_1 \quad (6-11)$$

$$Ae_2' \cdot Sb_2' = h^4 \cdot Ae_2 \cdot Sb_2 \Leftrightarrow P_2' = h^4 \cdot P_2 \quad (6-12)$$

On introduit le facteur  $h_p$  qui correspond au facteur de réduction de la puissance. On l'exprime en fonction du facteur de réduction géométrique  $h$ . On obtient l'expression (6-13).

$$h_p = h^4 \quad (6-13)$$

A partir des expressions (6-9) et (6-10), on remarque que les surfaces de fer et de cuivre ont été multipliées par le facteur  $h^2$ . Or les tensions sont proportionnelles aux surfaces de fer (6-14) et les courants sont proportionnels aux surfaces de cuivre (6-15).

$$Ae_1 = \frac{V_1}{B_m \cdot N_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{sw}} \quad \text{et} \quad Ae_2 = \frac{V_2}{B_m \cdot N_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{sw}} \quad (6-14)$$

$$Sb_1 = \frac{C_f \cdot N_1 \cdot I_1}{J_s} \quad \text{et} \quad Sb_2 = \frac{C_f \cdot N_2 \cdot I_2}{J_s} \quad (6-15)$$

On en déduit les relations entre les grandeurs électriques obtenues après une homothétie  $h$  et celles obtenues à puissance nominale pour un transformateur supposé parfait :

$$V_1' = h^2 \cdot V_1 \quad \text{et} \quad V_2' = h^2 \cdot V_2 \quad (6-16)$$

$$I_1' = h^2 \cdot I_1 \quad \text{et} \quad I_2' = h^2 \cdot I_2 \quad (6-17)$$

On introduit les facteurs  $h_v$  et  $h_i$  qui correspondent au facteur de réduction de la tension et du courant. On les exprime en fonction du facteur de réduction géométrique  $h$ . On obtient l'expression (6-18).

$$h_v = h_i = h^2 \quad (6-18)$$

Pour une réduction géométrique  $h$  (dans les trois directions), pour un transformateur supposé parfait, la puissance active est réduite d'un facteur  $h^4$  et les courants et les tensions sont réduits d'un facteur  $h^2$ . Ces coefficients de réduction pour les grandeurs électriques doivent être respectés pour assurer un bon fonctionnement du composant magnétique : densité de courant maximale et induction maximale.

Le Tableau 6-1 présente le lien entre les coefficients de réduction géométrique et électriques pour différentes réductions d'échelle. A partir de ce tableau et de la puissance du

prototype à échelle réduite, il est possible de connaître la réduction d'échelle géométrique nécessaire.

	Puissance	1/h <sub>p</sub>	1/h	1/h <sub>v</sub> , 1/h <sub>l</sub>
P <sub>n</sub>	1,6 MW	1	1	1
P <sub>n</sub> /10	160 kW	10	1,78	3,16
P <sub>n</sub> /20	80 kW	20	2,11	4,47
P <sub>n</sub> /50	32 kW	50	2,66	7,07
P <sub>n</sub> /100	16 kW	100	3,16	10
P <sub>n</sub> /1000	1,6 kW	1000	5,62	31,62

**Tableau 6-1. Lien entre les coefficients de réduction géométrique et électriques**

Le volume du composant magnétique, pour un transformateur supposé parfait, évolue en h<sup>3</sup> alors que la puissance évolue en h<sup>4</sup>. Par conséquent, la puissance volumique (en W.m<sup>-3</sup>) obéit à la relation (6-19). Pour une réduction homothétique h, la puissance volumique diminue proportionnellement à h. Sans rupture technologique (changement de matériau, fréquence,...), il est moins intéressant d'un point de vue puissance volumique de répartir la puissance à transiter sur plusieurs transformateurs plutôt que d'avoir un seul gros composant magnétique de puissance nominale.

$$\left( \frac{P'}{V_{ol}'} \right) = h \cdot \left( \frac{P}{V_{ol}} \right) \quad (6-19)$$

A cause de la géométrie particulière du composant magnétique (présence d'un entrefer important et profondeurs du primaire et du secondaire différentes), l'hypothèse du transformateur parfait n'est plus valable. En effet, l'inductance de fuites et l'inductance magnétisante doivent être prises en compte. Il faut donc s'intéresser aux puissances apparentes et vérifier s'il est possible de conserver le rapport des puissances apparentes entre le primaire et le secondaire, c'est-à-dire respecter les équations (6-16) et (6-17). Pour cela, il est nécessaire d'étudier l'évolution des grandeurs inductives en fonction de l'homothétie h.

### ***1.2.2. Grandeurs inductives***

Les inductances propres primaire et secondaire peuvent s'exprimer sous la forme de (6-20).

$$L_1 = \frac{\Phi_1}{I_1} = \frac{N_1 \cdot \varphi_1}{I_1} \text{ et } L_2 = \frac{\Phi_2}{I_2} = \frac{N_2 \cdot \varphi_2}{I_2} \quad (6-20)$$

A partir de la loi de Biot et Savart (6-21), des équations précédentes et de la formule de Neumann (6-22), on peut exprimer les inductances propres (6-23) et l'inductance mutuelle (6-24) obtenues après homothétie.

$$\vec{B}(M) = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \oint_C \frac{I \cdot d\vec{l} \wedge \overrightarrow{SM}}{\|\overrightarrow{SM}\|^3} \quad (6-21)$$

$$M = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \iint_{C_2 C_1} \frac{d\vec{l}_2 \cdot d\vec{l}_1}{\|\overrightarrow{SM}\|} \quad (6-22)$$

$$L_1' = h \cdot L_1 \text{ et } L_2' = h \cdot L_2 \quad (6-23)$$

$$M' = h \cdot M \quad (6-24)$$

La Figure 6-1.a et la Figure 6-1.b illustrent respectivement les loi de Biot et Savart et la formule de Neumann.

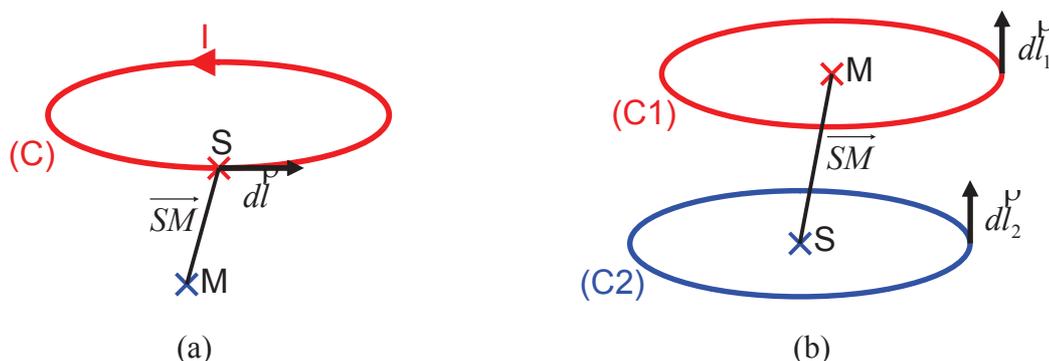


Figure 6-1. (a) Illustration de la loi de Biot et Savart. (b) Illustration de la formule de Neumann

Les évolutions des inductances propres et de l'inductance mutuelle étant identiques en fonction de l'homothétie  $h$ , les coefficients de couplage primaire, secondaire et global restent constants et sont indépendants de l'homothétie (6-25).

$$k_1' = k_1, k_2' = k_2 \text{ et } k' = k \quad (6-25)$$

Par conséquent, dans le modèle à deux inductances et un coupleur parfait, l'inductance de fuites et l'inductance magnétisante évoluent proportionnellement au facteur de réduction géométrique (6-26), (6-27), alors que le rapport de transformation reste constant (6-28) pour des nombres de spires primaire et secondaire donnés.

$$L_f' = h \cdot L_f \quad (6-26)$$

$$L_m' = h \cdot L_m \quad (6-27)$$

$$m_1' = m_1 \quad (6-28)$$

### 1.2.3. Grandeurs électriques

Comme il a été dit précédemment, pour un transformateur à grand entrefer, le dimensionnement de celui-ci ne se fait pas à partir de la puissance active (P) mais de la puissance apparente (S). Les expressions (6-4) et (6-5) s'écrivent sous la forme de (6-29) et (6-30) pour un transformateur à grand entrefer.

$$Ae_1 \cdot Sb_1 = k_{CDC} \cdot S_1 \quad (6-29)$$

$$Ae_2 \cdot Sb_2 = k_{CDC} \cdot S_2 \quad (6-30)$$

Par conséquent, la réduction d'échelle ne se fait plus sur la puissance active mais sur la puissance apparente. On en déduit les relations (6-31) et (6-32) à partir des expressions (6-11) et (6-12). Les relations concernant les grandeurs électriques primaire et secondaire ((6-16) et (6-17)) doivent rester vraies malgré la présence de l'entrefer pour respecter le cahier des charges en terme de densité de courant dans les conducteurs et d'induction dans le matériau magnétique.

$$S_1' = h^4 \cdot S_1 \quad (6-31)$$

$$S_2' = h^4 \cdot S_2 \quad (6-32)$$

Les puissances apparentes dépendent des paramètres inductifs du coupleur et des composants de puissance environnants (condensateurs et résistance de charge équivalente). Dans notre cas, les paramètres inductifs sont imposés alors que les composants de puissance environnants peuvent être choisis. Afin de respecter les relations de réduction d'échelle entre les grandeurs électriques ((6-16), (6-17), (6-31) et (6-32)), les relations (6-33) à (6-35) doivent être vérifiées.  $Z_1$  et  $Z_2$  correspondent respectivement aux impédances vues du primaire et du secondaire.  $H$  représente la fonction de transfert de la tension secondaire en fonction de la tension primaire.

$$\frac{h^2 \cdot V_1'}{h^2 \cdot I_1'} = \frac{V_1'}{I_1'} = \frac{V_1}{I_1} \Leftrightarrow Z_1' = Z_1 \quad (6-33)$$

$$\frac{h^2 \cdot V_2'}{h^2 \cdot I_2'} = \frac{V_2'}{I_2'} = \frac{V_2}{I_2} \Leftrightarrow Z_2' = Z_2 \quad (6-34)$$

$$\frac{V_2'}{V_1'} = \frac{V_2}{V_1} \Leftrightarrow H' = H \quad (6-35)$$

Afin de vérifier les relations précédentes, il faut exprimer  $Z_1$  en fonction de  $Z_2$  (6-36) ainsi que les fonctions de transfert  $H$  et  $H'$  (6-37).

$$Z_1 = j \cdot Lf \cdot \omega + \frac{\frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2 \cdot j \cdot Lm \cdot \omega}{\frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2 + j \cdot Lm \cdot \omega} \quad (6-36)$$

$$H = \frac{\frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2 \cdot j \cdot Lm \cdot \omega}{Z_1 \cdot \left( \frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2 + j \cdot Lm \cdot \omega \right)} \quad \text{d'où} \quad H' = \frac{\frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2' \cdot j \cdot h \cdot Lm \cdot \omega}{Z_1' \cdot \left( \frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2' + j \cdot h \cdot Lm \cdot \omega \right)} \quad (6-37)$$

Après réduction d'échelle, l'impédance vue du primaire  $Z_1'$  peut s'écrire sous la forme de (6-38).

$$Z_1' = h \cdot \left( j \cdot Lf \cdot \omega + \frac{\frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2 \cdot j \cdot Lm \cdot \omega}{\frac{1}{m_1^2} \cdot Z_2 + j \cdot h \cdot Lm \cdot \omega} \right) \quad (6-38)$$

L'impédance  $Z_2'$  est le seul paramètre permettant d'influencer les puissances apparentes vues du primaire et du secondaire. Étant donné toutes les conditions à respecter et les dépendances entre ces conditions, il est impossible de trouver une impédance  $Z_2'$  permettant de conserver les puissances apparentes primaire et secondaire. De plus, avec cette méthode, l'énergie réactive du coupleur n'est pas compensée.

### I.3. Conclusion

Cette étude sur la réduction d'échelle montre qu'il n'est pas possible de partir du dimensionnement du système à échelle 1 (1,6 MW) pour concevoir un prototype à échelle réduite. En effet, une simple réduction homothétique sur la géométrie entraînera un déséquilibre des contraintes électriques sur les ensembles primaire et secondaire. Par conséquent, les surfaces de fer et de cuivre seront soit sous dimensionnées soit sur dimensionnées. Il est donc nécessaire de réaliser un nouveau dimensionnement pour chaque prototype à échelle réduite à partir de l'outil d'aide au dimensionnement.

La Figure 6-2 présente la méthodologie de réduction d'échelle choisie. La première étape consiste à déterminer arbitrairement la puissance de sortie et les niveaux de tension d'entrée et de sortie. A partir de la puissance de sortie et du Tableau 6-1, on en déduit le facteur de réduction d'échelle de puissance et géométrique. Comme cela a été présenté dans le chapitre IV, le dimensionnement du coupleur est réalisé à partir de la surface au sol disponible

pour le secondaire. La surface au sol pour le prototype à échelle réduite est calculée à partir de celle du système à échelle 1 et du facteur de réduction géométrique.

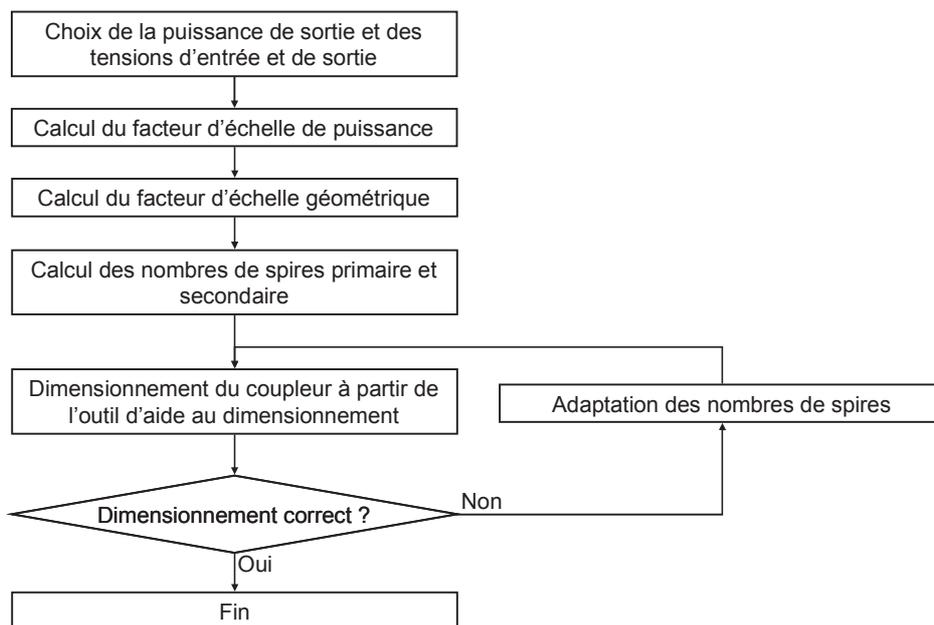


Figure 6-2. Algorithme de réduction d'échelle

Il reste maintenant à déterminer les nombres de spire primaire et secondaire. A partir de l'équation (6-14), on peut exprimer la tension primaire en fonction du nombre de spires et de la surface de fer primaire pour le système à échelle 1 et à échelle réduite. On en déduit le nombre de spires primaire pour le prototype à échelle réduite à partir de l'équation (6-39). Il en est de même pour le secondaire.

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= k_{CDC} \cdot N_1 \cdot Ae_1 \\ V_1' &= k_{CDC} \cdot N_1' \cdot Ae_1' \Leftrightarrow V_1' = k_{CDC} \cdot N_1' \cdot h^2 \cdot Ae_1 \end{aligned} \right\} N_1' = \frac{1}{h^2} \cdot \frac{V_1'}{V_1} \cdot N_1 \quad (6-39)$$

Les coefficients de réduction du Tableau 6-1 sont valides pour un transformateur parfait (coefficient de couplage égal à 1). Par conséquent, pour parvenir à un dimensionnement respectant le cahier des charges, il est nécessaire d'ajuster le nombre de spires par post traitement dans l'outil d'aide au dimensionnement. C'est pourquoi une boucle itérative apparaît dans la Figure 6-2. Celle-ci est réalisée manuellement par l'utilisateur.

## II. PRESENTATION DU PROTOTYPE A ECHELLE REDUITE MOYENNE PUISSANCE

### II.1. Réduction d'échelle

Pour le dimensionnement du prototype 100 kW, nous avons utilisé la méthode de réduction d'échelle présentée précédemment. Le Tableau 6-2 renvoie aux principales

spécifications du cahier des charges pour le système à échelle 1. A partir de celles-ci, on en déduit le cahier des charges du prototype 100 kW (Tableau 6-2).

Désignations	Valeur – 1,6 MW	Valeur – 100 kW
Facteur de réduction de la puissance	1	1/16
Facteur de réduction géométrique	1	1/2
Fréquence de découpage	25 kHz	25 kHz
Tension d'entrée	750 VDC	500 VDC
Tension de sortie	750 VDC	500 VDC
Surface au sol du secondaire	1 m <sup>2</sup> (1m*1m)	0,25 m <sup>2</sup> (0,5m*0,5m)
Entrefer nominal	100 mm	50 mm
Variation d'entrefer	+/- 10 mm	+/- 5 mm
Précision longitudinale – Précision d'arrêt	+/- 500 mm	+/- 250 mm
Induction maximale	200 mT	200 mT
Densité de courant	5 A/mm <sup>2</sup>	5 A/mm <sup>2</sup>

**Tableau 6-2. Cahier des charges du système à échelle 1 et 1/16**

Les choix arbitraires de conception comme l'induction maximale ou la densité de courant maximale sont identiques. Les tensions d'entrée et de sortie sont choisies de manière à pouvoir utiliser des interrupteurs de puissance 1200V, pour avoir un coefficient de sécurité supérieur à 2 et avoir des interrupteurs relativement rapides. Les nombres de spires primaire et secondaire seront adaptés pour obtenir la tension de sortie désirée. A partir de l'outil d'aide au dimensionnement, on trouve qu'un nombre de spires primaire égal à 4 et qu'un nombre de spires secondaire égal à 10 permet de garantir un bon fonctionnement.

## II.2. Présentation du coupleur

Les dimensions géométriques ont constitué le cahier des charges pour la conception technologique du coupleur. Celle-ci a été réalisée par la société Transrail Boige et Vignal<sup>®</sup> basée à Vaulx-en-Velin [TRANSRAIL]. Suite à des contraintes d'assemblage mécanique et d'utilisation de ferrites existantes usinées, certaines grandeurs géométriques des circuits magnétiques ont été modifiées. Le second outil d'aide au dimensionnement a été utilisé pour valider ces modifications, puis une seconde vérification par simulation numérique a été faite pour compléter l'approche analytique.

La Figure 6-3 représente le prototype de 100 kW. Sur la Figure 6-3.a, on peut voir l'ensemble secondaire monté sur roulette pour permettre de faire varier la position du secondaire par rapport au primaire (précision longitudinale) avec les deux plaques de blindage. Les roulettes sont mobiles par rapport au secondaire pour permettre le réglage de l'entrefer. Sur la Figure 6-3.b, on observe le circuit magnétique avec son bobinage. Ce dernier

est de couleur bleu dû à l'imprégnation. L'ensemble des éléments présents pour la tenue et le montage mécanique est en matériau amagnétique.

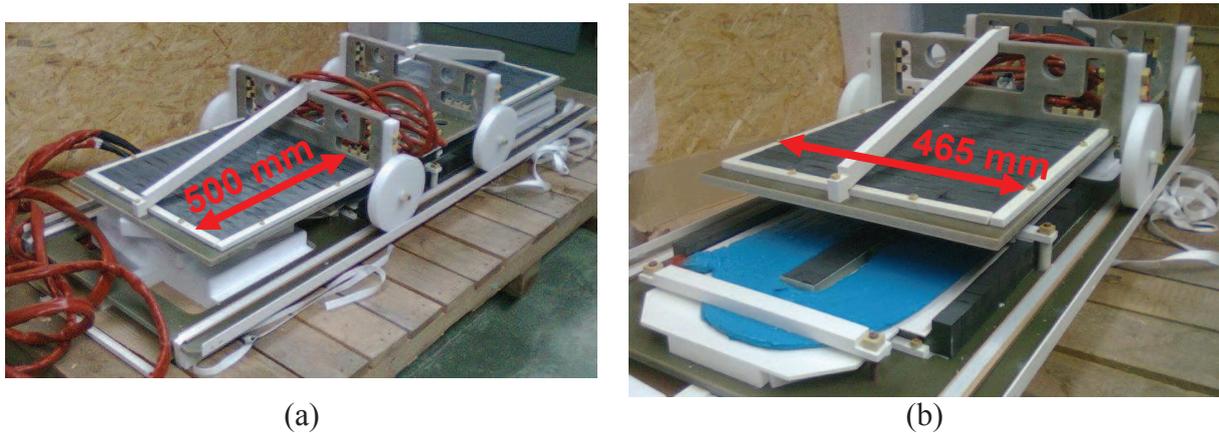


Figure 6-3. Prototype 100 kW. (a) Vue globale avec le secondaire centré par rapport au primaire. (b) Vue du circuit magnétique primaire et de la plaque de blindage.

### II.3. Etude des grandeurs inductives

La Figure 6-4 présente l'évolution des quatre grandeurs caractéristiques du prototype 100 kW en fonction de la fréquence pour un entrefer de 50 mm en position centrale. Celles-ci sont composées de :

- $Z_{0p}$  : Impédance vue du primaire et secondaire à vide,
- $Z_{0s}$  : Impédance vue du secondaire et primaire à vide,
- $Z_{ccp}$  : Impédance vue du primaire et secondaire en court-circuit,
- $Z_{ccs}$  : Impédance vue du secondaire et primaire en court-circuit.

On remarque que la fréquence de résonance se situe autour de 1 MHz et est très supérieure à la fréquence d'alimentation du prototype (25 kHz).

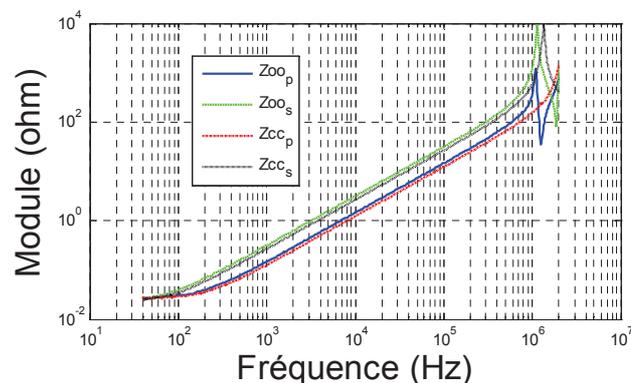


Figure 6-4. Impédances caractéristiques à vide et en court-circuit du prototype 100 kW

A partir des valeurs des impédances en fonction de la fréquence et des travaux [COGITORE-94a], [COGITORE-94b], on en déduit les valeurs des inductances caractéristiques du prototype de 100 kW. Ces calculs ont été réalisés pour la valeur d'entrefer

nominal (50 mm) pour la position centrale et la position extrême. Dans le Tableau 6-3, on compare les résultats obtenus expérimentalement avec les résultats obtenus par simulation numérique (FLUX<sup>®</sup>).

	Position centrale		Position extrême	
	FLUX3D	Expérimentale	FLUX3D	Expérimentale
Inductance mutuelle M (en $\mu\text{H}$ )	14,0	13,2	12,4	11,4
Écart relatif M (en %)	6,4		8,7	
Inductance primaire L1 (en $\mu\text{H}$ )	21,0	22,9	20,9	22,8
Écart relatif L1 (en %)	8,2		8,5	
Inductance secondaire L2 (en $\mu\text{H}$ )	50,9	49,4	49,8	48,2
Écart relatif L2 (en %)	3,1		3,2	

**Tableau 6-3. Comparaison des grandeurs inductives pour le prototype 100 kW**

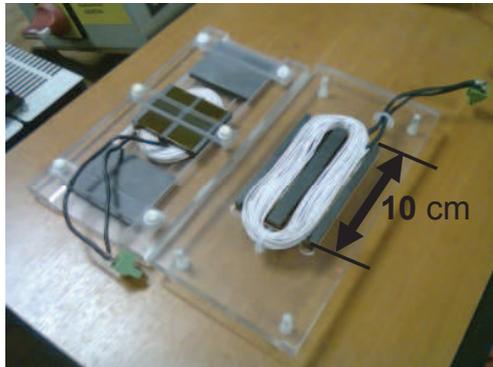
L'écart relatif (en valeur absolue) maximal est de 8,7 %. Les résultats obtenus sont satisfaisants. L'écart peut se justifier par la représentation macroscopique des bobinages sous FLUX<sup>®</sup>. En effet, les spires ne sont pas représentées. Pour la description des bobinages, on renseigne uniquement la géométrie globale en indiquant le nombre de spires. Par conséquent, les nombres de spires primaire et secondaire apparaissent dans la phase de résolution du problème mais pas dans la description géométrique. De plus, les amenées de courants ne sont pas modélisées, et il existe quelques imprécisions sur la description géométrique (têtes de bobines carrées et non circulaires).

### III. PRESENTATION DU PROTOTYPE A ECHELLE REDUITE FAIBLE PUISSANCE

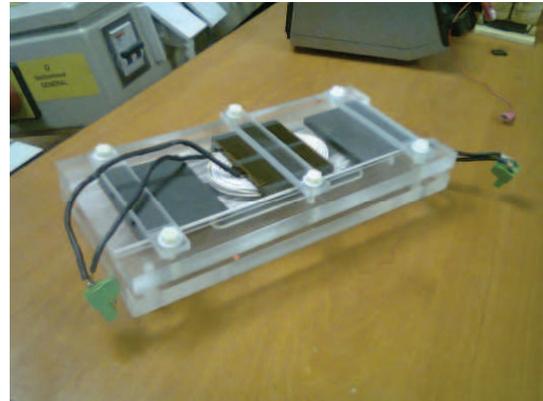
#### III.1. Réduction d'échelle

Pour le dimensionnement du prototype 1,6 kW, la méthode de réduction d'échelle n'a pas été utilisée. En effet, étant donné les faibles dimensions géométriques du coupleur obtenues après dimensionnement via l'outil d'aide au dimensionnement, la réalisation pratique par assemblage de ferrite était complexe et ne permettait pas de garantir une bonne précision des résultats. Par conséquent, un dimensionnement « à la main » a été réalisé avec le logiciel FLUX<sup>®</sup> à partir de ferrites existantes. Le primaire est composé de deux E64/50/10 [FERROXCUBE-08] en série. Le secondaire est composé d'un E64/50/10 et de deux plaques PLT64/50/5 (pour le blindage) [FERROXCUBE-08]. Les bobinages primaire et secondaire sont composés de 20 spires réalisées en fil de Litz de 200 brins de 0,1mm de diamètre. Un entrefer de 5 mm permet de respecter les conditions de fonctionnement du cahier des charges (induction de 100 mT et densité de courant de 5 A.mm<sup>-2</sup>). La Figure 6-5 représente le

prototype 1,6 kW. Les conducteurs et l'induction maximale ont été choisis de manière à avoir la même densité de pertes dans les bobinages et les circuits magnétiques pour le prototype 1,6 kW que pour le système à échelle 1.



(a)



(b)

Figure 6-5. Photos du coupleur de 1,6kW - 100kHz. (a) Vue "éclatée". (b) Vue d'ensemble.

Le Tableau 6-4 renvoie aux principales spécifications du cahier des charges pour le système à échelle 1 et le prototype 1,6 kW.

Désignations	Valeur – 1,6 MW	Valeur – 1,6 kW
Fréquence de découpage	25 kHz	100 kHz
Tension d'entrée	750 VDC	300 VDC
Tension de sortie	750 VDC	300 VDC
Surface au sol du secondaire	1 m <sup>2</sup> (1m*1m)	Imposée
Entrefer nominal	100 mm	5 mm
Variation d'entrefer	+/- 10 mm	+/- 0 mm
Précision longitudinale – Précision d'arrêt	+/- 500 mm	+/- 25 mm
Induction maximale	200 mT	100 mT
Densité de courant	5 A/mm <sup>2</sup>	5 A/mm <sup>2</sup>

Tableau 6-4. Cahier des charges du système à échelle 1 et 1/1000

Afin de valider l'outil d'aide au dimensionnement, celui-ci a été utilisé pour vérifier la cohérence des résultats. Le même cahier des charges que celui du Tableau 6-4 a été utilisé. La surface au sol du secondaire est prise égale à celle obtenue à partir des contraintes géométriques des ferrites. Le Tableau 6-5 présente les caractéristiques géométriques principales du coupleur obtenues à partir des deux dimensionnements. La correspondance est très satisfaisante et permet de valider l'outil d'aide au dimensionnement.

	Outil d'aide au dimensionnement	Dimensionnement « à la main »
Largeur jambe centrale	9	10
Hauteur fenêtre de bobinage primaire	5	5
Hauteur fenêtre de bobinage secondaire	4	5
Profondeur circuit magnétique secondaire	48	50
Largeur des fenêtres de bobinage	23	22

Tableau 6-5. Comparaison entre le dimensionnement à partir de l'outil d'aide au dimensionnement.

A partir des simulations numériques, les pertes dans le coupleur ont été calculées en utilisant la méthode d'homogénéisation détaillée dans le Chapitre V (Tableau 6-6). Les pertes sont principalement situées dans les bobinages à cause de la densité de courant importante. Les pertes totales sont de 18 W et le rendement est de 99 %.

Pertes fer primaire (en W)	0,9	8,3 %
Pertes fer secondaire (en W)	0,6	
Pertes fer blindage (en W)	0,1	0,5 %
Pertes DC bobinage primaire (en W)	6,8	66,3 %
Pertes prox. bobinage primaire (en W)	5,2	
Pertes bobinage primaire (en W)	12,0	
Pertes DC bobinage secondaire (en W)	1,4	24,9 %
Pertes prox. bobinage secondaire (en W)	3,1	
Pertes bobinage secondaire (en W)	4,5	
Pertes totales (en W)	18,1	100 %
Rendement (en %)	98,9	

Tableau 6-6. Récapitulatif des différentes pertes dans le coupleur 1,6 kW pour un blindage en ferrite

### III.2. Etude des grandeurs inductives

La Figure 6-6 présente l'évolution des quatre grandeurs caractéristiques du prototype 1,6 kW en fonction de la fréquence pour un entrefer de 5 mm en position centrale. On remarque que la fréquence de résonance se situe autour de 3 MHz et est très supérieure à la fréquence d'alimentation du prototype (100 kHz).

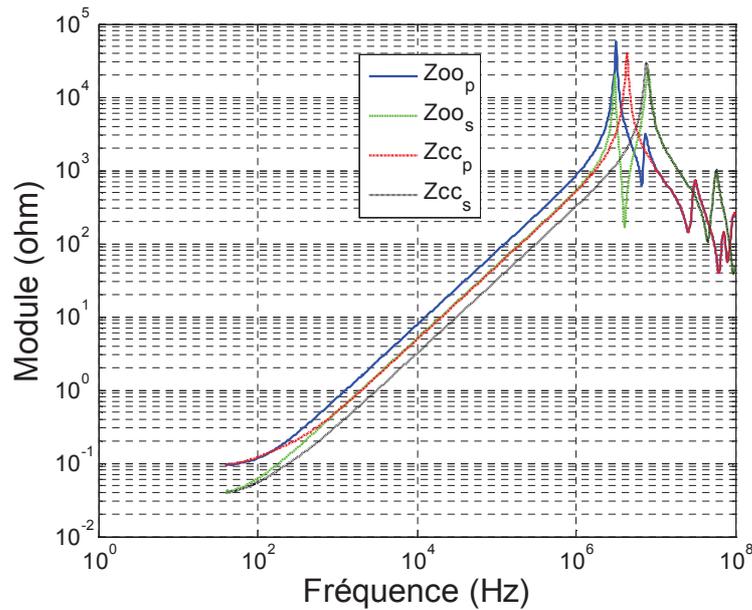


Figure 6-6. Impédances caractéristiques à vide et en court-circuit du prototype 1,6 kW

Comme pour le prototype 100 kW, à partir des courbes de la Figure 6-6, on déduit les valeurs des inductances caractéristiques du coupleur 1,6 kW. Le Tableau 6-7 regroupe les résultats obtenus à partir du modèle analytique, des simulations numériques et des mesures expérimentales. L'écart relatif (en valeur absolue) maximal entre le modèle analytique et les mesures est d'environ 12 %. Mais pour les simulations numériques, il n'excède pas 5 %.

	Analytique	FLUX3D	Expérimentale
Inductance mutuelle M (en $\mu\text{H}$ )	64	60	61
Écart relatif M (en %)	4,9	1,6	0,0
Inductance primaire L1 (en $\mu\text{H}$ )	108	120	123
Écart relatif L1 (en %)	12,2	2,5	0,0
Inductance secondaire L2 (en $\mu\text{H}$ )	76	76	80
Écart relatif L2 (en %)	5,0	5,0	0,0

Tableau 6-7. Comparaison des grandeurs inductives

### III.3. Présentation du convertisseur

Le convertisseur a été réalisé en collaboration avec M. Gatien KWIMANG, dans le cadre d'un stage de fin d'étude de Master 2 [KWIMANG-11]. Le système complet de transfert d'énergie sans contact est composé de cinq éléments distincts (Figure 6-7).

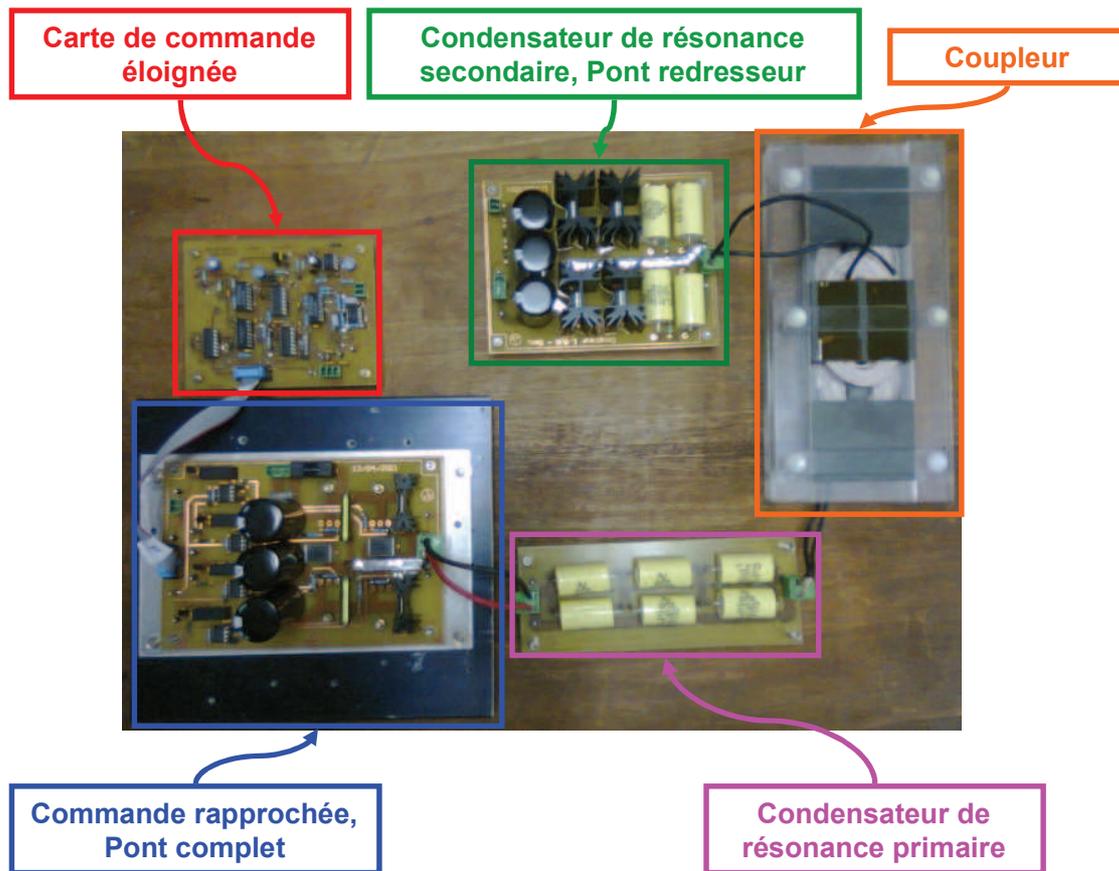


Figure 6-7. Vue d'ensemble du convertisseur complet (convertisseur + coupleur)

La résonance fait apparaître deux modes de commutation. Un bras fonctionne en « Zero Voltage Switching » (ZVS) et l'autre en « Zero Current Switching » (ZCS). Pour le bras en ZCS, la diode intégrée a été remplacée par une diode à faible recouvrement en SiC. Pour le bras en ZVS, des condensateurs d'aide à la commutation ont été ajoutés en parallèle des interrupteurs de puissance.

L'étude des pertes au sein de la structure de puissance permet d'estimer le rendement théorique du convertisseur. Celui-ci est de 94,1 %. La Figure 6-8 présente les pertes dans chaque élément du convertisseur. Celles-ci sont principalement localisées dans le pont complet (55 %). Puis les pertes dans le pont de diodes et le coupleur sont pratiquement égales (20 %). Les pertes liées aux commandes éloignée et rapprochée sont négligées.

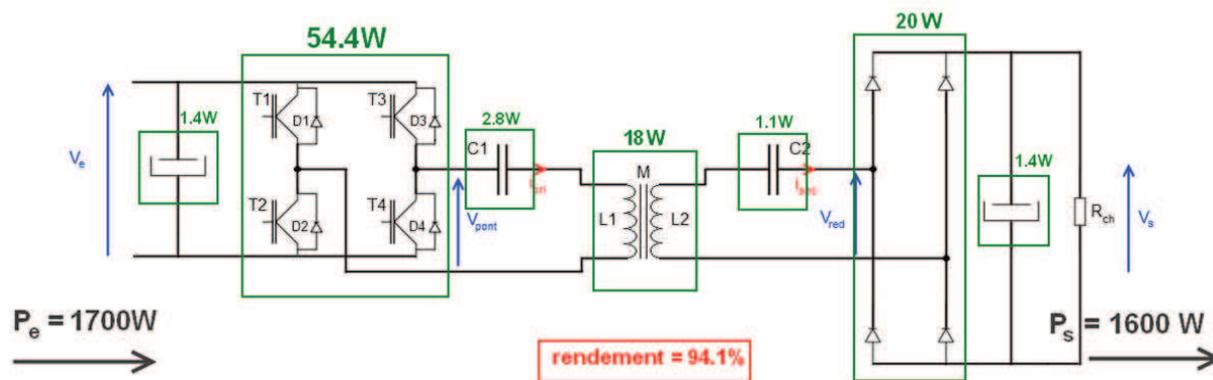


Figure 6-8. Localisation des pertes dans le prototype 1,6 kW (Source : [KWIMANG-11])

Afin de faire une estimation précise des pertes du convertisseur, une alimentation par la méthode par opposition a été mise en place. Celle-ci consiste à connecter en parallèle l'entrée et la sortie du convertisseur et à supprimer la charge. La puissance n'est plus dissipée dans une résistance. Celle-ci circule dans le convertisseur et la source d'alimentation  $V_{DC}$  ne fournit que les pertes. Dans notre cas, cette méthode est particulièrement pertinente puisque les niveaux de tension d'entrée et de sortie sont égaux. L'asservissement ne se fait plus en tension mais en courant (Figure 6-9).

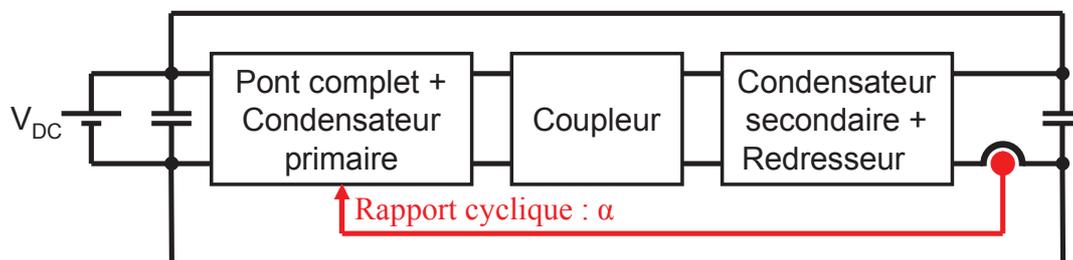


Figure 6-9. Mesure des pertes par la méthode par opposition

### III.4. Test et mesures sur le prototype

Pour la mise en route du convertisseur complet (convertisseur + coupleur) et la phase de spécifications techniques, les tests suivants ont été réalisés :

- Boucle ouverte avec variation du rapport cyclique,
- Boucle fermée avec variation de la charge, de la consigne en tension et de la tension d'alimentation,
- Alimentation par opposition avec variation de la consigne en courant.

Ceux-ci ont été réalisés pour l'ensemble des positions possibles selon la précision longitudinale avec succès. La Figure 6-10 représente les tensions et courants primaire et secondaire obtenus expérimentalement et par simulation.

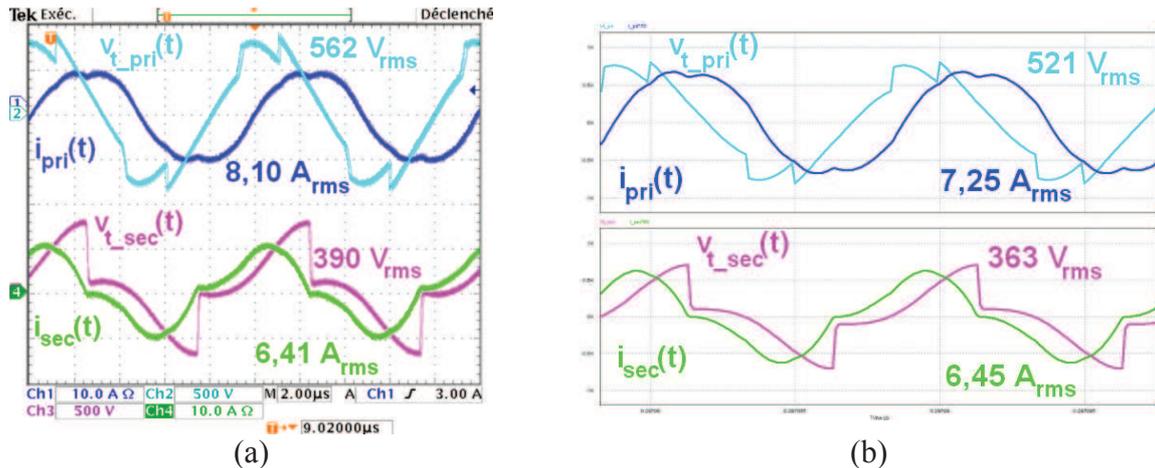


Figure 6-10. Formes d'ondes des courants et tensions primaire et secondaire du coupleur. (a) Mesures expérimentales. (b) Simulations PSIM

La Figure 6-11 représente l'évolution du rendement en fonction de la puissance de sortie pour les positions centrale et extrême. Pour une puissance de sortie de 1,6 kW, le rendement mesuré expérimentalement est de 93,9 % contre 94,1 % en théorie. Le rendement de 94,1 % est atteint pour une puissance de sortie de 1,8 kW. L'estimation théorique des pertes est satisfaisante. Mais, une étude expérimentale plus précise des pertes au niveau du coupleur est nécessaire afin de valider les résultats issus de la modélisation numérique.

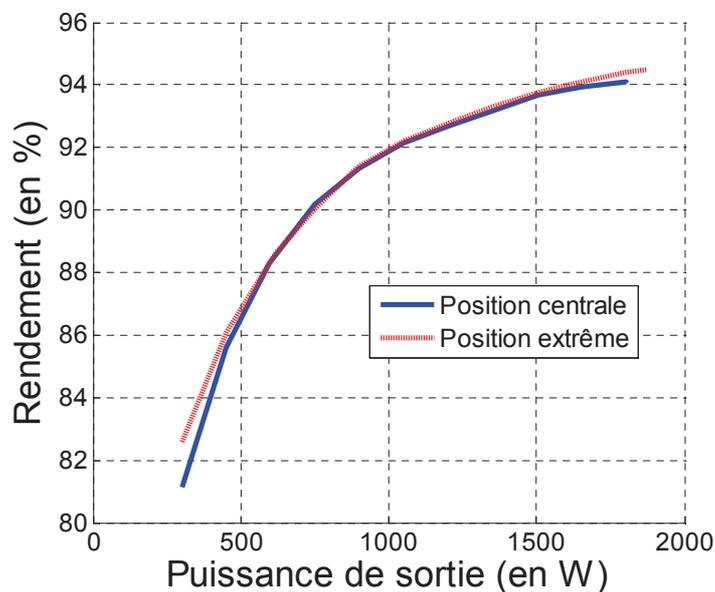


Figure 6-11. Rendement en fonction de la puissance de sortie pour un blindage en ferrite

### III.5. Blindage en aluminium

Afin de valider expérimentalement le choix technologique concernant le matériau des plaques de blindage, des tests ont été effectués avec des plaques de blindage en aluminium.

Le Tableau 6-8 regroupe les grandeurs inductives obtenues à partir du modèle analytique, des simulations numériques et des mesures expérimentales pour un coupleur composé de plaques de blindage en aluminium. L'entrefer est de 5 mm et le secondaire est centré par rapport au primaire. L'écart relatif (en valeur absolue) maximal entre le modèle analytique et les mesures est d'environ 12 %. Mais pour les simulations numériques, il n'excède pas 6 %.

	Analytique	FLUX3D	Expérimentale
Inductance mutuelle M (en $\mu\text{H}$ )	65,7	61,9	58,7
Écart relatif M (en %)	11,9	5,5	0,0
Inductance primaire L1 (en $\mu\text{H}$ )	96,7	104,2	108,6
Écart relatif L1 (en %)	11,3	4,4	0,0
Inductance secondaire L2 (en $\mu\text{H}$ )	75,8	75,8	76,5
Écart relatif L2 (en %)	0,9	0,9	0,0

**Tableau 6-8. Comparaison des grandeurs inductives pour un blindage en aluminium**

Le Tableau 6-9 présente les pertes et leurs répartitions au sein du coupleur. Le rendement théorique de celui-ci est de 98,4 % contre 98,9 % pour un blindage en ferrite. Les pertes sont du même ordre de grandeur dans chaque élément sauf dans les plaques de blindage. En effet, celles-ci sont de 8,5 W pour l'aluminium contre seulement 0,1 W pour la ferrite.

Pertes fer primaire (en W)	0,7	5,1 %
Pertes fer secondaire (en W)	0,6	
Pertes blindage aluminium (en W)	8,5	33,5 %
Pertes DC bobinage primaire (en W)	6,7	43,3 %
Pertes prox. bobinage primaire (en W)	4,3	
Pertes bobinage primaire (en W)	11,0	
Pertes DC bobinage secondaire (en W)	1,5	18,1 %
Pertes prox. bobinage secondaire (en W)	3,1	
Pertes bobinage secondaire (en W)	4,6	
Pertes totales (en W)	25,4	100 %
Rendement (en %)	98,4	

**Tableau 6-9. Récapitulatif des différentes pertes dans le coupleur 1,6 kW pour un blindage en aluminium**

La Figure 6-12 présente l'évolution du rendement en fonction de la puissance de sortie pour deux fréquences de découpage et les positions centrale et extrême. En améliorant le réglage entre les fréquences de résonance et la fréquence de découpage (augmentation de cette dernière), le rendement s'améliore malgré l'augmentation des pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance.

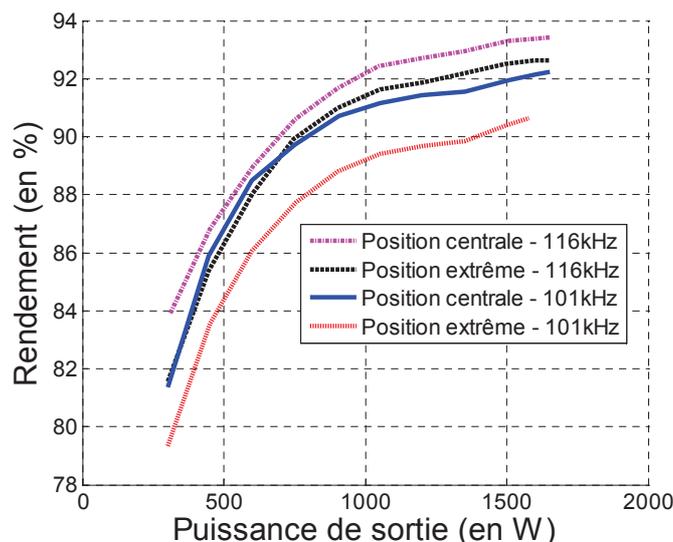


Figure 6-12. Rendement en fonction de la puissance de sortie pour un blindage en aluminium pour différentes fréquences de découpage

### III.6. Blindage primaire et secondaire

Une des améliorations possibles du coupleur concerne le blindage. Sur la Figure 6-13, on distingue deux types de plaques de blindage qui sont :

- les plaques de blindage du primaire permettent de recouvrir le circuit magnétique primaire et les têtes de bobine primaire quelle que soit la position de la partie embarquée par rapport à la partie fixe,
- les plaques de blindage des têtes de bobine secondaire recouvrent complètement les têtes de bobine de l'inducteur embarqué.

Grâce à ce blindage complet, l'ensemble des lignes de champs est canalisé sous le tramway et il empêche tout échauffement dû aux courants de Foucault dans les parties métallique et/ou magnétique du bogie ou de la caisse.

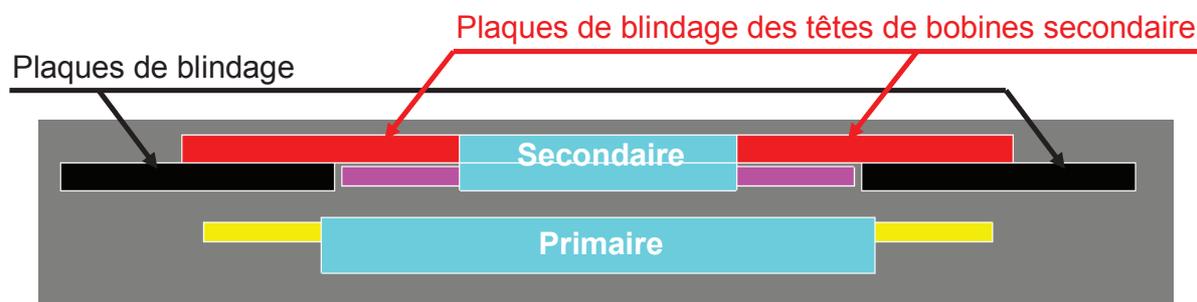


Figure 6-13. Vue de coté du coupleur avec un blindage complet

Dans cette étude nous nous sommes concentrés sur la prise en compte du blindage du primaire car il est prépondérant sur l'évolution du comportement inductif du coupleur. Ce choix a été fait à partir de résultats de simulations FLUX<sup>®</sup>. Maintenant que les choix

technologiques ont été effectués et validés pour le prototype basse puissance pour un blindage du primaire uniquement, le blindage des têtes de bobines secondaires a été testé.

Comme pour l'aluminium, on s'intéresse d'abord aux grandeurs inductives (Tableau 6-10). L'écart entre les simulations numériques et les mesures expérimentales est d'environ 6 %. Par rapport au blindage initial, on constate une augmentation des grandeurs inductives. Cela se traduit par une augmentation de l'inductance mutuelle mais aussi des fuites primaire et secondaire.

	FLUX3D	Expérimentale
Inductance mutuelle M (en $\mu\text{H}$ )	67,0	63,0
Écart relatif M (en %)	6,3	
Inductance primaire L1 (en $\mu\text{H}$ )	126,2	126,6
Écart relatif L1 (en %)	0,3	
Inductance secondaire L2 (en $\mu\text{H}$ )	92,3	86,9
Écart relatif L2 (en %)	6,2	

Tableau 6-10. Comparaison des grandeurs inductives pour un blindage complet

La Figure 6-14 présente l'évolution du rendement en fonction de la puissance de sortie pour un blindage complet pour les positions centrale et extrême. Le rendement diminue légèrement par rapport à un blindage partiel, ce qui peut se justifier par le mauvais réglage des fréquences de résonance puisque la structure d'électronique de puissance n'a pas changée (condensateurs de résonance identiques).

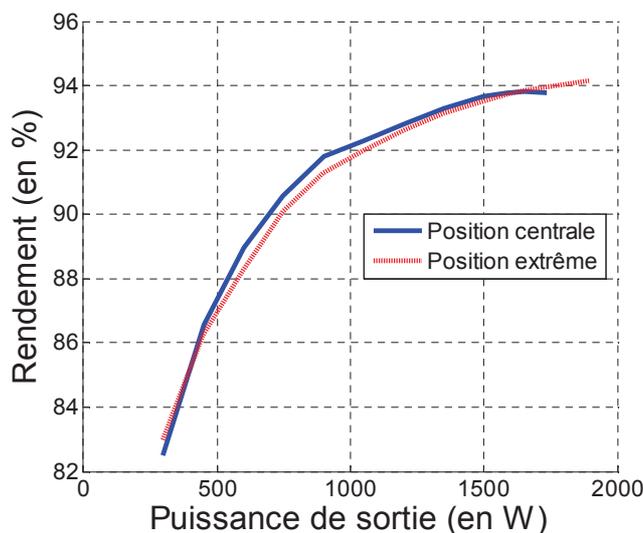


Figure 6-14. Rendement en fonction de la puissance de sortie pour un blindage en ferrite complet (primaire et secondaire)

#### IV. PRESENCE DES RAILS POUR LE SYSTEME A ECHELLE 1

Pour une étude complète du système à échelle 1, les éléments supplémentaires à prendre en compte seront le tramway (blindage complet du primaire et des têtes de bobines secondaire) et la présence des rails. Ceux-ci sont en acier qui est un matériau magnétique et conducteur. La Figure 6-15 présente le système à échelle 1 avec les rails de chaque côté de celui-ci.

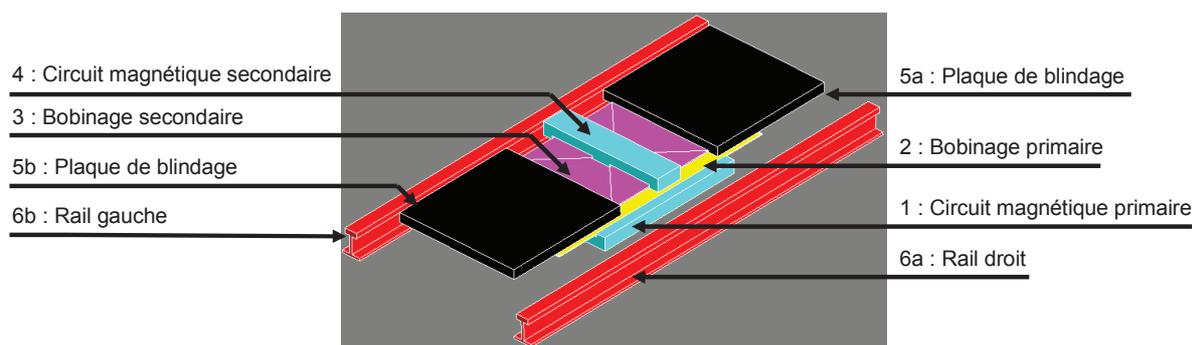


Figure 6-15. Vue du coupleur avec la présence des rails en acier

Pour réaliser ces calculs, les propriétés des rails ont été prises égales à celles de l'acier classique, c'est-à-dire une résistivité de  $17.10^{-8} \Omega.m$  et une perméabilité relative de 100. La problématique liée à la modélisation de ce matériau est similaire à celle des plaques de blindage en aluminium dans le Chapitre V. Par conséquent les rails sont modélisés par des impédances surfaciques.

Le Tableau 6-11 présente une comparaison entre les grandeurs inductives obtenues par simulation numérique sans et avec la présence des rails. L'impact sur les grandeurs inductives est très faible et peut être négligé pour la phase de modélisation magnétique.

	Avec rail	Sans rail	Ecart relatif
Inductance propre primaire : L1	3,21 $\mu H$	3,23 $\mu H$	0,6 %
Inductance propre secondaire : L2	4,66 $\mu H$	4,67 $\mu H$	0,2 %
Inductance mutuelle : M	1,73 $\mu H$	1,75 $\mu H$	1,2 %

Tableau 6-11. Comparaison des grandeurs inductives pour le système à échelle 1 avec et sans la présence des rails

Le Tableau 6-12 présente les pertes et leurs répartitions dans le coupleur. Les pertes dans les rails sont d'environ 2 kW. La présence des rails fait perdre 0,2 % de rendement pour le coupleur.

Pertes fer primaire (en W)	266	10,1 %
Pertes fer secondaire (en W)	348	
Pertes fer blindage (en W)	125	
Pertes DC bobinage primaire (en W)	982	29,2 %
Pertes prox. bobinage primaire (en W)	1162	
Pertes bobinage primaire (en W)	2144	
Pertes DC bobinage secondaire (en W)	954	31,7 %
Pertes prox. bobinage secondaire (en W)	1369	
Pertes bobinage secondaire (en W)	2323	
Pertes dans les rails (courants de Foucault)	2126	29,0 %
Pertes totales (en W)	7332	100 %
Rendement (en %)	99,5	

Tableau 6-12. Récapitulatif des différentes pertes dans le coupleur 1,6 MW avec la présence des rails

## V. CONCLUSION

A partir d'une étude sur la réduction d'échelle, deux prototypes de basse et moyenne puissance ont été dimensionnés et réalisés. Les résultats obtenus pour chacun d'entre eux mettent en évidence l'intérêt de la démarche de dimensionnement et valident partiellement les modèles analytiques et numériques des travaux théoriques.

L'étude des pertes pour le prototype de 1,6 kW par la méthode par opposition permet de mesurer précisément les pertes pour l'ensemble onduleur plus coupleur mais elle ne peut pas être appliquée directement au coupleur. D'autres méthodes permettent de mesurer avec une bonne précision les pertes au niveau du composant magnétique [KERADEC-02], comme l'utilisation d'un calorimètre. Mais celui-ci implique une modification du circuit de puissance puisqu'il est nécessaire de déporter le coupleur à l'intérieur du calorimètre (connectiques supplémentaires). Pour compléter cette étude des pertes et s'intéresser au comportement thermique, il serait nécessaire d'instrumenter le coupleur avec des capteurs de températures.



## ***Conclusion et perspectives***

## **Conclusion et perspectives**

Cette thèse a permis de mettre au point une méthode de dimensionnement dédiée aux transformateurs à grand entrefer et de mettre en évidence ainsi tous les outils nécessaires. Un modèle magnétique basé sur l'utilisation de schémas réductants a permis de décrire les principaux phénomènes physiques mis en jeu dans ce type de composant magnétique. Puis, des modèles analytiques linéaires de différentes structures à résonance ont été mis en place afin de pouvoir prendre en compte l'interdépendance entre le dimensionnement du coupleur et de son convertisseur associé. Ces modèles ont été implémentés dans un outil d'aide à la conception qui a permis de réaliser des choix techniques et d'effectuer les dimensions d'un système à échelle 1 et de deux prototypes basse et moyenne puissance (1,6 et 100 kW). Afin de valider le dimensionnement du coupleur, une étude des pertes et du comportement thermique est réalisée par simulation numérique. Les tests effectués sur les prototypes basse et moyenne puissance ont permis de valider les résultats théoriques et la faisabilité de ce type de système. La complexité associée au cahier des charges spécifique s'est faite de manière croissante pour au final prendre en compte l'ensemble des contraintes liées à ce projet de captation inductive. En effet, contrairement à un dimensionnement classique de composant magnétique classique, il est nécessaire de prendre en compte le déplacement du secondaire par rapport au primaire. Cela a eu de grandes conséquences sur la géométrie finale du composant magnétique.

Ces travaux offrent de nombreuses perspectives tant pour le domaine industriel que celui de la recherche académique. Avec l'apparition croissante de véhicules électriques, les systèmes de charge par induction seront amenés à se développer fortement. Cependant, les travaux de cette thèse concernent la captation par induction avec des composants magnétiques composés de circuit magnétique, destiné davantage à la réponse d'un cahier des charges spécifique. Mais la démarche de dimensionnement et une partie des modèles analytiques et numériques peuvent être facilement transposées à d'autres systèmes de transfert d'énergie sans contact.

L'objectif de cette étude était de vérifier la faisabilité d'un transfert d'énergie sans contact de forte puissance. Au terme de cette étude, une réponse positive a pu être apportée. D'autant plus, qu'aucun verrou théorique existe. Cependant des « freins » technologiques subsistent comme la réalisation d'un convertisseur 1,6 MW – 25 kHz. Les évolutions

théoriques (simulations numériques, outil d'optimisation) et les évolutions technologiques (composants de puissance SiC, IGBT de forte puissance de plus en plus rapide) permettent d'envisager une amélioration de l'outil d'aide au dimensionnement présenté et la réalisation d'un convertisseur performant associé au coupleur. Un problème inhérent à ces systèmes à charge rapide concerne le stockage de l'énergie dans le véhicule et le poste de charge à cause des appels de puissance importants qu'ils génèrent sur le réseau électrique. La captation inductive et le stockage d'énergie constituent les enjeux du projet initiateur de cette thèse.

A l'issue de cette étude, il apparaît que la précision du modèle analytique des convertisseurs est suffisante pour une phase de dimensionnement. Mais, il serait intéressant d'améliorer le modèle magnétique. En effet, il permet des dimensionnements pertinents mais la précision n'est pas garantie. Comme cela a été présenté succinctement dans le Chapitre II, une première approche pourrait consister à utiliser la méthode des plans d'expérience et des surfaces de réponse afin d'obtenir un modèle magnétique semi analytique plus précis.

L'outil d'aide au dimensionnement utilise uniquement des modèles analytiques et les outils de simulations ont été utilisés pour valider le dimensionnement et réaliser une estimation précise des pertes. Actuellement, grâce aux évolutions des méthodes numériques (couplage des méthodes de calcul, rapidité,...), le prototypage virtuel commence à être utilisé dès la conception de composants ou système (appelé « dimensionnement virtuel » dans la suite du document). Après cette étude et ce constat, une question semble incontournable : « est-ce que la méthode utilisée est pertinente ? » ou « pourquoi ne pas avoir choisi le dimensionnement virtuel ? ». L'avantage de l'approche choisie a été d'apporter une bonne compréhension des phénomènes physiques en vue d'établir des modèles analytiques performants. L'utilisation des modèles analytiques a permis d'étudier de manière indépendante l'aspect magnétique et le fonctionnement des convertisseurs à résonance. Cela a permis une meilleure compréhension des phénomènes mis en jeu et d'étudier en détail chaque problème de manière séparée (modélisation des parcours des lignes de champs, réglage des fréquences de résonance,...).

En adoptant une approche globale par « dimensionnement virtuel », cette compréhension aurait été masquée et aurait risqué d'être pénalisante sur le long terme. De plus, pour cette seconde approche, il aurait été plus difficile de critiquer le résultat. A l'issue de cette étude, il semble intéressant de développer deux nouvelles approches :

- la première serait une approche globale d'optimisation à partir des modèles analytiques et en utilisant un logiciel comme CADES<sup>®</sup>,

- la seconde par « dimensionnement virtuel », en couplant par exemple l'outil d'aide au dimensionnement à FLUX<sup>®</sup>.

Ces deux outils sont complémentaires. Le premier permettrait un dimensionnement global afin d'optimiser la géométrie du coupleur. En effet, le dimensionnement présenté dans cette thèse se fait à partir de la surface au sol disponible pour le secondaire. Le choix de celle-ci a été effectué de manière arbitraire. En la faisant varier, on modifie la forme géométrique du coupleur, son coefficient de couplage et donc sa densité de puissance volumique. Dès lors que cet optimum global est trouvé, un dimensionnement plus fin à partir du second outil (couplage avec FLUX<sup>®</sup>) permettrait de trouver la solution optimale finale. Chacun de ces outils pourrait s'inspirer de l'outil d'aide au dimensionnement présenté dans cette thèse. L'outil développé dans cette thèse a permis de dimensionner des premiers prototypes. Les nouvelles approches permettraient d'aller plus loin dans le dimensionnement en terme d'optimisation et de précision.



***Bibliographie***

## **Bibliographie**

[ALSTOM] <http://www.transport.alstom.com/>

[ANG-05] Y. A. Ang, C. M. Bingham, M. P. Foster, D. A. Stone, D. Howe, “Design oriented analysis of fourth-order LCLC converters with capacitive output filter, IEEE, 2005.

[AYANO-02] H. Ayano, K. Yamamoto, N. Hino and I. Yamato, “Highly efficient contactless electrical energy transmission system”, IECON 02, vol. 2, pp. 1364-1369, 2002.

[AYANO-04] H. Ayano, H. Nagase, and H. Inaba, “A highly efficient contactless electrical energy transmission system”, Electrical Engineering in Japan, vol. 148, No. 1, 2004.

[BACHA-93] S. Bacha, “Sur la modélisation et la commande des alimentations à découpage symétrique”, Thèse de l’I.N.P. de Grenoble, 1993.

[BALAKRISHNAN-97] A. Balakrishnan, W. T. Joines, T. G. Wilson, “Air-gap reluctance and inductance calculations for magnetic circuits using a Schwarz-Christoffel transformation”, IEEE Trans. Power. Electron., vol. 12, no. 4, pp. 654-662, 1997.

[BATDORFF-09] M. A. Batdroff, J. H. Lumkes, “High fidelity magnetic equivalent circuit model for an axisymmetric electromagnetic actuator”, IEEE Trans. On Mag., vol. 45, no. 8, pp. 3064-3072, 2009.

[BHAT-90] A. K. S., “Analysis and design of a series-parallel resonant converter with capacitive output filter”, IEEE-IAS Conf., pp. 1308-1314, 1990.

[BOMBARDIER] <http://www.bombardier.com/>

[BOUCHARD-96] R.P. Bouchard, G. Olivier, « Electrotechnique », Editions de l’Ecole Polytechnique de Montréal, 1996.

[BOYS-07] J. T. Boys, J. Elliott, G. A. Covic, “An appropriate magnetic coupling co-efficient for the design and comparison of ICPT pickups”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, Jan. 2007.

[BRUSCHI-04] P. Bruschi, A. Nannini, F. Pieri, G. Raffa, B. Vigna, S. Zerbini, “Electrostatic analysis of a comb finger actuator with Schwarz Christoffel conformal mapping”, *Sensors and actuators*, 2004.

[CADES] [http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/recherche/cades-243956.kjsp?RH=G2ELAB\\_R-MAGE](http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/recherche/cades-243956.kjsp?RH=G2ELAB_R-MAGE)

[CALE-06] J. Cale, D. Sudhoff, L. Q. Tan, “Accurately modeling EI core inductors using a high fidelity magnetic equivalent circuit approach”, *IEEE Trans. On Mag.*, vol. 42, no. 1, Jan. 2006.

[CAVALCANTE-05] F. S. Cavalcante, J. W. Kolar, “Small-signal model of a 5kW High output voltage capacitive loaded series parallel resonant DC DC converter”, IEEE Power Electronics Specialistsn Conference, pp. 1271–1277, June 2005.

**[CIVIDJIAN-09]** G. A. Cividjian, “Permeance of Fringing Flux”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 2, pp. 694-700, February 2009.

**[COGITORE-94a]** B. Cogitore, “Recherche de circuits équivalents pour les composants magnétiques hautes fréquences”, Thèse de l’I.N.P de Grenoble, 1994.

**[COGITORE-94b]** B. Cogitore, J. P. Keradec, J. Barbaroux, “The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit”, IEEE Trans. On Instrumentation And. Measurement, vol. 43, no. 2, pp 364-371, April 1994.

**[CUGAT-02]** O. Cugat, “Micro actionneurs électromagnétiques”, Lavoisier, 2002.

**[DELINCHANT-03]** B. Delinchant, « Un environnement à base de composants, intégrant le concepteur et ses outils, pour de nouvelles méthodes de CAO », Thèse de l’I. N. P. de Grenoble, 2003.

**[DELINCHANT-04]** B. Delinchant, F. Wurtz, D. Magot, L. Gerbaud ”A component-based framework for the composition of simulation software modeling electrical systems”, Journal of Simulation, Society for Modeling and Simulation International, Special Issue: Component-Based Modeling and Simulation., vol. 80, pp 347 – 356, July 2004.

**[DRISCOLL-02]** T. A. Driscoll, L. N. Trefethen, “Schwarz-Christoffel mapping”, Cambridge monographs on applied and computational mathematics, 2002.

**[DO-10]** T. P. Do, « Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de reluctances : modèles, méthodes et outils », Thèse de l’I. N. P. de Grenoble, 2010.

**[DOWELL-66]** P. L. Dowell, “Effect of eddy currents in transformer windings,” Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394, 1966.

**[ELLIOTT-10]** G. A. J. Elliott, S. Raabe, G. A. Covic, J. T. Boys, “Multiphase pickups for large lateral tolerance contactless power-transfer systems”, IEEE Trans. on Ind. Electro., Vol. 57, no. 5, pp. 1590-1598, May 2010.

**[FAIRCHILD-07]** Fairchild, Application Note AN-4151, « Half-bridge LLC resonant converter design using FSFR-series Fairchild power switch (FPS<sup>TM</sup>) », <http://www.fairchildsemi.com/>, 2007.

**[FERREIRA-94]** J. A. Ferreira, “Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, no. 1, pp. 127–131, 1994.

**[FERRIEUX-06]** J.P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage, convertisseur à résonance », Masson, 2006.

**[FERROXCUBE-08]** Ferroxcube, “Soft Ferrites and accessories – Data Handbook”, September 2008.

**[FLUX-05]** Cedrat, « Applications physiques (compléments pour utilisateur averti) », FLUX<sup>®</sup> 9.10, Application 3D, Guide d’utilisation, volume 5, pp 85-97, mars 2005.

**[FLOTHERM]** <http://www.mentor.com/products/mechanical/products/flotherm>

**[FOO-99]** C. F. Foo, D. M. Zhang, H. Saotome, “Calculation of iron losses in ferrite toroids using FEM and complex vectors”, IEEE Trans. On Magnetics, vol. 35, no. 5, pp. 3451-3453, September 1999.

**[FOUASSIER-98]** P. Fouassier, « Modélisation électrique des composants magnétiques haute fréquence : Prise en compte de la température et caractérisation des ferrites », Thèse de l’I. N. P. de Grenoble, 1998.

**[FOURNET-93]** G. Fournet, « Électromagnétisme », dossier D 1 020, Les Techniques de l’Ingénieur, Mars 1993.

**[GARDIOL-02]** F. Gardiol, « Électromagnétisme », Traité d’électricité Volume III, Presses polytechniques et universitaires Romandes, 2002.

**[GYSELINCK-05]** J. Gyselinck, P. Dular, “Frequency domain homogenization of bundles of wires in 2D magnetodynamic FE calculations”, IEEE Trans. On Magnetics, vol. 41, no. 5, pp. 1416-1419, May 2005.

**[GYSELINCK-07]** J. Gyselinck, R. V. Sabariego, P. Dular, “Time domain homogenization of windings in 2D finite element models”, IEEE Trans. On Magnetics, vol. 43, no. 4, pp. 1297-1300, April 2007.

**[GUERIN-94]** C. Guérin, « Détermination des pertes par courants de Foucault dans les cuves de transformateurs. Modélisation de régions minces et prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques en régime harmonique. », Thèse de l’I. N. P. de Grenoble, 1994.

**[HAN-95]** P. Han, G. R. Skutt, J. Zhang, F. C. Lee, “Finite element method for ferrite coreloss calculation”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, pp. 348-353, 1995.

**[IVENSKY-99]** G. Ivensky, A. Kats, and S. Ben-Yaakov, “An RC load model of parallel and series-parallel resonant DC–DC converters with capacitive output filter”, IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 14, no. 3, pp. 515-521, 1999.

**[JOAN-04]** M. Joan, “Modélisation des paramètres R et L de matériels électriques bobinés par la méthode des éléments finis 3D”, Thèse de l’I.N.P de Grenoble, 2004.

**[JUFER-08]** M. Jufer, “Electric drive system for automatic guided vehicles using contact-free energy transmission”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2008.

**[KERADEC-02]** J. P. Keradec, “Validating the power loss model of a transformer by measurement: the price to pay”, Industry Applications Conference, vol. 2, pp 1377-1382, 2002.

**[KERIM-08]** A. Kerim, “Contribution à l’intégration moyenne puissance de composants magnétiques pour l’électronique de puissance ”, Thèse de l’U.J.F. de Grenoble, 2008.

**[KWIMANG-11]** G. Kwimang, “Dimensionnement et réalisation d’un système de transfert d’énergie sans contact”, Rapport de stage de fin d’étude de l’ U. J. F. de Grenoble, 2011.

**[LAI-DAC-09]** K. Lai-Dac, Y. Lembeye, A. Besri, J. P. Keradec, “Analytical modelling of losses for high frequency planar LCT components”, Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1883-1889, 2009

**[LAI-DAC-10]** K. Lai-Dac, “Contribution à l’optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l’électronique de puissance », Thèse des Universités de Grenoble, 2010.

**[LAOUAMER-98]** R. Laouamer, “Chargeur de batteries à couplage inductif pour véhicule électrique”, Thèse de l’I.N.P de Grenoble, 1998.

**[LAOUAMER-99]** R. Laouamer, J. P. Ferrieux, and H. Benqassmi, “A comparison of resonant converter topologies with three and four energy storage elements for automatic inductive charging applications”, Electric Machines and Power Systems, Vol. 27, pp. 221-236, 1999.

**[LE GUIPAGE MODERNE]** <http://leguipagemoderne.pagesperso-orange.fr>

**[LU-07]** Y. Lu, K. W. E. Cheng, Y. L. Kwok, K. W. Kwok, K. W. Chan, and N. C. Cheung, “Gapped air-cored power converter for intelligent clothing power transfer,” in Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 1578–1584, 2007.

**[MACABREY-98]** N. Macabrey, “Alimentation et guidage linéaires sans contact”, Thèse de l’E.P.F. de Lausanne, 1998.

**[MARGUERON-06]** X. Margueron, “Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar ”, Thèse de l’U.J.F. de Grenoble, 2006.

**[MARKOVIC-06]** M. Markovic, M. Jufer, Y. Perriard, “A square magnetic circuit analysis using Schwarz-Christoffel mapping”, IMACS, 2006.

**[MARTIN-02]** J. A. Martin-Ramos, J. Diaz, A. M. Pernia, M. J. Prieto, F. F. Linera, “A large signal model for the PRC-LCC resonant topology with a capacitor as output filter”, IEEE, 2002.

**[MARTIN-05]** J. A. Martin-Ramos, A. M. Pernia, J. Diaz, F. Nuno, J. M. Alonso, “A circuit for the large and small signal dynamic modelling of the PRC-LCC resonant topology with a capacitor as output filter”, IEEE, 2005.

**[MARTIN-07]** J. A. Martin-Ramos, J. Diaz, A. M. Pernia, J. M. Lopera, F. Nuno, “Dynamic and steady state models for the PRC-LCC resonant topology with a capacitor as output filter”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, Aug. 2007.

**[MATAGNE-90]** E. Matagne, “Macroscopic thermal conductivity of a bundle of conductors”, IMACS-TC1, pp 189-193, 1990.

**[MATAGNE-93]** E. Matagne, “Modélisation magnétique macroscopique des faisceaux de conducteurs”, J. Phys. III France, pp 509-517, 1993.

**[MATAGNE-95]** E. Matagne, “Macroscopic electric characterization of bundles of conductors”, IEEE Trans. On Magnetics, vol. 31, no. 3, pp 1464-1467, 1995.

**[MECKE-01]** R. Mecke, “Contactless inductive energy transmission systems with large air gap”, EPE, 2001.

**[MERDASSI-09]** A. Merdassi, “Outil d’aide à la modélisation moyenne des convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatroniques”, Thèse de l’I.N.P. de Grenoble, 2009.

**[MEUNIER-08]** G. Meunier, A. T. Phung, O. Chadebec, X. Margueron, J. P. Keradec, « Propriétés macroscopiques équivalentes pour représenter les pertes dans les bobines conductrices », Revue internationale de Génie Electrique, vol. 11, no. 6, 2008.

**[MEUNIER-10]** G. Meunier, V. Charmoille, C. Guérin, P. Labie, Y. Maréchal, “Homogenization for Periodical Electromagnetic Structure: Which Formulation?”, IEEE Trans. On Mag., vol. 46, no. 8, pp. 3409-3412, July 2010.

**[MULTON-97]** B. Multon, « Modèles électriques du transformateur électromagnétique », Revue 3EI, Décembre 1997.

**[NEY-04]** M. NEY, « Bases de l’électromagnétisme », dossier E 1 020, Les Techniques de l’Ingénieur, Août 2004.

**[NUMEXIA]** <http://www.numexia.com/>

**[PAPASTERGIOU-05]** K. D. Papastergiou, D. E. Macpherson, “Contactless transfer of energy by means of a rotating transformer”, *IEEE ISIE*, Jun. 2005.

**[PAPASTERGIOU-07]** K. D. Papastergiou, D. E. Macpherson, “An airborne radar power supply with contactless transfer of energy – Part 1: Rotating transformer”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 5, Oct. 2007.

**[PELOUX-06]** B. Du Peloux De Saint Romain, « Modélisation des actionneurs électromagnétiques par réseaux de réductances. Création d’un outil métier dédié au pré dimensionnement par optimisation », Thèse de l’U. J. F. de Grenoble, 2006.

**[PERROTET-00]** M. Perrotet, “Transmission électromagnétique rotative d’énergie et d’information sans contact ”, Thèse de l’E.P.F de Lausanne, 2000.

**[PHUNG-06a]** A. T. Phung, “Développement de formulations électromagnétiques éléments finis 3D pour la modélisation des dispositifs en fréquence élevée”, Thèse de l’I.N.P. de Grenoble, 2006.

**[PHUNG-06b]** A. T. Phung, G. Meunier, O. Chadebec, X. Margueron, J. P. Keradec, « High frequency Proximity Losses Determination for Rectangular Cross Section Conductors », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, N°4, April 2007, 1213-1216.

**[PODOLTSEV-03]** A. D. Podoltsev, I. N. Kucheryavaya, B. B. Lebedev, “Analysis of effective resistance and eddy-current losses in multiturn winding of high frequency magnetic components”, *IEEE Trans On Magnetics*, vol. 39, no. 1, pp. 539-548, January 2003.

**[PSIM]** <http://www.powersimtech.com/index.php?name=psim>

**[SALLAN-09]** J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart, J. F. Sanz, “Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, June 2009.

**[SAOTOME-97]** H. Saotome, Y. Sakaki, “Iron loss analysis of Mn-Zn ferrite cores”, *IEEE Trans. On Magnetics*, vol. 33, no. 1, pp. 728-734, January 1997.

**[SAUTREUIL-09]** M. Sautreuil, “La robustesse : Une nouvelle approche pour l’intégration des systèmes de génération aéronautique”, Thèse de l’I.N.P. de Grenoble, 2009.

**[SCHELLMANS-00]** A. Schellmans, P. Fouassier, J. P. Keradec, J. L. Schanen, “Equivalent circuits for transformers based on one-dimensional propagation : accounting for multilayer structure of windings and ferrite losses”, *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 36, no. 5, pp. 3778-3784, September 2000.

**[SIBUE-09]** J.-R. Sibué, J.-P. Ferrieux, G. Meunier, R. Périot, « Transfert d’énergie sans contact : Pré dimensionnement d’un coupleur de forte puissance », *Électrotechnique du Futur*, Septembre 2009.

**[SIBUE-10a]** J.-R. Sibué, J.-P. Ferrieux, G. Meunier, R. Périot, « Modeling of large air gap transformers using magnetic equivalent circuit for designing of high power application », *IEEE Proc. Conf. on Electromagnetic Field Computation.*, May 2010.

**[SIBUE-10b]** J.-R. Sibué, J.-P. Ferrieux, G. Meunier, R. Périot, « Convertisseurs à double résonance pour l’alimentation de transformateur faiblement couplé », *Électronique de Puissance du Futur*, Juillet 2010.

**[SIBUE-10c]** J.-R. Sibué, J.-P. Ferrieux, G. Meunier, R. Périot, « Generalized average model of series – parallel resonant converter with capacitive output filter for high power application », *IEEE Proc. Int. Symposim. on Ind. Electro.*, Juillet 2010.

**[SIBUE-11]** J.-R. Sibué, J.-P. Ferrieux, G. Meunier, R. Périot, « Modeling of losses and current density distribution in conductors of a large air gap transformer using homogenization and 3D FEM », *IEEE Proc. COMPUMAG*, July 2011.

**[SIEMENS]** [https://www.swe.siemens.com/france/web/fr/sts/offre/solutions/transports/Guidage\\_optique/Pages/e-BRT.aspx](https://www.swe.siemens.com/france/web/fr/sts/offre/solutions/transports/Guidage_optique/Pages/e-BRT.aspx)

**[SINAUTEC]** <http://www.sinautecus.com/>

**[STIELAU-00]** O. H. Stielau, G. A. Covic, “Design of loosely coupled inductive power transfer systems”, in *Proc. 2000 Int. Conf. Power System Technology*, vol. 1, pp. 85–90, Dec. 2000.

**[SUZUKI-08]** Y. Suzuki, I. Hasegawa, S. Sakabe, T. Yamada, “Effective electromagnetic field analysis using finite element method for high frequency transformers with litz-wire”, in *Proc. 2008 Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, pp. 4388-4393, Oct. 2008.

**[TRANSRAIL]** <http://www.boige-et-vignal.com/>

**[VAHLE]** <http://www.vahle.de/>

**[VILLA-09]** J. L. Villa, J. Sallan, A. Llombart, J. F. Sanz, “Design of a high frequency inductively coupled transfer system for electric vehicle battery charge”, *ELSEVIER Applied Energy*, vol. 86, June 2009.

**[ZHANG-09]** W. Zhang, Q. Chen, S. C. Wong, C. K. Tse, X. Ruan, “A novel transformer for contactless energy transmission systems”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, vol. 1-6, pp 2679-2685, 2009.



***ANNEXE 1. Calcul des réluctances élémentaires pour  
un blindage de type ferrite***

## I. DEFINITION DES FONCTIONS DE PONDERATION

Comme cela est présenté dans le chapitre 2, le modèle analytique fait appel à des fonctions de pondération pour le calcul des réductances d'entrefer. Celles-ci sont notées  $f_{REL\_C}$  et  $f_{REL\_E}$ .

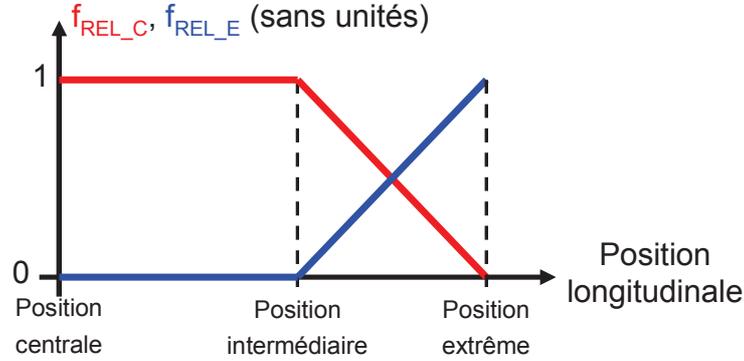


Figure A1-1. Fonction "de pondération" des réductances magnétisantes.

A partir des différents paramètres géométriques et de la définition donnée dans le chapitre 2 de la position intermédiaire, on en déduit l'expression des fonctions de pondération pour les réductances correspondant à la position extrême ( $f_{REL\_E}$ ) (A1-1) et à la position centrale ( $f_{REL\_C}$ ) (A1-2).

$$f_{REL\_E} = \begin{cases} \frac{|long| - long_{max} + h2 + ej + ent}{h2 + ej + ent} & \text{si } |long| > long_{max} - h2 - ej - ent \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (A1-1)$$

$$f_{REL\_C} = 1 - f_{REL\_E} \quad (A1-2)$$

## II. RELUCTANCES D'ENTREFER

### II.1. Réductance d'entrefer de la jambe centrale

Expression de la perméance classique :

$$P_{jc\_c} = \frac{\mu_0 \cdot nc \cdot p2}{ent} \quad (A1-3)$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 2D :

$$P_{jc\_XY} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot h2}{ent}\right) \cdot p2 + \frac{4 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot (ent + h2)}\right) \cdot p2 \quad (A1-4)$$

Le premier terme correspond au gonflement des lignes de champs sur la hauteur des fenêtres de bobinage et le second au gonflement des lignes de champs débordant sur la largeur des fenêtres de bobinage.

Pour le calcul des perméances 3D, il est nécessaire d'exprimer les perméances pour la position centrale (A1-5) et la position extrême (A1-6). La Figure A1-2 met en évidence les deux types de perméances.

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position centrale :

$$P_{jc\_YZ1} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot ent} \right) \cdot nc \quad (A1-5)$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position extrême :

$$P_{jc\_YZ2} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot (h2 + ej)}{ent} \right) \cdot nc \quad (A1-6)$$

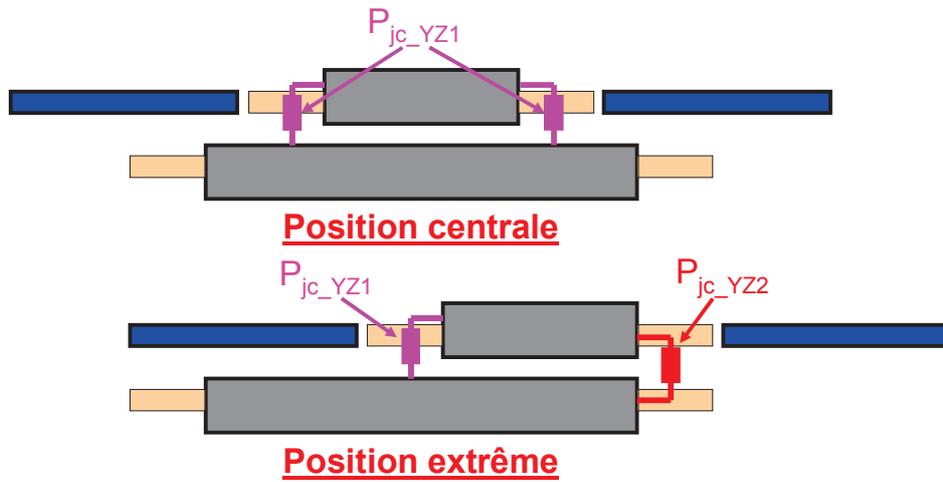


Figure A1-2. Perméances 3D (YZ) en fonction de la position du secondaire par rapport au primaire

A partir de la Figure A1-2, des expressions (A1-5) et (A1-6), et des hypothèses du modèle analytique, on en déduit l'expression de la perméance correspondant aux phénomènes 3D en fonction de la position longitudinal (A1-7).

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D :

$$P_{jc\_YZ} = P_{jc\_YZ1} + f_{REL\_C} \cdot P_{jc\_YZ1} + f_{REL\_E} \cdot P_{jc\_YZ2} \quad (A1-7)$$

La réductance globale d'entrefer de la jambe centrale s'écrit comme l'inverse de la somme des perméances élémentaires (A1-8). Un facteur  $10^3$  apparaît car les dimensions géométriques sont mm. Il en sera de même pour les autres réductances.

Expression de la réductance globale d'entrefer de la jambe centrale :

$$Re_c = \frac{10^3}{P_{jc\_c} + P_{jc\_XY} + P_{jc\_YZ}} \quad (A1-8)$$

## II.2. Réluctance d'entrefer des jambes latérales

Expression de la perméance classique :

$$P_{jl\_c} = \frac{\mu_0 \cdot el \cdot p2}{ent} \quad (\text{A1-9})$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 2D :

$$P_{jl\_XY1} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot h2}{ent}\right) \cdot p2 + \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot (h2 + ej)}{ent}\right) \cdot p2 \quad (\text{A1-10})$$

$$P_{jl\_XY2} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot (ent + h2)}\right) \cdot p2 \quad (\text{A1-11})$$

L'équation (A1-10) correspond au gonflement des lignes de champs sur la hauteur des fenêtres de bobinage et l'expression (A1-11) au gonflement des lignes de champs débordant sur la largeur des fenêtres de bobinage.

Comme précédemment, on calcule la perméance correspondant aux phénomènes de gonflement des lignes de champs 3D (A1-14) à partir des équations (A1-12) et (A1-13).

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position centrale :

$$P_{jl\_YZ1} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot ent}\right) \cdot el \quad (\text{A1-12})$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position extrême :

$$P_{jl\_YZ2} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot (h2 + ej)}{ent}\right) \cdot el \quad (\text{A1-13})$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D :

$$P_{jl\_YZ} = P_{jl\_YZ1} + f_{REL\_C} \cdot P_{jl\_YZ1} + f_{REL\_E} \cdot P_{jl\_YZ2} \quad (\text{A1-14})$$

La réluctance globale d'entrefer des jambes latérales s'écrit comme l'inverse de la somme des perméances élémentaires (A1-15).

Expression de la réluctance globale d'entrefer de la jambe centrale :

$$Rel = \frac{10^3}{P_{jl\_c} + P_{jl\_XY1} + P_{jl\_XY2} + P_{jl\_YZ}} \quad (\text{A1-15})$$

### III. RELUCTANCES DE FUITES PRIMAIRE

Pour le calcul de la réductance de fuites primaire pour un blindage de type ferrite, les fuites 3D au niveau des têtes de bobines sont négligées puisqu'elles sont très faibles devant le flux de fuites imposé par les plaques de blindage en matériau magnétique.

#### III.1. Réductance de fuites liée au blindage en ferrite pour la position centrale

Pour un blindage en matériau magnétique, on distingue deux types de flux de fuites dans le plan 2D XY de la Figure A1-3. En trait vert continu, un flux équivalent au flux d'induction mutuelle traverse le circuit magnétique primaire puis la plaque de blindage en parcourant les réductances vertes pleines des plaques de blindage. Le second, en trait rouge pointillé correspond au flux de fuites dans l'air.

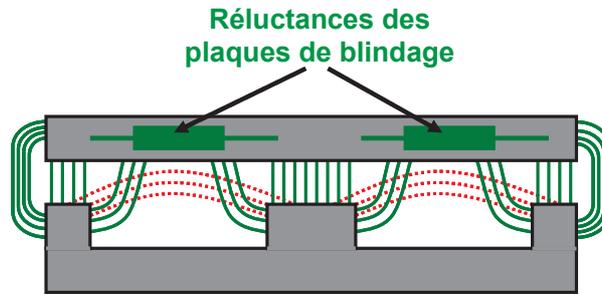


Figure A1-3. Flux de fuites 2D sous les plaques de blindage en ferrite

Comme pour le flux d'induction mutuelle, il apparaît des phénomènes 3D représentés en trait rouge pointillé sur la Figure A1-4.



Figure A1-4. Flux de fuites 3D au niveau des plaques de blindage

Pour la position centrale, on considère uniquement une plaque de blindage. La prise en compte des deux plaques de blindage se fera au niveau de l'inductance de fuites globale.

La perméance  $P_{f1\_c1}$  (A1-16) correspond au flux 2D passant de la jambe latérale du circuit magnétique primaire à la plaque de blindage (Figure A1-3).

$$P_{f1\_c1} = \frac{\mu_0}{2} \cdot (p1 - p2 + L \cdot (f_{REL\_E} - 2)) \cdot \left( \frac{el}{ent} + \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot ej}{ent} \right) + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot ent} \right) \right) \quad (A1-16)$$

La perméance  $P_{f1\_c2}$  (A1-17) correspond au flux 3D passant du circuit magnétique primaire à la plaque de blindage (Figure A1-4).

$$P_{f1\_c2} = \mu_0 \cdot el \cdot \left( \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot (ej + h2)}{2 \cdot ent} \right) + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot ent} \right) \right) \quad (\text{A1-17})$$

La réductance  $R_{f1\_bl}$  (A1-18) correspond à la demi réductance de la plaque de blindage (Figure A1-3).

$$R_{f1\_bl} = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{L + el}{ej \cdot \frac{1}{2} \cdot (p1 - p2 + L \cdot (f_{REL\_E} - 2))} \quad (\text{A1-18})$$

La perméance  $P_{f1\_c3}$  (A1-19) correspond au flux 2D passant de la jambe centrale du circuit magnétique primaire à la plaque de blindage (Figure A1-3).

$$P_{f1\_c3} = \frac{\mu_0}{2} \cdot (p1 - p2 + L \cdot (f_{REL\_E} - 2)) \cdot \left( \frac{el}{ent} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot ent} \right) \right) \quad (\text{A1-19})$$

A partir des équations précédentes, on en déduit l'expression de la réductance de fuites primaire liée à la plaque de blindage pour la position centrale (A1-20).

$$R_{f1\_C} = \frac{1}{P_{f1\_c1} + P_{f1\_c2}} + R_{f1\_bl} + \frac{1}{P_{f1\_c3} + P_{f1\_c2}} \quad (\text{A1-20})$$

### III.2. Réductance de fuites liée au blindage en ferrite pour la position extrême

Pour estimer la réductance de fuites primaire liée à la plaque de blindage pour la position extrême, on néglige les phénomènes 3D. L'expression générale obtenue est :

$$R_{f1\_E} = \frac{1}{2 \cdot P_{f1\_c1}} + R_{f1\_bl} + \frac{1}{2 \cdot P_{f1\_c3}} \quad (\text{A1-21})$$

Dans cette équation les perméances élémentaires sont multipliés par deux car pour la position extrême, une seule plaque de blindage est présente au dessus du circuit magnétique primaire. Contrairement à la position centrale où les deux plaques de blindage se « partagent » le flux de fuites.

### III.3. Réductance de fuites primaire dans l'air et les bobinages

L'expression de la réductance correspondant au flux de fuites dans l'air de la Figure A1-1 est égale à :

$$R_{f1\_ent} = \frac{L}{\mu_0 \cdot (p1 - p2 + L \cdot (f_{REL\_E} - 2)) \cdot \left(2 \cdot esb + em + \frac{ent}{2}\right)} \quad (\text{A1-22})$$

Expression de la perméance de fuites à travers le bobinage primaire (flux horizontal) :

$$P_{f1\_BOB\_H} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\mu_0 \cdot p1 \cdot (h1 - 2 \cdot esb - em)}{L} \quad (\text{A1-23})$$

Expression de la perméance de fuites à travers le bobinage primaire (flux vertical) [CALE-06] :

$$P_{f1\_BOB\_V} = \frac{1}{12} \cdot \frac{\mu_0 \cdot (p1 - p2) \cdot L}{h1 + ent} \quad (\text{A1-24})$$

Expression de la perméance de fuites sous le circuit magnétique secondaire :

$$P_{f1\_CM2} = \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot \left(2 \cdot esb + em + \frac{ent}{2}\right)}{L} \quad (\text{A1-25})$$

Expression de la perméance de fuites sous les têtes de bobine secondaire :

$$P_{f1\_TB2} = \frac{\mu_0 \cdot L \cdot (2 - f_{REL\_E}) \cdot \left(2 \cdot esb + em + \frac{ent}{2}\right)}{L} \quad (\text{A1-26})$$

### III.4. Réductance de fuites primaire

Expression de la réductance de fuites primaire :

$$R_{f1} = \frac{10^3}{P_{f1\_BOB\_H} + P_{f1\_BOB\_V} + P_{f1\_CM2} + P_{f1\_TB2} + \frac{2 \cdot f_{REL\_C}}{R_{f1\_C}} + \frac{f_{REL\_E}}{R_{f1\_E}} + \frac{1}{R_{f1\_ent}}} \quad (\text{A1-27})$$

## IV. RELUCTANCE DE FUITE SECONDAIRE

### IV.1. Réductance de fuite 2D secondaire

Expression de la perméance de fuites à travers le bobinage secondaire :

$$P_{f2\_BOB} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot (h2 - 2 \cdot esb - em)}{L} \quad (\text{A1-28})$$

Expression de la perméance de fuites sous le circuit magnétique secondaire :

$$P_{f2\_CM2} = \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot \left( 2 \cdot esb + em + \frac{ent}{2} \right)}{L} \quad (\text{A1-29})$$

Expression de la perméance de fuites 2D secondaire :

$$P_{f2\_2D} = P_{f2\_BOB} + P_{f2\_CM2} \quad (\text{A1-30})$$

#### IV.2. Réluctance de fuite 3D secondaire

Expression de la perméance de fuites 3D à travers le bobinage secondaire :

$$P_{f2\_3D\_BOB} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (h2 - 2 \cdot esb - em)}{3 \cdot \pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot el}{L} \right) \quad (\text{A1-31})$$

Expression de la perméance de fuites 3D secondaire dans l'air :

$$P_{f2\_3D\_AIR} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (2 \cdot esb + em)}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot el}{L} \right) \quad (\text{A1-32})$$

Expression de la perméance de fuites 3D secondaire des têtes de bobines :

$$P_{f2\_3D\_TB\_1} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot ent}{16} \quad (\text{A1-33})$$

Expression de la perméance de fuites 3D secondaire des têtes de bobines :

$$P_{f2\_3D\_TB\_2} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot ent}{16} \cdot f_{REL\_C} + \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot ej}{8} \cdot f_{REL\_E} \quad (\text{A1-34})$$

Expression de la perméance de fuites 3D secondaire des têtes de bobines :

$$P_{f2\_3D} = P_{f2\_3D\_BOB} + P_{f2\_3D\_AIR} + P_{f2\_3D\_TB\_1} + P_{f2\_3D\_TB\_2} \quad (\text{A1-35})$$

#### IV.3. Réluctance de fuite secondaire

Expression de la réluctance de fuites secondaire:

$$R_{f2} = \frac{10^3}{P_{f2\_2D} + P_{f2\_3D}} \quad (\text{A1-36})$$



***ANNEXE 2. Calcul des réductances élémentaires pour  
un blindage en aluminium***

## I. DEFINITION DES FONCTIONS DE PONDERATION

Comme cela est présenté dans le chapitre 2, le modèle analytique fait appel à des fonctions de pondération pour le calcul des réductances d'entrefer. Celles-ci sont notées  $f_{REL\_C}$  et  $f_{REL\_E}$ .

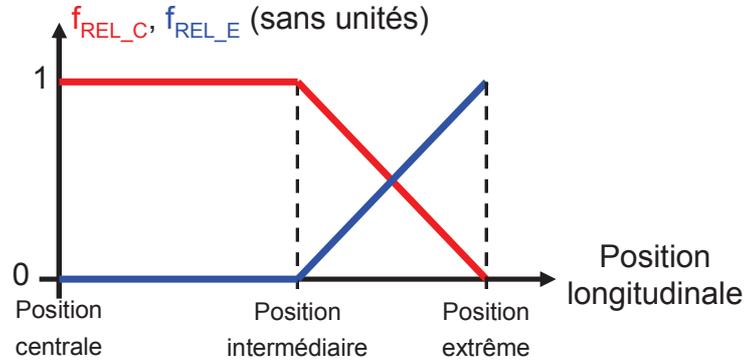


Figure A2-1. Fonction "de pondération" des réductances magnétisantes.

A partir des différents paramètres géométriques et de la définition donnée dans le chapitre 2 de la position intermédiaire, on en déduit l'expression des fonctions de pondération pour les réductances correspondant à la position extrême ( $f_{REL\_E}$ ) (A2-1) et à la position centrale ( $f_{REL\_C}$ ) (A2-2).

$$f_{REL\_E} = \begin{cases} \frac{|long| - long_{max} + h2 + ej + ent}{h2 + ej + ent} & \text{si } |long| > long_{max} - h2 - ej - ent \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (A2-1)$$

$$f_{REL\_C} = 1 - f_{REL\_E} \quad (A2-2)$$

## II. RELUCTANCES D'ENTREFER

### II.1. Réductance d'entrefer de la jambe centrale

Expression de la perméance classique :

$$P_{jc\_c} = \frac{\mu_0 \cdot nc \cdot p2}{ent} \quad (A2-3)$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 2D :

$$P_{jc\_XY} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot h2}{ent}\right) \cdot p2 + \frac{4 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot (ent + h2)}\right) \cdot p2 \quad (A2-4)$$

Le premier terme correspond au gonflement des lignes de champs sur la hauteur des fenêtres de bobinage et le second au gonflement des lignes de champs débordant sur la largeur des fenêtres de bobinage.

Pour le calcul des perméances 3D, il est nécessaire d'exprimer les perméances pour la position centrale (A2-5) et la position extrême (A2-6). La Figure A2-2 met en évidence les deux types de perméances.

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position centrale :

$$P_{jc\_YZ1} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot L}{2 \cdot ent} \right) \cdot nc \quad (\text{A2-5})$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position extrême :

$$P_{jc\_YZ2} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{\pi \cdot (h2 + ej)}{ent} \right) \cdot nc \quad (\text{A2-6})$$

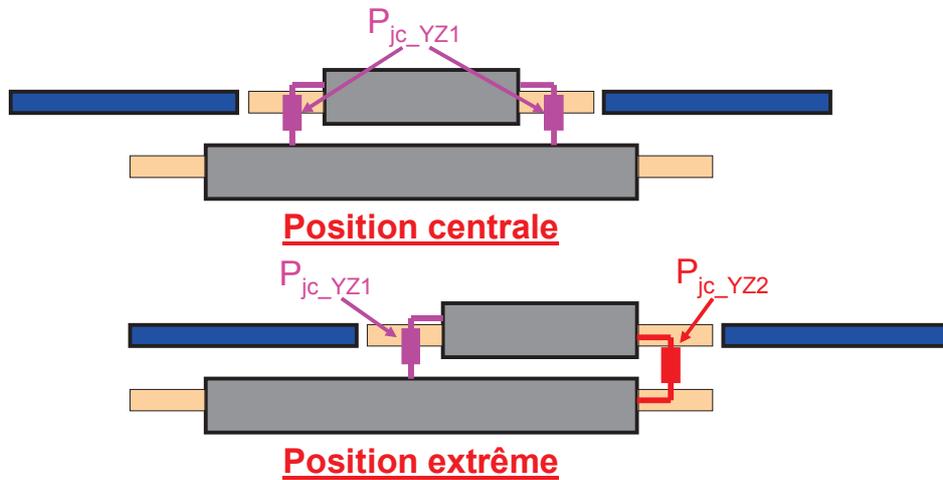


Figure A2-2. Perméances 3D (YZ) en fonction de la position du secondaire par rapport au primaire

A partir de la Figure A2-2, des expressions (A2-5) et (A2-6), et des hypothèses du modèle analytique, on en déduit l'expression de la perméance correspondant aux phénomènes 3D en fonction de la position longitudinal (A2-7).

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D :

$$P_{jc\_YZ} = P_{jc\_YZ1} + f_{REL\_C} \cdot P_{jc\_YZ1} + f_{REL\_E} \cdot P_{jc\_YZ2} \quad (\text{A2-7})$$

La réductance globale d'entrefer de la jambe centrale s'écrit comme l'inverse de la somme des perméances élémentaires (A2-8). Un facteur  $10^3$  apparaît car les dimensions géométriques sont mm. Il en sera de même pour les autres réductances.

Expression de la réductance globale d'entrefer de la jambe centrale :

$$Re_c = \frac{10^3}{P_{jc\_c} + P_{jc\_XY} + P_{jc\_YZ}} \quad (\text{A2-8})$$

## II.2. Réluctance d'entrefer des jambes latérales

Expression de la perméance classique :

$$P_{jl\_c} = \frac{\mu_0 \cdot el \cdot p2}{ent} \quad (\text{A2-9})$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 2D :

$$P_{jl\_XY1} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot h2}{ent}\right) \cdot p2 + \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot (h2 + ej)}{ent}\right) \cdot p2 \quad (\text{A2-10})$$

$$P_{jl\_XY2} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot L}{4 \cdot (ent + h2)}\right) \cdot p2 \quad (\text{A2-11})$$

L'équation (A2-10) correspond au gonflement des lignes de champs sur la hauteur des fenêtres de bobinage et l'expression (A2-11) au gonflement des lignes de champs débordant sur la largeur des fenêtres de bobinage.

Comme précédemment, on calcule la perméance correspondant aux phénomènes de gonflement des lignes de champs 3D (A2-14) à partir des équations (A2-12) et (A2-13).

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position centrale :

$$P_{jl\_YZ1} = \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot L}{2 \cdot ent}\right) \cdot el \quad (\text{A2-12})$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D position extrême :

$$P_{jl\_YZ2} = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot (h2 + ej)}{ent}\right) \cdot el \quad (\text{A2-13})$$

Expression de la perméance de gonflement des lignes de champs 3D :

$$P_{jl\_YZ} = P_{jl\_YZ1} + f_{REL\_C} \cdot P_{jl\_YZ1} + f_{REL\_E} \cdot P_{jl\_YZ2} \quad (\text{A2-14})$$

La réluctance globale d'entrefer des jambes latérales s'écrit comme l'inverse de la somme des perméances élémentaires (A2-15).

Expression de la réluctance globale d'entrefer de la jambe centrale :

$$Rel = \frac{10^3}{P_{jl\_c} + P_{jl\_XY1} + P_{jl\_XY2} + P_{jl\_YZ}} \quad (\text{A2-15})$$

### III. RELUCTANCES DE FUITES PRIMAIRE

#### III.1. Réductance de fuite 2D primaire

Expression de la perméance de fuites à travers le bobinage primaire (flux horizontal) :

$$P_{f1\_BOB} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\mu_0 \cdot p1 \cdot (h1 - 2 \cdot esb - em)}{L} \quad (\text{A2-16})$$

Expression de la perméance de fuites sous le circuit magnétique secondaire :

$$P_{f1\_CM2} = \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot (2 \cdot esb + em + ent)}{L} \quad (\text{A2-17})$$

Expression de la perméance de fuites sous les têtes de bobine secondaire :

$$P_{f1\_TB2} = \frac{\mu_0 \cdot L \cdot (2 - f_{REL\_E}) \cdot (2 \cdot esb + em + ent)}{L} \quad (\text{A2-18})$$

Expression de la perméance de fuites sous les plaques de blindage :

$$P_{f1\_BL} = \frac{\mu_0 \cdot (p1 - p2 + L \cdot (f_{REL\_E} - 2)) \cdot (2 \cdot esb + em + ent)}{L} \quad (\text{A2-19})$$

Expression de la perméance de fuites 2D primaire :

$$P_{f1\_2D} = P_{f1\_BOB} + P_{f1\_CM2} + P_{f1\_TB2} + P_{f1\_BL} \quad (\text{A2-20})$$

#### III.2. Réductance de fuite 3D primaire

Expression de la perméance de fuites 3D à travers le bobinage primaire :

$$P_{f1\_3D\_BOB} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (h1 - 2 \cdot esb - em)}{3 \cdot \pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot el}{L}\right) \quad (\text{A2-21})$$

Expression de la perméance de fuites 3D primaire dans l'air :

$$P_{f1\_3D\_TB} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (2 \cdot esb + em)}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot el}{L}\right) \quad (\text{A2-22})$$

Expression de la perméance de fuites 3D primaire :

$$P_{f1\_3D} = P_{f1\_3D\_BOB} + P_{f1\_3D\_TB} \quad (\text{A2-23})$$

### III.3. Réductance de fuites primaire

Expression de la réductance de fuites primaire :

$$R_{f1} = \frac{10^3}{P_{f1\_2D} + P_{f1\_3D}} \quad (\text{A2-24})$$

## IV. RELUCTANCE DE FUITE SECONDAIRE

### IV.1. Réductance de fuite 2D secondaire

Expression de la perméance de fuites à travers le bobinage secondaire :

$$P_{f2\_BOB} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot (h2 - 2 \cdot esb - em)}{L} \quad (\text{A2-25})$$

Expression de la perméance de fuites sous le circuit magnétique secondaire :

$$P_{f2\_CM2} = \frac{\mu_0 \cdot p2 \cdot \left(2 \cdot esb + em + \frac{ent}{2}\right)}{L} \quad (\text{A2-26})$$

Expression de la perméance de fuites 2D secondaire :

$$P_{f2\_2D} = P_{f2\_BOB} + P_{f2\_CM2} \quad (\text{A2-27})$$

### IV.2. Réductance de fuite 3D secondaire

Expression de la perméance de fuites 3D à travers le bobinage secondaire :

$$P_{f2\_3D\_BOB} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (h2 - 2 \cdot esb - em)}{3 \cdot \pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot el}{L}\right) \quad (\text{A2-28})$$

Expression de la perméance de fuites 3D secondaire dans l'air :

$$P_{f2\_3D\_AIR} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot (2 \cdot esb + em)}{\pi} \cdot \ln\left(1 + \frac{\pi \cdot el}{L}\right) \quad (\text{A2-29})$$

Expression de la perméance de fuites 3D secondaire des têtes de bobines :

$$P_{f2\_3D\_TB} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot ent}{16} \cdot f_{REL\_E} \quad (\text{A2-30})$$

Expression de la perméance de fuites 3D secondaire des têtes de bobines :

$$P_{f2\_3D} = P_{f2\_3D\_BOB} + P_{f2\_3D\_AIR} + P_{f2\_3D\_TB} \quad (\text{A2-31})$$

### IV.3. Réductance de fuite secondaire

Expression de la réductance de fuites secondaire:

$$R_{f2} = \frac{10^3}{P_{f2\_2D} + P_{f2\_3D}} \quad (\text{A2-32})$$



***ANNEXE 3. Fichier de sortie de l'outil d'aide au dimensionnement pour le système 1,6 MW***

=====

===== COMPTE RENDU DE PRE DIMENSIONNEMENT - 24-Nov-2010 =====

===== NOMBRE D'ITERAION NECESSAIRE - 7 =====

===== Temps de calcul - 374 s =====

=====

\*\*\*\*\* DONNEES \*\*\*\*\*

- OPTIONS ET CARACTERISTIQUES DU DIMENSIONNEMENT:

- CONVERTISSEUR: Résonances Série-Série (SS) à filtrage capacitif
- MODE DE COMMANDE: Fréquence fixe et rapport cyclique variable
- CRITERE GEOMETRIQUE UTILISE: Maximise la profondeur
- CRITERE DE CONVERGENCE: Ecart relatif : ec\_max = 0 (en %)
- TYPE DE CONVERGENCE: Naturelle
- NOMBRE DE WARNINGS: 0 (sans unités)

- CAHIER DES CHARGES:

- Puissance de sortie : Ps = 1600000 (en W)
- Tension de sortie efficace désirée : Vs = 750 (en V)
- Taux d'ondulation tension de sortie : delta\_Vs = 5 (en %)
- Tension d'entrée (bus continu) : VDC = 750 (en V)
- Fréquence de découpage : f\_switch = 25 (en kHz)
- Entrefer : ent = 100 (en mm)
- Précision longitudinale : prec\_long = 500 (en mm)

- PARAMETRES CONVERTISSEUR:

- Facteur (f\_res\_serie / f\_decoupage) : k\_f\_res\_s = 1 (sans unités)
- Rapport cyclique minimum : DC\_min = 0.05 (sans unités)
- Rapport cyclique maximum : DC\_max = 0.5 (sans unités)
- Pas de variation de rapport cyclique : delta\_DC = 0.01 (sans unités)
- Fréquence de résonance secondaire minimale : f\_res\_2\_min = 10 (en kHz)
- Fréquence de résonance secondaire maximale : f\_res\_2\_max = 50 (en kHz)
- Pas de variation du condensateur secondaire : delta\_C2 = 100 (en nF)

- VOLUME HORS TOUT SECONDAIRE:

- Largeur maximale : L\_max = 1000 (en mm)
- Longueur maximale : P\_max = 1000 (en mm)
- Hauteur maximale : H\_max = 200 (en mm)

- CHOIX ARBITRAIRES DE CONCEPTION:

- Induction primaire désirée : Bmax1 = 0.2 (en T)
- Induction secondaire désirée : Bmax2 = 0.2 (en T)
- Perméabilité relative : ur = 2000 (sans unités)
- Densité de courant primaire : Js1 = 5 (en A/mm<sup>2</sup>)
- Densité de courant secondaire : Js2 = 5 (en A/mm<sup>2</sup>)

- PARAMETRES INITIAUX DU COUPLEUR:

- Coefficient de couplage initial : k\_ini = 0.3 (sans unités)
- Inductance mutuelle initiale : M\_ini = 0.8 (en uH)

- DIMENSIONS DES COMPOSANTS MECANIQUES ANNEXES:

- Epaisseur maintien mécanique : EMM = 10 (en mm)
- Epaisseur support bobinage : ESB = 5 (en mm)
- Retrait (montage mécanique) : RET = 1 (en mm)

- CARACTERISTIQUES DU FIL DE LITZ CHOISI:

- Coefficient de foisonnement primaire : Cf1 = 3 (sans unités)
- Coefficient de foisonnement secondaire : Cf2 = 3 (sans unités)

\*\*\*\*\* RESULTATS \*\*\*\*\*

- DIMENSIONS DU CIRCUIT MAGNETIQUE:

Hauteur de la fenêtre de bobinage primaire :  $h1 = 27$  (en mm)  
 Hauteur de la fenêtre de bobinage secondaire :  $h2 = 29$  (en mm)  
 Largeur de la fenêtre de bobinage :  $L = 347$  (en mm)  
 Largeur jambe centrale :  $nc = 153$  (en mm)  
 Largeur jambe laterale :  $el = 76$  (en mm)  
 Largeur jonction :  $ej = 76$  (en mm)  
 Profondeur du circuit magnétique primaire :  $p1 = 1209$  (en mm)  
 Profondeur du circuit magnétique secondaire :  $p2 = 209$  (en mm)  
 Profondeur du blindage :  $pbl = 1000$  (en mm)  
 Epaisseur du blindage :  $eb1 = 76$  (en mm)

- DIMENSIONS HORS TOUT DU COUPLEUR (CIRCUIT MAGNETIQUE ET BOBINAGE) :

Largeur hors tout du coupleur :  $LHT = 1000$  (en mm)  
 Profondeur hors tout du primaire :  $P1HT = 1969$  (en mm)  
 Profondeur hors tout du secondaire :  $P2HT = 970$  (en mm)  
 Profondeur hors tout du secondaire (\*):  $P2HT (*) = 2969$  (en mm)  
 Hauteur hors tout du primaire :  $H1HT = 103$  (en mm)  
 Hauteur hors tout du secondaire :  $H2HT = 105$  (en mm)  
 \* Circuit magnétique, bobinage et blindage

- CARACTERISTIQUES DE LENROULEMENT PRIMAIRE:

Nombre de spires primaire :  $N1 = 1$  (sans unités)  
 Hauteur bobinage primaire :  $hb1 = 7$  (en mm)  
 Largeur bobinage primaire :  $Lb1 = 340$  (en mm)  
 Densité de courant primaire :  $Js1 = 4.7$  (en A/mm<sup>2</sup>)  
 Induction maximale primaire :  $B1max = 0.08$  (en T)

- CARACTERISTIQUES DE L'ENROULEMENT SECONDAIRE:

Nombre de spires secondaire :  $N2 = 2$  (sans unités)  
 Hauteur bobinage secondaire :  $hb2 = 9$  (en mm)  
 Largeur bobinage secondaire :  $Lb2 = 340$  (en mm)  
 Rapport du nombre de spires ( $=N2/N1$ ) :  $m = 2$  (sans unités)  
 Densité de courant secondaire :  $Js2 = 4.8$  (en A/mm<sup>2</sup>)  
 Induction maximale secondaire :  $B2max = 0.21$  (en T)

- GRANDEURS DU SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT EN ETOILE:

Inductance de fuites primaire nominal :  $LF1\_nom = 2.16$  (en uH)  
 Inductance de fuites primaire mininal :  $LF1\_min = 2.1$  (en uH)  
 Inductance de fuites primaire maximal :  $LF1\_max = 2.77$  (en uH)  
 Inductance de fuites secondaire nominal :  $LF2\_nom = 0.23$  (en uH)  
 Inductance de fuites secondaire mininal :  $LF2\_min = 0.21$  (en uH)  
 Inductance de fuites secondaire maximal :  $LF2\_max = 0.27$  (en uH)  
 Inductance magnétisante nominal :  $LM\_nom = 0.65$  (en uH)  
 Inductance magnétisante mininal :  $LM\_min = 0.21$  (en uH)  
 Inductance magnétisante maximal :  $LM\_max = 0.27$  (en uH)

- GRANDEURS DU SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT A DEUX INDUCTANCES:

Inductance de fuites nominal :  $Lf\_nom = 2.33$  (en uH)  
 Inductance de fuites mininal :  $Lf\_min = 2.27$  (en uH)  
 Inductance de fuites maximal :  $Lf\_max = 2.94$  (en uH)  
 Inductance magnétisante nominal :  $Lm\_nom = 0.48$  (en uH)  
 Inductance magnétisante mininal :  $Lm\_min = 0.4$  (en uH)  
 Inductance magnétisante maximal :  $Lm\_max = 0.54$  (en uH)  
 Rapport de transformation nominal :  $m\_nom = 2.7$  (sans unités)  
 Rapport de transformation mininal :  $m\_min = 2.6$  (sans unités)  
 Rapport de transformation maximal :  $m\_max = 2.92$  (sans unités)

- GRANDEURS INDUCTIVES DU SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT A DEUX INDUCTANCES COUPLEES:

Inductance propre primaire nominal :  $L1\_nom = 2.81$  (en uH)  
 Inductance propre primaire mininal :  $L1\_min = 2.71$  (en uH)  
 Inductance propre primaire maximal :  $L1\_max = 3.43$  (en uH)  
 Inductance propre secondaire nominal :  $L2\_nom = 3.53$  (en uH)  
 Inductance propre secondaire mininal :  $L2\_min = 3.38$  (en uH)  
 Inductance propre secondaire maximal :  $L2\_max = 3.65$  (en uH)  
 Inductance mutuelle nominal :  $M\_nom = 1.31$  (en uH)  
 Inductance mutuelle mininal :  $M\_min = 1.16$  (en uH)  
 Inductance mutuelle maximal :  $M\_max = 1.4$  (en uH)

- COEFFICIENTS DE COUPLAGE:

Coefficient de couplage primaire nominal :  $k1\_nom = 0.232$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage primaire mininal :  $k1\_min = 0.185$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage primaire maximal :  $k1\_max = 0.239$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage secondaire nominal :  $k2\_nom = 0.741$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage secondaire mininal :  $k2\_min = 0.684$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage secondaire maximal :  $k2\_max = 0.768$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage (global) nominal :  $k\_nom = 0.415$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage (global) mininal :  $k\_min = 0.356$  (sans unités)  
 Coefficient de couplage (global) maximal :  $k\_max = 0.428$  (sans unités)

\*\*\*\*\* COMPLEMENTS \*\*\*\*\*

- GRANDEURS LIEES AU CONVERTISSEUR:

Résistance de charge équivalente :  $Rs = 0.35$  (en Ohm)  
 Valeur condensateur primaire :  $C1 = 15$  (en  $\mu F$ )  
 Valeur condensateur secondaire :  $C2 = 12.3$  (en  $\mu F$ )  
 Rapport cyclique nominal :  $DC\_nom = 0.25$  (sans unités)  
 Rapport cyclique mininal :  $DC\_min = 0.23$  (sans unités)  
 Rapport cyclique maximal :  $DC\_max = 0.31$  (sans unités)  
 Tension de sortie nominale :  $Vs\_nom = 742$  (en V)  
 Tension de sortie mininale :  $Vs\_min = 739$  (en V)  
 Tension de sortie maximale :  $Vs\_max = 763$  (en V)  
 Tension condensateur primaire nominale :  $V\_C1\_nom = 1397$  (en Vrms)  
 Tension condensateur primaire mininale :  $V\_C1\_min = 1313$  (en Vrms)  
 Tension condensateur primaire maximale :  $V\_C1\_max = 1563$  (en Vrms)  
 Courant condensateur primaire nominal :  $I\_C1\_nom = 3280$  (en Arms)  
 Courant condensateur primaire mininal :  $I\_C1\_min = 3083$  (en Arms)  
 Courant condensateur primaire maximal :  $I\_C1\_max = 3670$  (en Arms)  
 Tension condensateur secondaire nominale :  $V\_C2\_nom = 1388$  (en Vrms)  
 Tension condensateur secondaire mininale :  $V\_C2\_min = 1381$  (en Vrms)  
 Tension condensateur secondaire maximale :  $V\_C2\_max = 1425$  (en Vrms)  
 Courant condensateur secondaire nominal :  $I\_C2\_nom = 2344$  (en Arms)  
 Courant condensateur secondaire mininal :  $I\_C2\_min = 2333$  (en Arms)  
 Courant condensateur secondaire maximal :  $I\_C2\_max = 2408$  (en Arms)

- GRANDEURS LIEES AU COUPLEUR:

Tension primaire nominale :  $V1\_nom = 1484$  (en Vrms)  
 Tension primaire mininale :  $V1\_min = 1206$  (en Vrms)  
 Tension primaire maximale :  $V1\_max = 1621$  (en Vrms)  
 Courant primaire nominal :  $I1\_nom = 3280$  (en Arms)  
 Courant primaire mininal :  $I1\_min = 3083$  (en Arms)  
 Courant primaire maximal :  $I1\_max = 3670$  (en Arms)  
 Tension secondaire nominale :  $V2\_nom = 1388$  (en Vrms)  
 Tension secondaire mininale :  $V2\_min = 1381$  (en Vrms)  
 Tension secondaire maximale :  $V2\_max = 1425$  (en Vrms)  
 Courant secondaire nominal :  $I2\_nom = 2344$  (en Arms)

Courant secondaire minimal :  $I2\_min = 2333$  (en Arms)  
 Courant secondaire maximal :  $I2\_max = 2408$  (en Arms)  
 Courant magnétisant nominal :  $Imag\_nom = 6758$  (en Arms)  
 Courant magnétisant minimal :  $Imag\_min = 6286$  (en Arms)  
 Courant magnétisant maximal :  $Imag\_max = 7613$  (en Arms)

- "BILAN" DE PUISSANCE:

Puissance apparente au niveau du pont complet nominal :  $Se\_nom = 1739164$  (en VA)  
 Puissance apparente au niveau du pont complet minimal :  $Se\_min = 1698904$  (en VA)  
 Puissance apparente au niveau du pont complet maximal :  $Se\_max = 2021463$  (en VA)

- ESTIMATION DES PERTES FER:

Pertes fer :  $Pf = 1125$  (en W)

- EFFORTS MECANIQUES POUR LENTREFER NOMINAL :

Centre de masse CM1 :  $xcm1 = 0$  et  $ycm1 = 60$  (en mm)  
 Centre de masse CM2 :  $xcm2 = 0$  et  $ycm2 = 62$  (en mm)  
 Force d'attraction CM1/CM2 :  $Fa\_global = 109$  (en N)  
 Force d'attraction CM1/CM2 Ox :  $Fa\_Ox\_max = 4$  (en N)  
 Force d'attraction CM1/CM2 Oy :  $Fa\_Oy\_max = 109$  (en N)  
 Force d'attraction CM1/CM2 Oz :  $Fa\_Oz\_max = 100$  (en N)  
 Force de pesanteur ferrite (CM2) :  $P\_Ferrite = 1256$  (en N)

\*\*\*\*\* VERIFICATION \*\*\*\*\*

- SURFACE DE FER - Ae:

Surface de fer primaire nécessaire :  $Ae1\_n = 72930$  (en mm<sup>2</sup>)  
 Surface de fer primaire réelle (norme IEC 60205) :  $Ae1\_IEC = 183899$  (en mm<sup>2</sup>)  
 Surface de fer secondaire nécessaire :  $Ae2\_n = 32068$  (en mm<sup>2</sup>)  
 Surface de fer secondaire réelle (norme IEC 60205) :  $Ae2\_IEC = 31791$  (en mm<sup>2</sup>)

- SURFACE DE CUIVRE - Sb:

Surface de cuivre primaire nécessaire :  $Sb1\_n = 2202$  (en mm<sup>2</sup>)  
 Surface de cuivre primaire réelle :  $Sb1\_r = 2380$  (en mm<sup>2</sup>)  
 Surface de cuivre secondaire nécessaire :  $Sb2\_n = 2890$  (en mm<sup>2</sup>)  
 Surface de cuivre secondaire réelle :  $Sb2\_r = 3060$  (en mm<sup>2</sup>)

- PRODUITS DES AIRES PRIMAIRE:

Produit des aires primaire nécessaire :  $AeSb1\_n = 160558665$  (en mm<sup>2</sup>.mm<sup>2</sup>)  
 Produit des aires primaire réel :  $AeSb1\_r = 437680005$  (en mm<sup>2</sup>.mm<sup>2</sup>)

- PRODUITS DES AIRES SECONDAIRE:

Produit des aires secondaire nécessaire :  $AeSb2\_n = 92646554$  (en mm<sup>2</sup>.mm<sup>2</sup>)  
 Produit des aires secondaire réel :  $AeSb2\_r = 97281346$  (en mm<sup>2</sup>.mm<sup>2</sup>)



***ANNEXE 4. Fonction de calcul des propriétés  
thermiques équivalentes d'un bobinage composé de fil  
de Litz***

```

%=====
%   CALCUL DES PROPRIETES THERMIQUES EQUIVALENTES DU FIL DE LITZ
%
%   Cas d'étude : 20 spires de 200*0.01 dans la section considérée
%=====

% Référence bibliographique : [MATAGNE-90] E. Matagne, "Macroscopic thermal
% conductivity of a bundle of conductors", IMACS-TC1, pp 189-193, 1990.

clc;

% Données d'entrée
N=20;           % Nombre de spires
Lb=20;         % Largeur du bobinage (en mm)
Hb=4;          % Hauteur du bobinage (en mm)
S_Cu_elt=1.57; % Section de cuivre d'un fil de litz élémentaire (en mm²)
D=2.15;        % Diamètre du fil de Litz (en mm)

% Propriétés thermiques des différents éléments
lambda_Cu=380; % Conductivité thermique du cuivre (en W.m-1.K-1)
lambda_air=0.03; % Conductivité thermique de l'air (en W.m-1.K-1)
lambda_iso=0.15; % Conductivité thermique de l'isolant (en W.m-1.K-1)
Cp_Cu=385;     % Chaleur spécifique du cuivre (en J.kg-1.K-1)
Cp_Air=710;    % Chaleur spécifique de l'air (en J.kg-1.K-1)
Cp_iso=1090;   % Chaleur spécifique de l'isolant (en J.kg-1.K-1)

% Calcul des différentes sections
S_b=Lb*Hb;     % Section du bobinage (en mm²)
S_Cu=S_Cu_elt*N; % Section de cuivre dans la fenêtre de bobinage (en mm²)
S_litz=pi*D^2/4*N; % Section de fil de Litz dans la fenêtre de bobinage (en
mm²)
S_air=S_b-S_litz; % Section d'air dans la fenêtre de bobinage (en mm²)
S_iso=S_litz-S_Cu; % Section d'isolant dans la fenêtre de bobinage (en mm²)

% Calcul des différents pourcentages
alpha_air=S_air/S_b; % Pourcentage de la section d'air sur la section
totale (en %)
alpha_Cu=S_Cu/S_b; % Pourcentage de la section de cuivre sur la section
totale (en %)
alpha_iso=S_iso/S_b; % Pourcentage de la section d'isolants sur la section
totale (en %)

% Calcul chaleur spécifique équivalente (en J.kg-1.K-1)
Cp_eq=alpha_air*Cp_Air+alpha_Cu*Cp_Cu+alpha_iso*Cp_iso

% Calcul conductivité thermique équivalente longitudinale (en W.m-1.K-1)
lambda_long_eq=alpha_air*lambda_air+alpha_Cu*lambda_Cu+alpha_iso*lambda_iso

% Calcul conductivité thermique équivalente perpendiculaire (en W.m-1.K-1)
% Calcul intermédiaire
beta_litz=(lambda_Cu-lambda_iso)/(lambda_Cu+lambda_iso);
lambda_litz=lambda_iso*(1+beta_litz*alpha_Cu)/(1-beta_litz*alpha_Cu);
beta_total=(lambda_litz-lambda_air)/(lambda_litz+lambda_air);
delta_air=(alpha_Cu+alpha_iso)/(alpha_Cu+alpha_iso+alpha_air);
% Calcul final
lambda_perp_eq=lambda_air*(1+beta_total*delta_air)/(1-beta_total*delta_air)

```

**Titre :**

Conception de systèmes d'alimentation sans contact pour la traction ferroviaire.

**Résumé :**

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur la conception et le dimensionnement de composant magnétique dédié au transfert d'énergie sans contact pour des applications ferroviaires de type tramway. Cette famille de composant présente un comportement fortement inductif. Un convertisseur à double fréquence de résonance est utilisé pour l'alimenter et compenser l'énergie réactive du coupleur. Pour parvenir à dimensionner ce composant et son convertisseur associé, un outil d'aide au dimensionnement a été mis au point. Celui-ci est basé sur des modèles analytiques du composant magnétique et de la structure d'électronique de puissance. Une fois le dimensionnement réalisé, une étude des pertes, dans les bobinages et les circuits magnétiques, est réalisée par simulation numérique en utilisant la méthode d'homogénéisation (représentation macroscopique des éléments avec des propriétés électromagnétiques complexes). Puis, la modélisation du comportement thermique du système est présentée afin de garantir la température de fonctionnement désirée.

Afin de valider l'approche de dimensionnement et les outils mis en place, des expérimentations ont été menées sur des prototypes de 1,6 et 100 kW. Les résultats obtenus ont montré la précision et la pertinence de l'approche théorique. Cette étude valide la faisabilité de ce type de système forte puissance.

**Mots clés :**

Transfert d'énergie sans contact, transformateur à grand entrefer, dimensionnement, réseau de réluctances, convertisseur à double résonance, modélisation analytique, simulations par éléments finis, mise en oeuvre.

---

**Title :**

Design of contactless supply system for railway traction.

**Abstract :**

The works presented in this thesis deal with the design and the sizing of magnetic component dedicated to contactless energy transfer for railway application like tramway. This family of component presents a strongly inductive behavior. A double resonance converter is used to supply and compensate reactive energy of transformer. In order to design this component and its associated converter, a design tool has been implemented. This one is based on analytical models of magnetic component and power electronic converter. One time designing realized, a study of losses, in windings and in magnetic cores, is realized by numerical simulation by using homogenization method (macroscopic representation of elements with electromagnetic complex properties). Then, the establishment of a model of thermal behavior of system is presented in order to guarantee desired working temperature.

In order to check designing approach and tools, experimentations have been performed on prototypes of 1.6 and 100 kW. Obtained results show the accuracy and relevance of theoretical approach. Moreover, this study confirms the feasibility of this kind of high power system.

**Keywords :**

Contactless energy transfer, transformer with large air gap, designing, reluctance network, double resonant converter, analytical modeling, finite element simulations, implementation.