



HAL
open science

Charge par induction de véhicules électriques : analyse du potentiel, limitations, nouveaux concepts

Achraf Hammoud

► **To cite this version:**

Achraf Hammoud. Charge par induction de véhicules électriques : analyse du potentiel, limitations, nouveaux concepts. Energie électrique. Université Montpellier, 2017. Français. NNT : 2017MONT022 . tel-01905247

HAL Id: tel-01905247

<https://theses.hal.science/tel-01905247>

Submitted on 25 Oct 2018

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 MONTPELLIER

En électronique

École doctorale I2S

Unité de recherche UMR5214

Charge par induction de véhicules électriques : Analyse
du potentiel, limitations, nouveaux concepts

Présentée par Achraf HAMMOUD

Le 24 novembre 2017

Sous la direction de François FOREST

Codirigé par Thierry MARTIRÉ

Devant le jury composé de

Éric LABOURÉ, Professeur des universités, Université Paris Sud

François FOREST, Professeur des universités, Université de Montpellier

Jean-Paul FERRIEUX, Professeur des universités, Université Grenoble Alpes

Noël BURAI, Professeur des universités, Université Lyon 1

Xavier MARGUERON, Maître de conférences, École centrale de Lille

Thierry MARTIRÉ, Maître de conférences, Université de Montpellier

Éric BIAGINI, directeur R&D, IES-synergy

Président du jury

Directeur de thèse

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Invité



UNIVERSITÉ
DE MONTPELLIER

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier en quelques lignes tous ceux qui m'ont accompagné sur le plan professionnel et personnel durant ces trois années de thèse.

Tout d'abord je remercie mes parents et ma sœur pour leurs encouragements.

Je remercie également mon directeur de thèse, M. François FOREST, ainsi que mon encadrant, M. Thierry MARTIRÉ, pour cette expérience enrichissante qui s'est déroulée dans une très bonne ambiance.

Un grand merci à mes collègues et aux doctorants de l'équipe GEM de l'Institut d'Électronique et des Systèmes pour tous les bons moments passés ensemble.

Je tiens également à remercier M. Éric BIAGINI et mes collègues de la société IES-synergy pour leur soutien et pour toutes les ressources techniques qu'ils ont mises à ma disposition.

RÉSUMÉ

Les progrès concernant l'autonomie des batteries ont rendu le véhicule électrique vraiment compétitif. Cependant un problème n'est pas vraiment résolu, celui du temps de charge des batteries qui reste long même avec des bornes de forte puissance. La charge par induction peut compenser en partie ce handicap grâce à une infrastructure quasi-transparente pour l'utilisateur, basée sur l'équipement des zones de stationnement.

L'objectif de cette thèse est d'étudier le potentiel et les limitations de la charge par induction, éventuellement par l'introduction de nouveaux concepts, dans la gamme des puissances de plusieurs dizaines de Kilowatts et sur des distances supérieures à 10cm entre l'inducteur et l'induit. L'obtention de bons rendements et le respect de dimensions en accord avec l'intégration dans le véhicule sont des points essentiels de la démarche.

Dans un premier temps, différentes topologies de compensation de la puissance réactive, indispensable dans cette application, sont comparées et la topologie dite Série-Série (SS) est finalement retenue. De la même façon, différentes architectures d'électronique de puissance sont évaluées. L'architecture correspondant à l'utilisation d'un onduleur primaire commandé en phase shift à fréquence variable, et d'un simple pont de diode secondaire est adoptée. Elle permet de réguler le courant injecté dans les batteries tout en simplifiant l'électronique de puissance, c.à.d. sans utiliser de convertisseurs DC-DC ni au primaire, ni au secondaire.

Un outil de calcul des pertes dans le fil de Litz est ensuite mis en place. Il permet d'évaluer les pertes dans les bobinages en fonction de la section du fil et du diamètre des brins, l'objectif étant de trouver la combinaison "section de cuivre/diamètre de brins" minimisant les pertes.

La troisième étape consiste à mettre en place des outils de conception analytiques complétés par des simulations "éléments finis" pour concevoir les bobinages du coupleur électromagnétique ainsi que son blindage magnétique. Des montages expérimentaux à petite échelle permettent une première validation de ces outils de conception. Enfin un algorithme d'optimisation est développé.

Sur la base des solutions identifiées dans la première partie, les outils de conception ont été finalement utilisés pour concevoir un démonstrateur de 22kW, capable de transférer l'énergie sur une distance de 25cm entre l'inducteur et l'induit. Ce démonstrateur a été testé avec succès à la puissance nominale. Le rendement mesuré est de 95% lorsque les bobines primaire et secondaire sont alignées.

ABSTRACT

Scientific progress in battery field related to autonomy has made electric vehicles really competitive. However, there is a problem that hasn't been solved yet, the duration of the charge which still high, even if high power chargers are used. Inductive charging could be a solution to that problem because the infrastructure can become almost transparent for the user if it is implemented in car park areas.

The aim of this PhD work is to evaluate the potential and the limitations of inductive charging, to identify eventual new concepts, in a fast charge power range (few tens of Kilowatts) and with air gaps higher than 10cm.

First, different topologies of reactive power compensation are compared and the Series-Series (SS) topology is selected. Then, in the same way, different power electronics architecture are compared. The architecture using a phase-shifted DC-AC converter to supply the primary side and a simple power bridge to supply the secondary side is adopted. This architecture allows regulating the current in the batteries without using DC-DC converters neither on the primary side nor on the secondary side.

Then, a software is implemented that is able to calculate losses in Litz wire, as a function of the wire section and the strands diameter, the aim being to choose a Litz wire that minimizes the losses in the windings.

The third step is the implementation of a tool dedicated to the design of the primary and secondary coils and of the magnetic shields. The tool is based on analytic equations and finite elements simulations. The design tool is validated by means of reduced scale experiments. Finally, an optimization algorithm is implemented.

Considering the solutions identified in the first part, the previous design tools are finally used to design a 22kW prototype able to transfer energy through an air gap of 25cm. This prototype has been successfully tested at nominal power. An efficiency of 95% has been measured when the two coils are aligned.

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements	3
Résumé.....	5
Abstract	6
Listes des figures	11
Liste des tableaux.....	15
1. Introduction	17
1.1. Principe du transfert d'énergie par induction	18
1.2. Organisation du mémoire.....	18
2. État de l'art	21
2.1. Introduction.....	21
2.2. Standardisation de la charge par induction.....	21
2.3. Les différents prototypes réalisés	22
2.3.1. Prototypes de charge par induction pour voitures	22
2.3.2. Prototypes de charge par induction pour bus.....	24
2.4. Les différentes géométries de bobine	26
2.4.1. Géométrie circulaire.....	27
2.4.2. Géométrie multi-bobines DD	28
2.4.3. Géométries multi-bobines DDQ et BP.....	29
2.5. Conclusion	31
3. Topologie de compensation et architecture de l'électronique de puissance.....	33
3.1. Introduction.....	33
3.2. Cahier des charges.....	33
3.3. Topologies de compensation.....	34
3.3.1. Schéma équivalent	34
3.3.2. Compensation de la puissance réactive	36
3.4. Architecture des convertisseurs électroniques associés	41
3.4.1. Relations entre les grandeurs électriques – pertes Joule	41
3.4.2. Les architectures possibles.....	42
3.4.3. Réglage de la tension V1	43
3.4.4. Réglage de la tension V2	49
3.4.5. Réglage des tensions V1 et V2	50

3.4.6.	Bilan des pertes dans les bobinages dans les différentes architectures	51
3.5.	Discussion et conclusion partielle.....	53
4.	Calcul des pertes dans les bobinages.....	55
4.1.	Introduction.....	55
4.2.	Les pertes dans un segment de fil : effet de peau et de proximité	55
4.2.1.	Calcul des facteur F_r et G_r	55
4.2.2.	Calcul des pertes dans un fil massif.....	56
4.2.3.	Calcul des pertes dans un fil de Litz	58
4.3.	Les pertes dans un bobinage circulaire planaire	64
4.3.1.	Diamètre de spires fixe.....	64
4.3.2.	Variation de $H_{e_{bob}}$ quand le diamètre des spires varie à dimensions de bobinage fixe.....	68
4.4.	Calcul du $H_{e_{bob}}$ d'un bobinage carre.....	68
4.5.	Montage expérimental de validation	70
4.5.1.	Mesure des pertes dans un bobinage à échelle réduite	70
4.6.	Mesure des pertes dans le démonstrateur	72
4.6.1.	Les pertes dans l'inducteur	73
4.6.2.	Les pertes dans l'induit.....	74
4.7.	Mesure de pertes dans trois segments de fil de sections identiques mais de diamètres de brins différents	74
4.8.	Conclusion	76
5.	Conception de l'inducteur et de l'induit	77
5.1.	Introduction.....	77
5.2.	La fréquence de résonance	77
5.2.1.	Effet de la fréquence de résonance sur les dimensions.....	78
5.2.2.	Effet de la fréquence de résonance sur le rayonnement	78
5.2.3.	Effet de la fréquence de résonance sur les pertes	78
5.3.	Modèles analytiques pour la conception	79
5.3.1.	Bobinages rectangulaires	80
5.3.2.	Bobinages circulaires.....	84
5.3.3.	Comparaison modèle analytique et simulations.....	85
5.4.	Simulations éléments finis pour la conception.....	86
5.4.1.	Montage expérimental de validation	87
5.5.	Conception du coupleur électromagnétique.....	90

5.5.1.	Choix de la géométrie	90
5.5.2.	Inductance mutuelle entre l'inducteur et l'induit.....	91
5.5.3.	Optimisation du design du coupleur – bloc 1.....	91
5.5.4.	Optimisation du design de l'inducteur et de l'induit – bloc 2.....	104
5.5.5.	Optimisation du design de l'inducteur et de l'induit – bloc 3.....	107
5.6.	Conception et test du démonstrateur.....	110
5.6.1.	Conception du coupleur.....	110
5.6.2.	Réalisation du coupleur.....	114
5.6.3.	Mesures et essais du système complet.....	115
5.6.4.	Rayonnement du démonstrateur.....	123
5.7.	Conclusion du chapitre.....	125
6.	Conclusion.....	127
A-	Modélisation de la topologie SS – commande phase shift a fréquence variable	131
B-	Procédure pour mesurer les inductances de l'inducteur et de l'induit ainsi que le coefficient de couplage.....	133
C-	Calcul de la densité de courant maximale pour limiter l'échauffement du fil.....	134
D-	La topologie de compensation SS sous comsol (outil de conception mef).....	135
E-	Emplacement de la thermistance	136
F-	Méthode de mesure des pertes dans l'onduleur.....	138
	Nomenclature	139
	Bibliographie	143

LISTES DES FIGURES

Figure 1.1: Système de charge par induction d'une voiture	18
Figure 2.1: Système de charge par induction d'Evatran [4]	23
Figure 2.2: Piste d'essai de VEDECOM à Versailles [6]	23
Figure 2.3: Prototype réalisé par l'ETH Zurich [8]	24
Figure 2.4: Recharge dynamique (développé par KAIST) du bus OLEV [10].....	25
Figure 2.5: Profil de charge et de décharge du bus en fonction de la distance parcourue [11]	25
Figure 2.6: L'emplacement du primaire sous le sol et la tour de refroidissement du primaire [12] (à gauche) et le la bobine secondaire [13] (à droite) – Bombardier Primove.....	26
Figure 2.7: Bobinage circulaire (pancake) au primaire et au secondaire [16].....	27
Figure 2.8: Bobinage circulaire avec ferrite et aluminium (vue de dessus) [14] et [15].....	27
Figure 2.9: Géométrie DD [14]	28
Figure 2.10: Rayonnement d'un bobinage circulaire (a) et rayonnement d'un bobinage DD (b) - (coupes transversales) [14].....	28
Figure 2.11: Géométrie DDQ [14] et [15]	29
Figure 2.12: Flux magnétique capté par des bobinages DD quand le primaire et le secondaire sont alignés (a) ; Flux magnétique capté par un bobinage Q quand le primaire et le secondaire sont désalignés (b) – (coupe transversale)	29
Figure 2.13: Géométrie BP [15].....	30
Figure 2.14: Coefficient de couplage en fonction du désalignement des différentes géométries [15]	30
Figure 3.1: Flux magnétiques (alternatifs) générés par les bobines	34
Figure 3.2: Schéma électrique équivalent du couplage magnétique	36
Figure 3.3: Les 4 topologies de compensation.....	37
Figure 3.4: Schéma électrique équivalent de la topologie SS (à la fréquence de résonance)	41
Figure 3.5 : Architecture minimale.....	43
Figure 3.6: DC-DC au primaire.....	43
Figure 3.7: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale ('a' et 'b') et à 30% de la puissance nominale ('c' et 'd')	44
Figure 3.8: Tension de sortie $v_1(\theta)$ de l'onduleur (commande phase shift)	45
Figure 3.9: Tension et courant de sortie de l'onduleur à la fréquence de résonance (a) et à $f > f_0$ (b)	46
Figure 3.10: Déphasage entre les fondamentaux de v_1 et i_1 en fonction de la fréquence	47
Figure 3.11: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale ('a' et 'b') et à 30% de la puissance nominale ('c' et 'd') - Architecture 4	47
Figure 3.12: fréquence de fonctionnement, courant I_1 et déphasage entre les fondamentaux de v_1 et i_1 en fonction de la puissance (commande phase shift à fréquence variable).....	48
Figure 3.13: DC-DC au secondaire.....	49

Figure 3.14: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale ('a' et 'b') et à 30% de la puissance nominale ('c' et 'd')	49
Figure 3.15: DC-DC au primaire et au secondaire	50
Figure 3.16: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale (a et b) et à 5% de la puissance nominale (c et d)	51
Figure 3.17: Pertes dans les bobinages en fonction de la puissance dans les différentes configurations.....	53
Figure 4.1: Fil massif noyé dans un champ magnétique extérieur He [18]	57
Figure 4.2: Simulation d'un segment de fil rectiligne alimenté par un courant I.....	57
Figure 4.3: Champ extérieur rectiligne (a) et simulation d'un segment de fil alimenté par un courant I soumis au champ extérieur rectiligne (b).....	58
Figure 4.4: Composition des fils de Litz.....	59
Figure 4.5: Coupe transversale d'un fil multibrin.....	60
Figure 4.6: Champ interne H_i d'un fil de Litz alimenté par un courant à 25kHz, 50kHz et 100kHz (déterminé grâce au logiciel MEF)	62
Figure 4.7: Variation du champ d'excitation entre le centre du fil de Litz et son extrémité à 25kHz, 50kHz et 100kHz (déterminé grâce au logiciel MEF).....	63
Figure 4.8: Simulation d'un segment de fil de Litz alimenté par un courant I (a) puis soumis au champ extérieur rectiligne (b) @100kHz.....	64
Figure 4.9: Quatre bobinages plans circulaires dessinés sous le logiciel MEF	65
Figure 4.10: Variation du champ d'excitation entre les centres des bobinages et leurs extrémités à 100kHz dans les quatre cas (déterminé grâce au logiciel MEF)	67
Figure 4.11: Conducteurs de trois bobinages circulaires de dimensions identiques dont les diamètres des spires sont 3mm, 5,7mm et 8mm	68
Figure 4.12: Coupe transversale de l'inducteur et de l'induit (bobines homogénéisées)	69
Figure 4.13: Variation du champ magnétique en allant du centre du bobinage vers l'extrémité – en 3D, 2D et 2Daxisymétrique	69
Figure 4.14: Bobinage à base de fil de Litz placé dans une enceinte quasi-adiabatique	70
Figure 4.15: Montage d'alimentation du bobinage dans l'enceinte	71
Figure 4.16: Température (mesurée) du bobinage en fonction du temps à différentes fréquences	72
Figure 4.17: Montage pour mesurer les pertes dans l'inducteur et l'induit du démonstrateur	73
Figure 5.1: Rendement maximum de la topologie SS en fonction de la pulsation de résonance et de la mutuelle	79
Figure 5.2: Bobinages rectangulaires	80
Figure 5.3: spires plans circulaires primaire et secondaire	84
Figure 5.4: Capture d'écran d'une simulation réalisée sous COMSOL (bobinages primaire et secondaire).....	85
Figure 5.5: Inducteur et induit utilisés pour faire la manip.....	87
Figure 5.6: Dessin du coupleur (sans aluminium) sous COMSOL.....	88
Figure 5.7: Schéma électrique équivalent de la manip	88
Figure 5.8: Tension v_1 et courant i_1 (chaîne 4) (a) ; Tension v_2 et courant i_2 (chaîne4) (b).....	89

Figure 5.9: Composition d'un inducteur/induit carré	90
Figure 5.10: Coupe transversale d'un inducteur et d'un induit	90
Figure 5.11: Nombre de spires, Largeur extérieur (a), inductance (b) et coefficient de couplage (c) en fonction de la mutuelle, pour différents espacements entre spires	92
Figure 5.12: Représentation des bobinages des quatre coupleurs	93
Figure 5.13: Variations des caractéristiques en fonction du désalignement de 4 couples inducteur/induit de dimensions différentes	93
Figure 5.14 : Caractéristiques du coupleur en fonction du rapport $a_{ext}/a_{ferrite}$	96
Figure 5.15: Bloc 1.....	102
Figure 5.16: Convergence de l'algorithme d'optimisation	103
Figure 5.17: Courant primaire en fonction du rapport L_s/L_p	104
Figure 5.18: L'inductance que doit avoir l'inducteur en fonction du rapport L_s/L_p	105
Figure 5.19: Bloc 2.....	106
Figure 5.20: Bloc 3.....	109
Figure 5.21: Le courant i_1 (a) et l'inductance consigne de l'inducteur (b) en fonction de L_s/L_p	111
Figure 5.22: Coupe transversale de l'inducteur et de l'induit du démonstrateur	113
Figure 5.23: L'inducteur et l'induit du démonstrateur (a) et l'induit seul (b)	115
Figure 5.24: Schéma électrique équivalent du montage mis en place pour réaliser les essais	116
Figure 5.25: Photo du montage d'essai.....	117
Figure 5.26: Banc de condensateurs de résonance primaire (a) et secondaire (b)	117
Figure 5.27: Onduleur du prototype	118
Figure 5.28: Essai 1 : v_1, i_1, v_2, i_2 @22kW - inducteur et induit alignés.....	119
Figure 5.29: Essai 2 : v_1, i_1, v_2, i_2 @21,5kW - inducteur et induit désalignés	119
Figure 5.30: Essai 3 : v_1, i_1, v_2, i_2 @2,9kW (phase shift) - inducteur et induit alignés.....	120
Figure 5.31: Pertes dans les plaques de ferrite primaire et secondaire du démonstrateur	122
Figure 5.32: Echauffement de l'inducteur et de l'induit (régime permanent)	122
Figure 5.33: Rayonnement magnétique du démonstrateur (coupe transversale)	124
Figure 5.34: Rayonnement magnétique en remplaçant la plaque d'aluminium secondaire par une plaque plus grande (coupe transversale)	124
Figure A.1: Schéma électrique équivalent de la topologie SS.....	131
Figure B.1: Montage pour mesurer l'inductance de l'inducteur et la mutuelle.....	133
Figure E.1: Température en fonction du temps déterminée par le logiciel MEF en régime DC et AC.....	137
Figure E.2: Le thermocouple(en rouge et bleu) fixé sur le support	137

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1: Les 4 gammes de puissance définies par la norme SAE J2954 [2].....	21
Tableau 2.2: Les 3 classes de séparation définies par la norme SAE J2954 [2].....	21
Tableau 2.3: Niveaux de référence pour l'exposition du public aux champs électriques et magnétiques alternatifs (valeurs efficaces) – Instructions de l'ICNIRP [3]	22
Tableau 2.4: Les principaux prototypes réalisés et leurs caractéristiques.....	22
Tableau 3.1: Valeurs des capacités de compensation[17]	37
Tableau 3.2: Les inductances, les courants et les tensions des topologies SS et PP quand l'inducteur et l'induit sont alignés	40
Tableau 4.1: Pertes analytique et pertes déterminées par un logiciel MEF dans un segment de fil massif	58
Tableau 4.2: Erreurs relatives entre les résultats analytiques et les résultats des simulations à 25kHz, 50kHz et 100kHz.....	63
Tableau 4.3: $H_{e_{bob}}$ (A/m) dans les quatre cas en fonction de la fréquence	66
Tableau 4.4: Variation de $H_{e_{bob}}$ quand le diamètre des spires varie, à dimensions de bobinage fixes	68
Tableau 4.5: Rapports R_{ac}/R_{dc} expérimentaux et analytiques/simulations à différentes fréquences	72
Tableau 4.6: Pertes mesurées et pertes calculées dans l'inducteur du démonstrateur @44Aeff / 85kHz	73
Tableau 4.7: Pertes mesurées et pertes calculées dans l'induit du démonstrateur @44Aeff / 85kHz.....	74
Tableau 4.8: Mesure des pertes dans trois segments de Litz de sections identiques mais de diamètres de brins différents @75kHz	75
Tableau 5.1: Comparaison des résultats analytiques à ceux des simulations.....	86
Tableau 5.2: Résultats expérimentaux - Inductances (a) et coefficient de couplage (b) en fonction de la distance verticale 'Z' et du désalignement.....	89
Tableau 5.3: Evolution des pertes dans les plaques de ferrite et d'aluminium en fonction des dimensions	94
Tableau 5.4: La mutuelle et le coefficient de couplage du démonstrateur	110
Tableau 5.5: Caractéristiques comparées de trois coupleurs 22kW	112
Tableau 5.6: caractéristiques du démonstrateur	114
Tableau 5.7: Comparaison design-caractérisation	116
Tableau 5.8: Mesures expérimentales du rendement du démonstrateur	118
Tableau 5.9: Courant primaire du démonstrateur @22kW	121
Tableau 5.10: Pertes et rendement du démonstrateur @22kW	121

1. INTRODUCTION

Après des décennies de gestation et de tergiversations politiques et industrielles, le développement du véhicule électrique semble enfin inéluctable. La pression sociétale et des évolutions techniques significatives, en particulier sur les batteries, sont à l'origine de cette tendance. S'il paraît maintenant avéré que des véhicules électriques vraiment compétitifs en termes d'autonomie, de coût et de performances peuvent être produits en masse, un problème n'est pas vraiment résolu, celui de la recharge des batteries. Pour emporter l'adhésion du grand public, cette recharge doit pouvoir se faire dans des conditions pas beaucoup plus contraignantes que l'approvisionnement en carburant des véhicules actuels. Dans ce dernier cas, les infrastructures correspondantes sont très importantes et le remplissage d'un réservoir classique ne prend que quelques minutes. Sur ce dernier critère, la recharge électrique ne pourra jamais rivaliser : Même avec des bornes de 100kW, ce qui est une puissance considérable, la durée minimale d'une recharge complète sera toujours de l'ordre d'une heure. La recharge domestique, si elle peut apporter une contribution, ne peut pas constituer une solution première, compte-tenu de la limitation en puissance des installations. Pour compenser ce handicap, une orientation générale est de développer des infrastructures quasiment transparentes pour l'utilisateur et qui lui permette de recharger son véhicule pendant ses nombreuses phases d'immobilisation, donc dans des zones de stationnement de toute nature. La charge sans contact correspond bien à ce concept car, dans le principe, elle ne nécessite aucune intervention de cet usager, si ce n'est le stationnement de son véhicule dans une place équipée d'un système inducteur.

À ce jour la technologie la plus mature pour charger les véhicules sans contact est la charge par induction. Cette technologie permet de transférer plusieurs dizaines de kilowatts sur des courtes distances (quelques dizaines de centimètres) avec un bon rendement et sans danger pour le corps humain, si un blindage magnétique correctement dimensionné est présent. Cependant il existe d'autres techniques de transfert d'énergie sans contact.

Ainsi, le couplage capacitif est une autre de ces techniques. Deux plaques métalliques primaires sont placées en regard de deux plaques secondaires homologues, pour constituer deux condensateurs de liaisons à air. Ces condensateurs forment un quadripôle auquel on connecte les convertisseurs primaire et secondaire. C'est donc le champ électrique qui est le vecteur du transfert. Actuellement, ce couplage capacitif est utilisé pour transférer des faibles puissances (quelques dizaines de watts) sur des petites distances (quelques millimètres). Cependant des travaux sont en cours pour améliorer cette technique et l'étendre à la recharge de véhicules électriques. Par exemple, le prototype décrit dans [\[1\]](#) permet de transférer 2kW par couplage capacitif sur une distance verticale de 15cm et avec un rendement de 85%.

D'autres techniques de transfert de puissance sans contact existent comme le laser, les micro-ondes ou les ondes acoustiques. Cependant ces techniques ne sont pas adaptées, soit pour des raisons d'ordre technologique, soit du fait de leur dangerosité pour l'être humain.

La présente thèse s'est déroulée en partenariat avec la société IES-Synergy, spécialisée dans la réalisation de chargeurs de batteries de toute nature, depuis des modules de quelques centaines de Watt jusqu'à des bornes de recharge rapide de 100kW. Pour cette société, les principaux attendus sont l'acquisition d'un savoir-faire et la construction d'outils de design lui permettant d'anticiper un éventuel déploiement de cette technologie particulière dans des infrastructures à venir.

1.1. PRINCIPE DU TRANSFERT D'ÉNERGIE PAR INDUCTION

La Figure 1.1 résume le principe de la charge par induction.

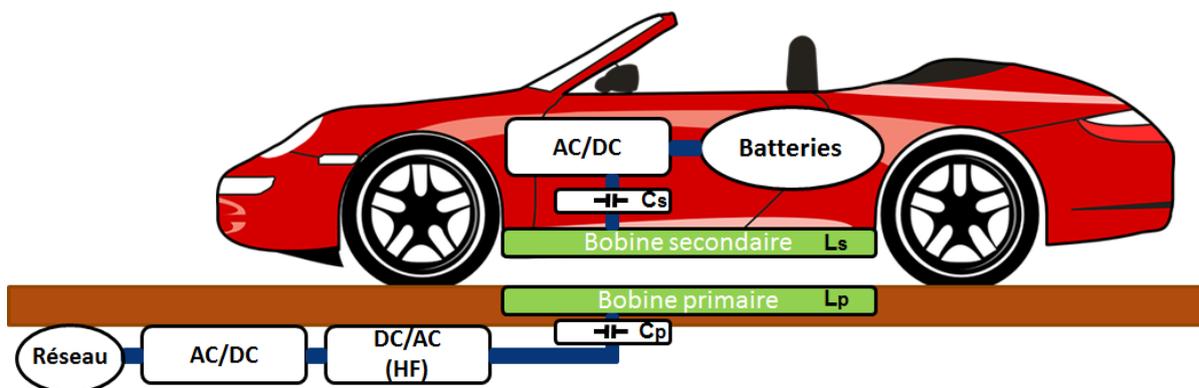


Figure 1.1: Système de charge par induction d'une voiture

Dans un premier temps un convertisseur AC-DC redresse la tension du réseau. Un convertisseur DC-AC alimente ensuite la bobine primaire, posée sur le sol ou enterrée, à une fréquence variant entre 20 et 100kHz. La bobine primaire génère alors un champ magnétique qui va induire une tension alternative aux bornes de la bobine secondaire intégrée au véhicule. Un convertisseur AC-DC connecté à cette bobine secondaire permet la recharge des batteries. Les condensateurs de résonance notés C_p et C_s sont utilisés au primaire et au secondaire pour compenser l'énergie réactive des bobinages.

1.2. ORGANISATION DU MÉMOIRE

Le deuxième chapitre résume l'état de l'art. Il débute par la présentation de la norme en cours de préparation sur la charge par induction des véhicules électriques. L'objectif de cette norme est de standardiser la charge par induction de manière à ce qu'un primaire et un secondaire fabriqués par des sociétés différentes soient compatibles. Dans un second temps, différents prototypes et systèmes de recharge par induction disponibles sur le marché ou décrits dans des publications sont présentés, tels que des prototypes de recharge statique et dynamique pour des voitures et des bus électriques. La dernière partie décrit les différentes géométries de bobinages avec leurs avantages et leurs inconvénients.

Le troisième chapitre présente les différentes variantes d'architectures coupleur électromagnétique/compensation/convertisseurs qu'il est possible d'utiliser. Il commence par l'énoncé du cahier des charges du démonstrateur constituant l'objectif final de la thèse puis décrit ensuite les quatre principales topologies de compensation de l'énergie réactive qui peuvent être associées au coupleur électromagnétique. Ces quatre topologies sont comparées afin d'identifier celle qui semble la plus adaptée à notre démonstrateur. Ce choix effectué, différentes architectures de convertisseurs de puissance électroniques sont analysées. La mise en œuvre de la régulation du courant batterie, la complexité de l'architecture (nombre et types de convertisseurs) et les pertes dans le coupleur électromagnétique sont les principaux éléments considérés dans cette analyse.

La quatrième partie présente les modèles analytiques et simulations "éléments finis" mis en place pour calculer les pertes dans les bobinages primaire et secondaire. En effet, les bobinages sont réalisés avec des fils de Litz et les pertes dans ces bobinages dépendent à la fois de la section du fil et du diamètre des brins. L'objectif de cette partie est donc de calculer ces pertes afin de trouver la combinaison (section, diamètre) optimale permettant de les minimiser. Des essais expérimentaux ont finalement été mis en place pour comparer les résultats mesurés aux résultats calculés sur différents types de fils.

Le cinquième chapitre présente les outils de conception et d'optimisation du coupleur électromagnétique. L'inducteur et l'induit qui constituent ce coupleur comprennent chacun un bobinage, un circuit magnétique en ferrite et une plaque de blindage en aluminium. Le rôle de l'algorithme est de concevoir un coupleur magnétique répondant au cahier des charges tout en optimisant son design en agissant sur différents paramètres tels que les dimensions du coupleur, l'épaisseur de la ferrite et de l'aluminium ou encore la section et le diamètre des brins du fil de Litz. Ce chapitre se termine par la présentation du démonstrateur complet de 22kW conçu avec les outils préalablement développés et réalisé en partenariat avec la société IES-Synergy, ainsi que les résultats obtenus avec ce démonstrateur.

2. ÉTAT DE L'ART

2.1. INTRODUCTION

Ce chapitre, divisé en trois parties, fait un rapide bilan des développements existants dans ce domaine de la recharge de véhicules électriques par induction. La première partie présente la norme J2954 sur la recharge par induction des véhicules électriques, en cours de préparation par la Society of Automotive Engineers (SAE). L'objectif de cette norme est de standardiser la recharge par induction, c'est-à-dire de faire en sorte que le circuit primaire du système réalisé par un constructeur 'A' soit compatible avec le circuit secondaire intégré dans le véhicule et réalisé par un constructeur 'B'.

La deuxième partie présente les différents prototypes de transfert d'énergie par induction effectivement réalisés que nous avons pu identifier au cours de l'étude bibliographique. Des systèmes de recharge par induction pour véhicules électriques de 3 à 7kW existent déjà sur le marché. Les particuliers peuvent recharger leurs véhicules électriques à domicile avec ces chargeurs. Cependant, des prototypes de chargeurs par induction de puissances supérieures ont également été réalisés et sont capables de recharger des voitures ou des bus à l'arrêt, voire même en mouvement (charge dynamique).

Le troisième partie présente les différentes géométries de bobinages décrites dans la littérature et compare leurs performances. Les géométries les plus répandues sont les géométries circulaires (connue aussi sous le nom de «pancake»), carrées et rectangulaires. Cependant l'inducteur et l'induit peuvent aussi être constitués d'une combinaison de plusieurs bobinages pour améliorer les performances du système.

2.2. STANDARDISATION DE LA CHARGE PAR INDUCTION

Afin de standardiser la charge par induction des voitures électriques, la norme J2954 (en cours de préparation par la SAE) a classé les systèmes de charge par induction en fonction de leurs puissances nominales et de la distance de la bobine secondaire par rapport au sol. Ainsi, quatre gammes de puissances et trois classes de séparation ont été définies dans la norme.

	WPT1	WPT2	WPT3	WPT4
Puissance maximale en entrée (kVA)	3,7	7,7	11,1	22

Tableau 2.1: Les 4 gammes de puissance définies par la norme SAE J2954 [2]

Classe	Séparation (bobine secondaire – Sol) [cm]
Z1	10 - 15
Z2	14 - 21
Z3	17 - 25

Tableau 2.2: Les 3 classes de séparation définies par la norme SAE J2954 [2]

La norme précise également les interopérabilités et les compatibilités exigées entre les primaires et secondaires des quatre gammes de puissance ainsi qu'entre les primaires et secondaires des trois classes de séparation.

Afin de prévenir les risques pour la santé qui pourraient être associés à l'exposition au rayonnement magnétique, la norme J2954, d'après les instructions de l'International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), indique que le public ne doit pas être soumis à des champs magnétiques d'intensité supérieure à 27uT pour des fréquences allant de 3kHz à 10MHz [3].

Frequency range	E-field strength E (kV m ⁻¹)	Magnetic field strength H (A m ⁻¹)	Magnetic flux density B (T)
1 Hz–8 Hz	5	$3.2 \times 10^4/f^2$	$4 \times 10^{-2}/f^2$
8 Hz–25 Hz	5	$4 \times 10^3/f$	$5 \times 10^{-3}/f$
25 Hz–50 Hz	5	1.6×10^2	2×10^{-4}
50 Hz–400 Hz	$2.5 \times 10^2/f$	1.6×10^2	2×10^{-4}
400 Hz–3 kHz	$2.5 \times 10^2/f$	$6.4 \times 10^4/f$	$8 \times 10^{-2}/f$
3 kHz–10 MHz	8.3×10^{-2}	21	2.7×10^{-5}

Tableau 2.3: Niveaux de référence pour l'exposition du public aux champs électriques et magnétiques alternatifs (valeurs efficaces) – Instructions de l'ICNIRP [3]

2.3. LES DIFFÉRENTS PROTOTYPES RÉALISÉS

2.3.1. PROTOTYPES DE CHARGE PAR INDUCTION POUR VOITURES

	Evatran	Qualcomm	Witricity	Fraunhofer	Intis	ETH Zurich
P (kW)	7,2	3,3 – 6,6 – 20	3,6 – 7,7 – 11	22	30	50
f (kHz)		85	85	100	30	85
Rendement (%)			94 (réseau-batteries)			95,5 (DC-DC)
Séparation (cm)	10		Disponibles en Z1, Z2, Z3	13	10	16
Tolérance au désalignement av-ar/c-c (cm)			+/-7,5 +/-10			
Dimensions (cm) Primaire/Secondaire	55,9x47x6,8 83,8x40,6x2,5			φ=70 (circulaire)	104x93x3,4 92x78,5x2,2	76x41x6 76x41x6

Tableau 2.4: Les principaux prototypes réalisés et leurs caractéristiques

La société Evatran [\[4\]](#) commercialise déjà son système de recharge 7,2kW (GEN2) qui est compatible avec les voitures Tesla S et BMW i3. Les propriétaires de ces voitures peuvent intégrer le système d'Evatran à leurs voitures et à domicile pour 3500\$.

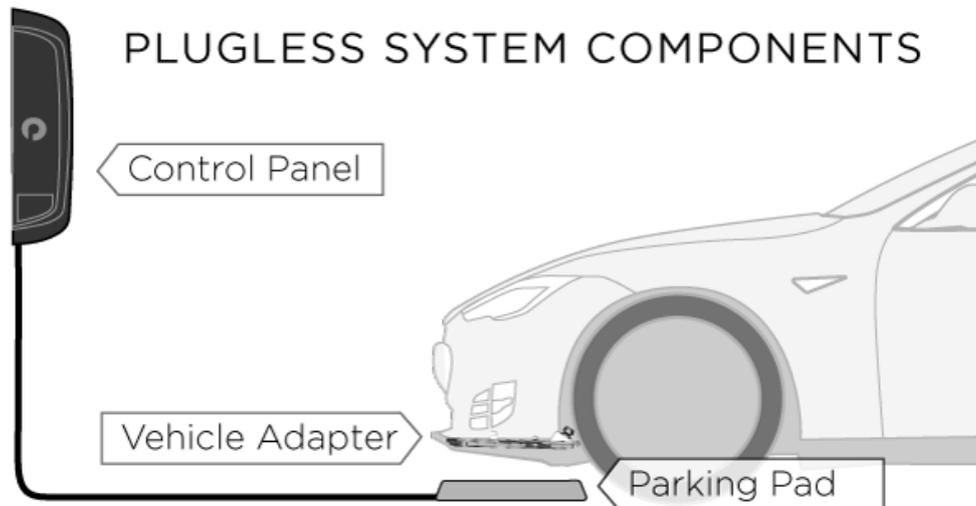


Figure 2.1: Système de charge par induction d'Evatran [\[4\]](#)

Le panneau de control (Figure 2.1) aide le conducteur à aligner correctement la voiture avec la bobine primaire (posé sur le sol).

La société Qualcomm a réalisé 3 prototypes de 3,3, 6,6 et 20kW. Ces prototypes ont été intégrés à des voitures et sont en phase de test. Le prototype 20kW développé en partenariat avec Renault permet de faire de la recharge dynamique, sur des véhicules roulant à 100km/h. Ce prototype a été testé en mai 2017 sur une piste d'essai de 100 mètres construite par VEDECOM à Versailles dans le cadre du projet FABRIC (Figure 2.2). Le primaire est constitué de segments de bobinages placés les uns à côté des autres, comme le montre la Figure 2.2. L'induit (placé dans la voiture) est constitué de 2 bobinages placés l'un à côté de l'autre de 10kW chacun [\[5\]](#).



Figure 2.2: Piste d'essai de VEDECOM à Versailles [\[6\]](#)

La société Witricity a développé 3 prototypes de 3,6, 7,7 et 11kW [7]. Ces prototypes correspondent aux gammes de puissance WPT1, WPT2 et WPT3 de la norme SAE J2954 et sont disponibles en version Z1, Z2 et Z3 (qui correspondent aux 3 classes de séparation définies par la norme).

Le prototype de 50kW réalisé par l'école polytechnique fédérale de Zurich (ETH) est capable de transférer la puissance sur une distance verticale de 16cm.

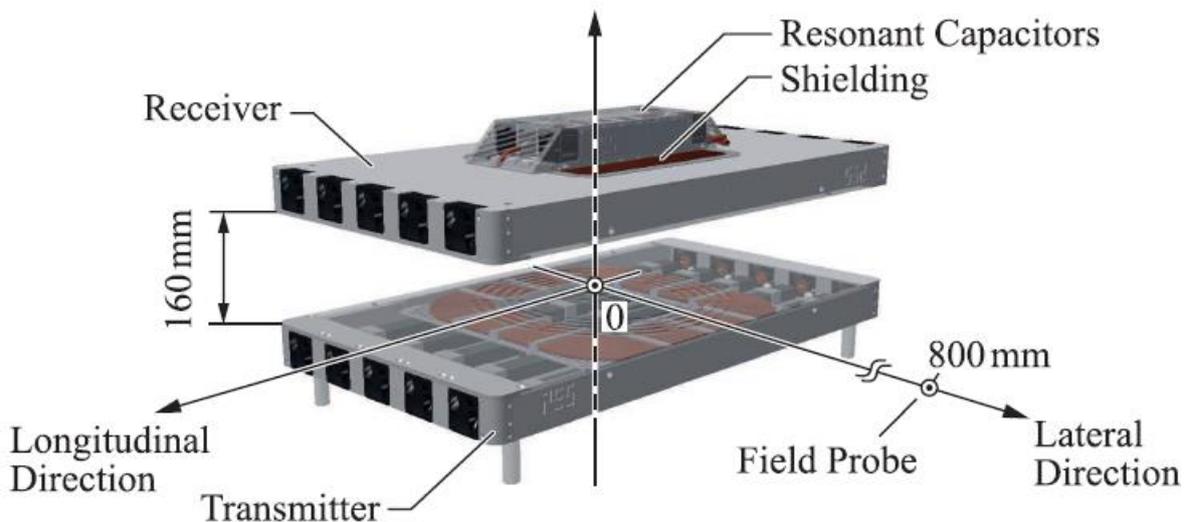


Figure 2.3: Prototype réalisé par l'ETH Zurich [8]

Des convertisseurs DC-DC de type buck-boost entrelacés ont été utilisés au primaire ainsi qu'au secondaire pour réguler la puissance transférée. Le rendement entre les bus DC primaire et secondaire est de 95,5% (cela n'inclut pas les convertisseurs DC-DC primaire et secondaire).

Pour situer dès maintenant le présent travail, l'architecture du prototype décrit dans ce mémoire permet d'effectuer la régulation de puissance sans convertisseurs DC-DC ni au primaire ni au secondaire. Le rendement mesuré entre le bus DC primaire et les batteries est de 95,5% à 22kW, la séparation verticale entre le primaire et le secondaire étant de 25cm.

2.3.2. PROTOTYPES DE CHARGE PAR INDUCTION POUR BUS

Dans une gamme de puissance sensiblement différente, il existe également des prototypes de recharge par induction destinés à des bus électriques, en stationnaire mais aussi en dynamique.

Par exemple, le bus électrique OLEV utilise le système de recharge dynamique développé par l'institut supérieur coréen des sciences et technologies (KAIST). Environ 5 à 15% du chemin parcouru sont équipés du système de recharge (des segments à différents endroits du trajet permettent de recharger le bus en dynamique). Les terminus, quelques arrêts et des aires de stationnement sont équipés pour recharger le bus à l'arrêt. Ainsi, la capacité des batteries

installée dans le bus peut être divisée par un facteur allant de 3 à 5, ce qui réduit à la fois le poids et le coût des batteries.

La puissance transférée est de 100kW à 20kHz sur une distance verticale de 20cm avec un rendement de 85% [9]. Le bobinage primaire est constitué de 2 câbles électriques (câble allé et câble retour) autour d'un noyau en ferrite comme le montre la Figure 2.4. Le champ magnétique généré par le primaire est capté par 5 récepteurs de 20kW chacun installés dans le bus.

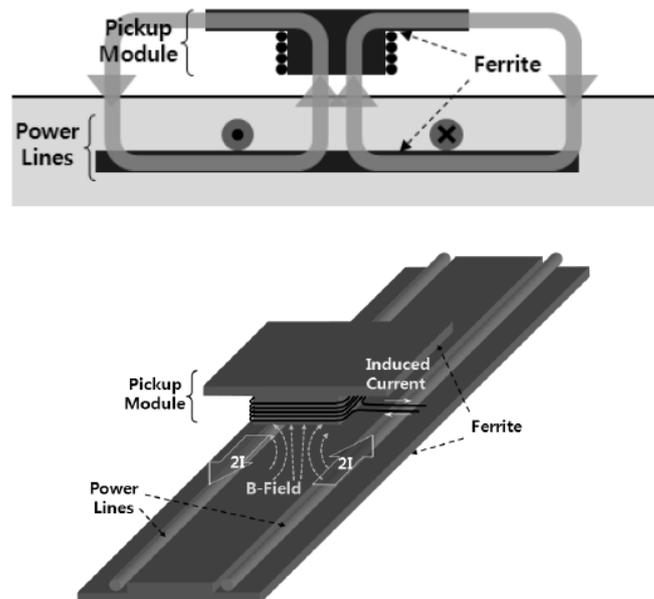


Figure 2.4: Recharge dynamique (développé par KAIST) du bus OLEV [10]

Le bus Primove de la société Bombardier est un autre exemple de bus se chargeant par induction. Contrairement à OLEV, Primove ne peut se recharger qu'à l'arrêt. En revanche la puissance de charge est de 200kW, soit 2 fois supérieure à celle d'OLEV. La capacité des batteries de ce bus est d'environ 60kWh et la tension des batteries peut varier entre 600 et 700V.

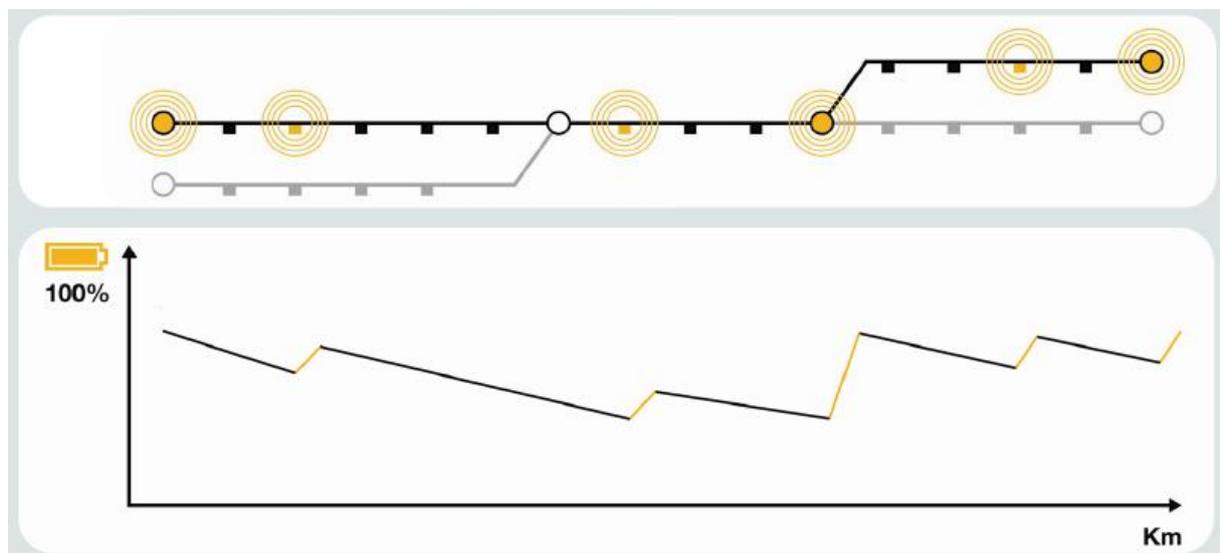


Figure 2.5: Profil de charge et de décharge du bus en fonction de la distance parcourue [11]

Le bus se recharge partiellement ou entièrement quand il s'arrête à un arrêt équipé d'une bobine primaire. Ensuite les batteries se déchargent entre 2 stations équipées du système de recharge. Grâce à cette technique, connue sous le nom de biberonnage, la capacité des batteries installée dans le bus peut être réduite (il n'y a que 60kWh de batterie dans le bus Primove), ce qui réduit à nouveau le poids et le coût des batteries.



Figure 2.6: L'emplacement du primaire sous le sol et la tour de refroidissement du primaire [12] (à gauche) et la bobine secondaire [13] (à droite) – Bombardier Primove

L'une des originalités de ce bus est son système d'induits mobile. A l'arrêt, les bobines d'induit se rapproche du sol, limitant ainsi l'espace entre inducteurs et induits, ce qui favorise significativement le dimensionnement et améliore les performances. Les bobines primaire et secondaire sont refroidies par eau (la Figure 2.6 montre la tour de refroidissement de la bobine primaire) et possèdent les dimensions suivantes : 5m x 1,3m x 0,25m pour le primaire et 2,2m x 0,9m x 0,1m pour le secondaire.

2.4. LES DIFFÉRENTES GÉOMÉTRIES DE BOBINE

Les géométries de base décrites dans la littérature utilisent des bobinages circulaires ou rectangulaires. Afin d'améliorer le couplage entre les bobines primaires et secondaires, différents auteurs [14] [15] proposent des combinaisons de plusieurs bobinages au primaire comme au secondaire.

2.4.1. GÉOMÉTRIE CIRCULAIRE

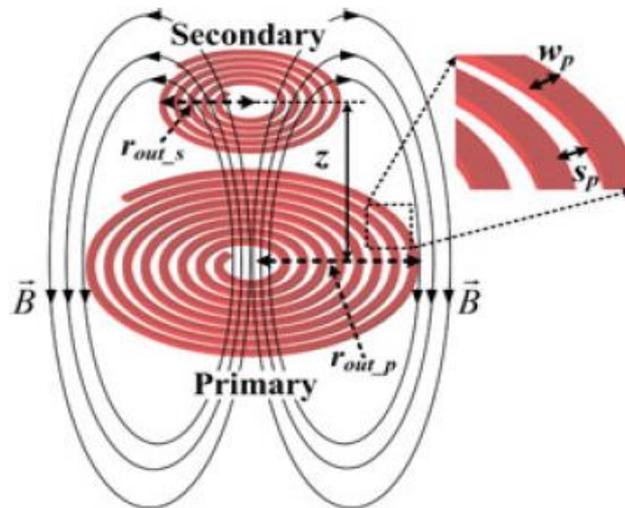


Figure 2.7: Bobinage circulaire (pancake) au primaire et au secondaire [16]

Le bobinage primaire posé sur le sol créé un flux magnétique qui enlace partiellement le bobinage secondaire intégré au véhicule, l'ensemble constituant un transformateur à air à faible couplage. De ce fait, sans blindage magnétique, les passagers du véhicule et les piétons autour du véhicule seront exposés à des champs magnétiques d'intensité largement supérieures au niveau recommandé par la norme J2954 et par l'ICNIRP. Afin de réduire l'intensité de ce champ magnétique rayonné, un blindage magnétique doit être mis en place. Ce blindage est constitué de ferrite et d'aluminium. La ferrite placée sous le bobinage canalise le flux magnétique, augmente l'inductance de la bobine et le couplage magnétique entre le primaire et le secondaire. La feuille d'aluminium placée sous la ferrite est un complément essentiel pour atténuer l'amplitude du champ rayonné.

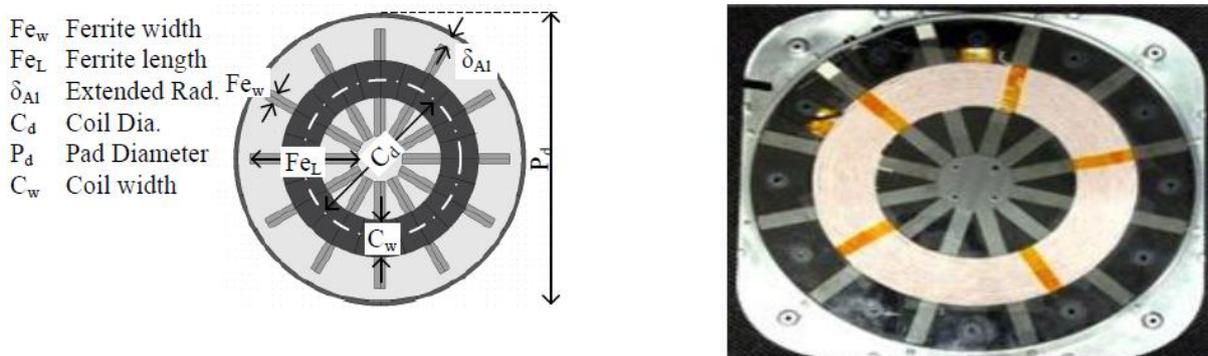


Figure 2.8: Bobinage circulaire avec ferrite et aluminium (vue de dessus) [14] et [15]

2.4.2. GÉOMÉTRIE MULTI-BOBINES DD

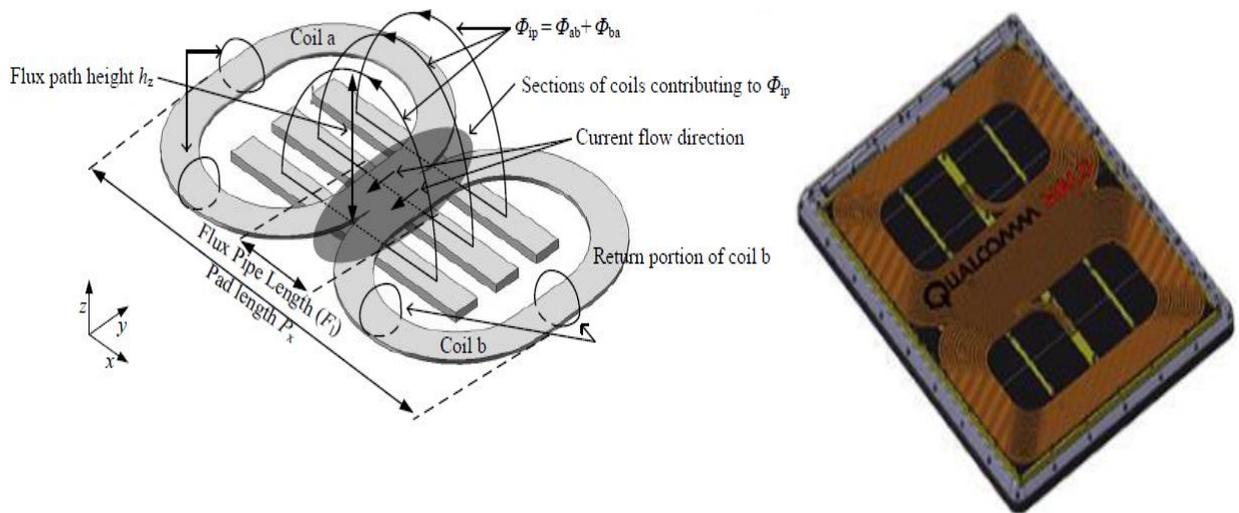


Figure 2.9: Géométrie DD [14]

Dans cette configuration proposée dans [14], deux bobinages sont placés l'un à côté de l'autre (Figure 2.9). Les flux magnétiques générés par ces 2 bobinages s'additionnent. Le flux magnétique total circulera dans les barres de ferrite placées sous les bobinages. Plus la zone grise (de la Figure 2.9) est large et plus la hauteur du flux magnétique sera importante. La géométrie DD permet donc d'augmenter la hauteur du flux magnétique, ce qui améliore le couplage magnétique.

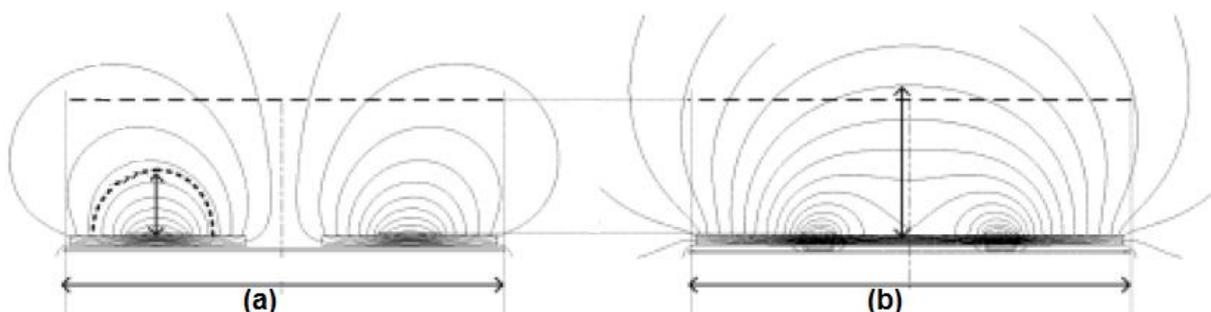


Figure 2.10: Rayonnement d'un bobinage circulaire (a) et rayonnement d'un bobinage DD (b) - (coupes transversales) [14]

La Figure 2.10 permet de comparer la hauteur du flux magnétique ainsi que le rayonnement magnétique d'un bobinage simple circulaire et d'un bobinage DD. Le bobinage DD a deux avantages par rapport au bobinage circulaire. Tout d'abord, il conduit à un renforcement du flux dans l'axe de l'induit, ce qui augmente le couplage. Le second avantage est un rayonnement moindre sur la périphérie.

2.4.3. GÉOMÉTRIES MULTI-BOBINES DDQ ET BP

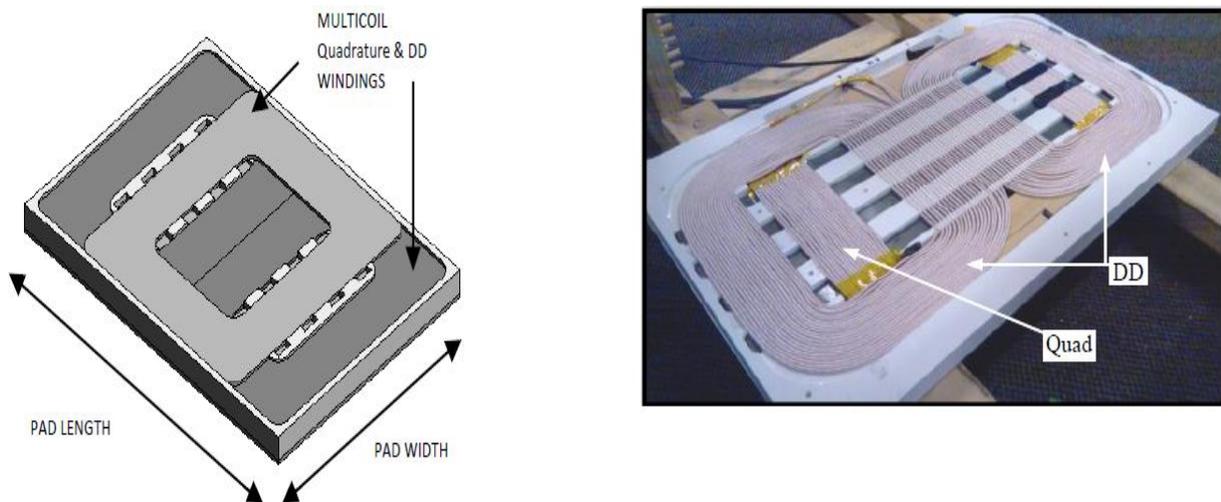


Figure 2.11: Géométrie DDQ [\[14\]](#) et [\[15\]](#)

La géométrie DDQ consiste tout simplement à rajouter un bobinage 'Q' aux bobinages DD. Ce bobinage doit être centré par rapport aux bobinages DD.

Quand les bobines primaires et secondaires sont alignées le flux enlace principalement les bobinages DD secondaires, comme le montre la Figure 2.12 (a). En cas de désalignement, le flux dans les bobines latérales DD diminue mais celui vu par l'enroulement additionnel augmente. Par conséquent, le couplage entre le primaire et le secondaire en cas de désalignement est amélioré grâce au bobinage 'Q'.

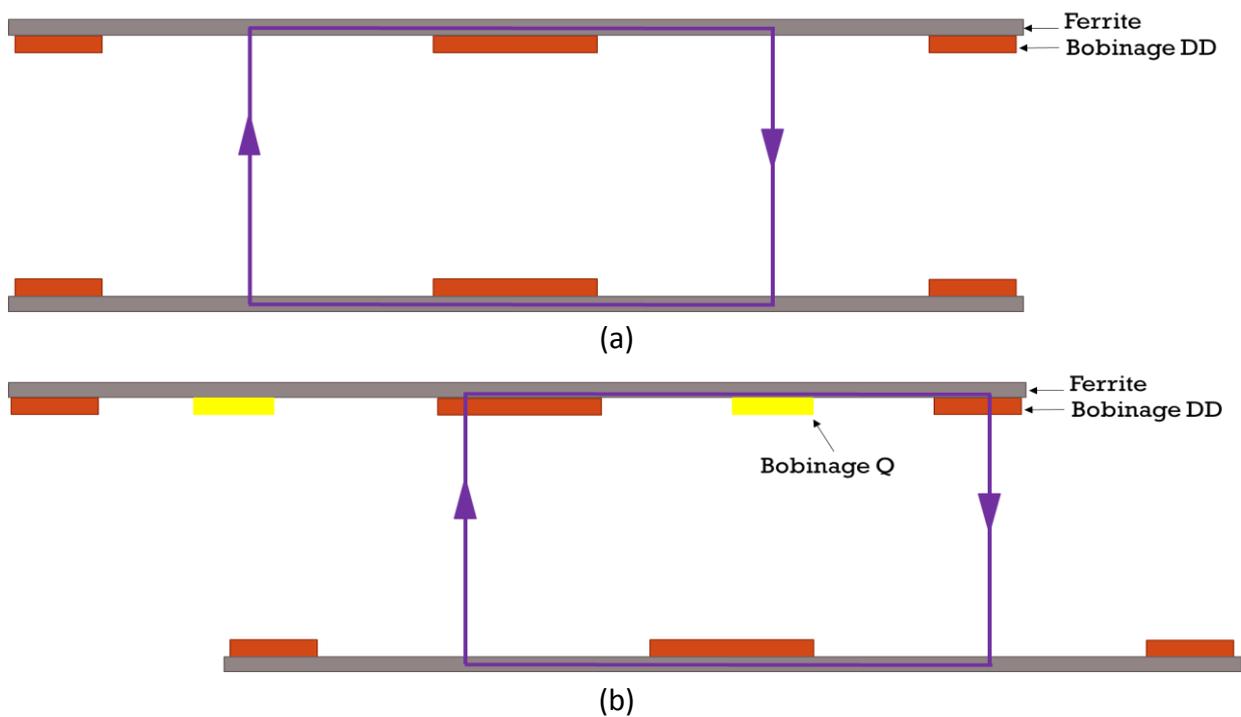


Figure 2.12: Flux magnétique capté par des bobinages DD quand le primaire et le secondaire sont alignés (a) ; Flux magnétique capté par un bobinage Q quand le primaire et le secondaire sont désalignés (b) – (coupe transversale)

La géométrie DDQ est donc une amélioration de la géométrie DD puisqu'elle améliore le coefficient de couplage de la géométrie DD en cas de désalignement (Figure 2.14). Cependant il existe une autre technique permettant d'améliorer le coefficient de couplage de la géométrie DD en cas de désalignement sans bobinage additionnel. Cette nouvelle géométrie s'appelle géométrie 'BP'.

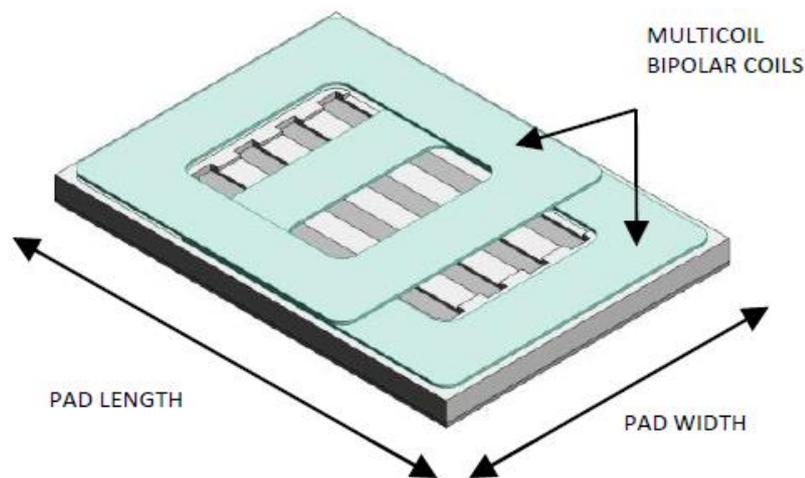


Figure 2.13: Géométrie BP [15]

Cette géométrie comprend également deux bobinages mais qui se chevauchent. L'intérêt de la géométrie BP par rapport à la géométrie DD est que la zone grise (de la géométrie DD) a été supprimée. Par conséquent l'ensemble du flux traversant les bobinages BP secondaires contribue au couplage.

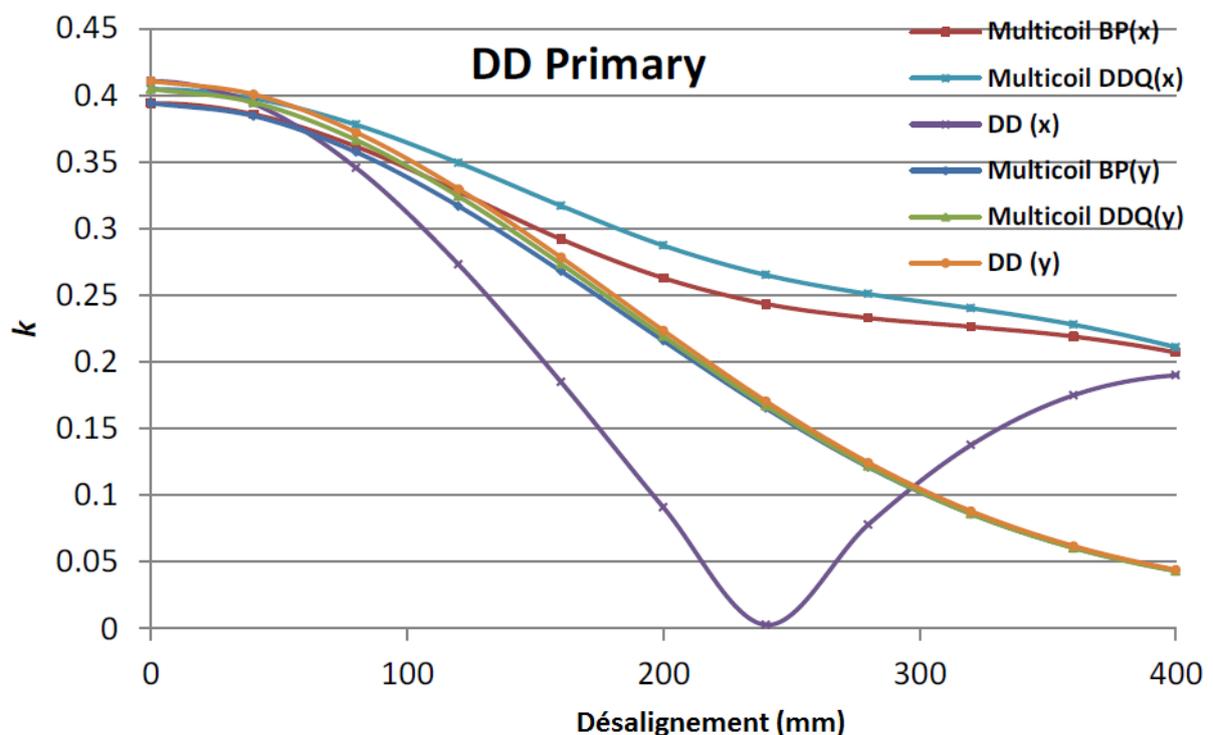


Figure 2.14: Coefficient de couplage en fonction du désalignement des différentes géométries [15]

2.5. CONCLUSION

De plus en plus de constructeurs automobiles s'intéressent à la charge par induction des véhicules électriques. Des chargeurs destinés à des véhicules particuliers, d'une puissance allant jusqu'à 7kW, sont déjà commercialisés. Les industriels et les laboratoires travaillent sur des chargeurs rapides par induction et des prototypes de plusieurs dizaines de kilowatts existent déjà. La norme J2954 en cours de préparation par la SAE a pour but de standardiser la charge par induction des voitures électriques afin de rendre cette technologie viable.

Des bus électriques se chargeant par induction existent également. Ces bus se rechargent aux terminus, aux arrêts, voire pendant le déplacement, ce qui permet de réduire le coût et le poids de leurs batteries.

Enfin, il existe plusieurs géométries de bobinages pour transférer la puissance sans contact. Une combinaison de plusieurs bobinages au primaire ainsi qu'au secondaire permet d'améliorer le coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire notamment en cas de désalignement.

Afin de transférer la puissance avec un bon rendement il est nécessaire de compenser la puissance réactive des bobines primaire et secondaire. Dans le chapitre suivant, les différentes topologies de compensation sont présentées, avec leurs avantages et leurs inconvénients, puis il est fait de même avec les différentes architectures d'électronique de puissance qui peuvent leur être associées.

3. TOPOLOGIE DE COMPENSATION ET ARCHITECTURE DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

3.1. INTRODUCTION

Dans le cas de la charge par induction des véhicules électriques, la distance entre l'inducteur et l'induit est relativement importante comparée à celle des autres applications de l'induction (traitement thermique, plaques de cuisson) et peut atteindre 30cm. Le transfert de puissances de plusieurs dizaines de Kilowatts avec un bon rendement nécessite de compenser la puissance réactive liée aux flux de fuite entre inducteur et induit. Ce chapitre présente et compare dans un premier temps les quatre topologies de compensation réalisables puis décrit, dans un deuxième temps, les différentes architectures d'électronique de puissance qui peuvent y être associées.

3.2. CAHIER DES CHARGES

L'objectif final de cette thèse est de réaliser un démonstrateur qui se rapproche autant que possible des besoins du marché.

- La fréquence de résonance :

La fréquence de résonance choisie par la SAE J2954 [2] pour standardiser la charge par induction des voitures électriques est de 85kHz.

La fréquence de résonance du démonstrateur sera donc $f_0 = 85kHz$.

- Plage de tension des batteries :

Les bornes de recharge fabriquées par la société IES-synergy (partenaire) et qui correspondent évidemment aux besoins du marché, fonctionnent dans la gamme 350V - 550V.

Le démonstrateur devra donc être capable de recharger les batteries dont la tension est comprise entre $V_{batt} = 350$ et $V_{batt} = 550V$.

- Courant de charge et puissance du démonstrateur :

Il existe quatre gammes de puissance de charge dans la norme SAE J2954 (de 3,7 à 22kVA).

La puissance de sortie du démonstrateur sera de 22kW (@ $V_{batt} = 550V$). Le courant de charge maximum est donc $I_{batt} = 40A$.

- Plage de tension du bus DC (primaire) :

La société IES envisage d'utiliser un redresseur MLI triphasé "Vienna" pour la connexion au réseau. La tension du bus DC correspondant devrait varier entre $V_{bus} = 700$ et $V_{bus} = 900V$.

- Distance verticale entre l'inducteur et l'induit :

Il existe trois classes de séparations définies dans la SAE J2954 (jusqu'à 25cm). La distance verticale entre l'inducteur et l'induit du démonstrateur sera $Z = 25cm$. La distance choisie est volontairement élevée pour réaliser un système vraiment démonstratif quant à l'intégration dans des véhicules qui nécessitera de considérer la garde au sol mais également

les inévitables couches additionnelles entre inducteur et induit, que ce soit dans les véhicules ou au sol.

- Désalignement entre l'inducteur et l'induit :

La SAE J2954 préconise une tolérance au désalignement de 7 à 10 cm [2]. Toujours pour se placer dans une logique démonstrative, nous avons décidé que le démonstrateur devait être capable de transférer la puissance nominale (22kW) jusqu'à un désalignement absolu de 15cm entre les centres de l'inducteur et de l'induit.

Dans la suite, le côté relatif à l'inducteur sera appelé primaire et celui relatif à l'induit, secondaire.

3.3. TOPOLOGIES DE COMPENSATION

3.3.1. SCHÉMA ÉQUIVALENT

La Figure 3.1 rappelle symboliquement la répartition des flux que l'on retrouve dans tout coupleur magnétique à deux enroulements.

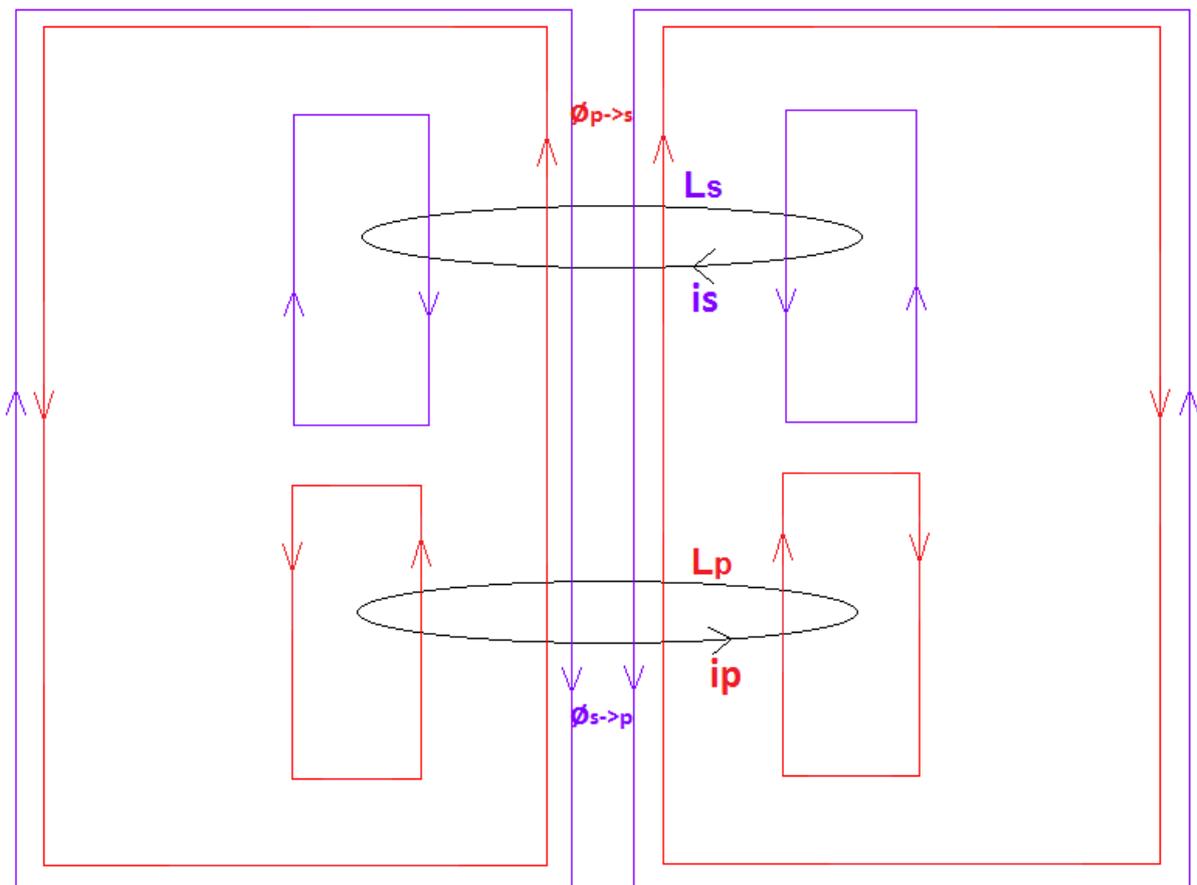


Figure 3.1: Flux magnétiques (alternatifs) générés par les bobines

La bobine primaire L_p est alimentée par un courant i_p et crée donc le flux magnétique rouge (loi d'Ampère). Une partie de ce flux (flux mutuel $\phi_{p \rightarrow s}$) enlace la bobine secondaire L_s et induit une tension aux bornes de la bobine secondaire dont va résulter le courant secondaire

i_s , fonction de la nature de la charge qui y est connectée. Le courant i_s crée à son tour le flux magnétique violet de réaction dont une partie (flux mutuel $\phi_{s \rightarrow p}$) enlace L_p .

Soit M l'inductance mutuelle entre le primaire et le secondaire.

Les flux $\phi_{p \rightarrow s}$ et $\phi_{s \rightarrow p}$ s'écrivent :

$$\underline{\phi}_{p \rightarrow s} = M \cdot \underline{I}_p \quad (3.1)$$

$$\underline{\phi}_{s \rightarrow p} = M \cdot \underline{I}_s \quad (3.2)$$

Les expressions des flux magnétiques propres $\phi_{p \text{ propre}}$ et $\phi_{s \text{ propre}}$ créés par L_p et L_s sont :

$$\underline{\phi}_{p \text{ propre}} = L_p \cdot \underline{I}_p \quad (3.3)$$

$$\underline{\phi}_{s \text{ propre}} = L_s \cdot \underline{I}_s \quad (3.4)$$

En choisissant un sens de référence dans la Figure 3.1 correspondant à la circulation du flux "violet", on peut écrire les expressions des flux magnétiques totaux ϕ_p et ϕ_s enlaçant les bobinages primaire et secondaire :

$$\underline{\phi}_p = -\underline{\phi}_{p \text{ propre}} + \underline{\phi}_{s \rightarrow p} \quad (3.5)$$

$$\underline{\phi}_s = \underline{\phi}_{s \text{ propre}} - \underline{\phi}_{p \rightarrow s} \quad (3.6)$$

A partir de la loi de Faraday, on peut exprimer les tensions aux bornes des bobinages primaire et secondaire :

$$\underline{V}_{bob_p} = -j \cdot \omega \cdot \underline{\phi}_p \quad (3.7)$$

$$\underline{V}_{bob_s} = -j \cdot \omega \cdot \underline{\phi}_s \quad (3.8)$$

Finalement :

$$\underline{V}_{bob_p} = j \cdot \omega \cdot (L_p \cdot \underline{I}_p - M \cdot \underline{I}_s) \quad (3.9)$$

$$\underline{V}_{bob_s} = j \cdot \omega \cdot (-L_s \cdot \underline{I}_s + M \cdot \underline{I}_p) \quad (3.10)$$

Le schéma électrique équivalent du couplage magnétique entre le primaire et le secondaire, qui peut être déduit directement des équations (3.9) et (3.10), est alors le suivant :

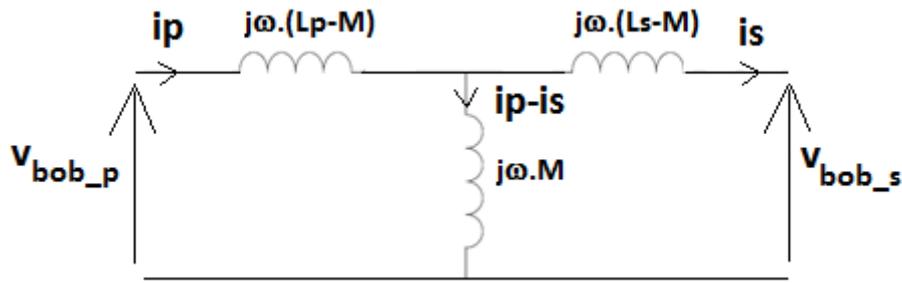


Figure 3.2: Schéma électrique équivalent du couplage magnétique

Rappelons que la relation entre la mutuelle M et le coefficient de couplage k est :

$$M = k \cdot \sqrt{L_p \cdot L_s} \quad (3.11)$$

3.3.2. COMPENSATION DE LA PUISSANCE RÉACTIVE

3.3.2.1. POURQUOI ET COMMENT

Dans toutes les applications de l'induction on retrouve la même problématique, à savoir la mise en jeu d'une énergie réactive très importante en regard de la puissance active transférée, du fait du caractère inductif des bobinages. Si l'on ne mettait pas en œuvre de compensation, le surdimensionnement des bobinages et des convertisseurs d'alimentation serait considérable.

D'une façon générale, cette compensation utilise toujours le même principe, l'adjonction d'un condensateur calculé pour annuler l'énergie réactive totale à une fréquence choisie, qui correspond généralement au point de puissance maximale et qui est par définition la fréquence de résonance du couple LC, L étant la composante inductive à compenser. Dans la plupart des systèmes utilisant ce principe, on utilise un seul condensateur de compensation, soit parce que cela est suffisant pour assurer un fonctionnement satisfaisant (exemple de certains convertisseurs à résonance), soit parce la structure du système ne permet pas de faire autrement (un seul bobinage, exemple du traitement thermique où l'induit est la pièce à chauffer). Dans le cas présent, on dispose de deux bobinages accessibles et le faible couplage impose de réaliser une double compensation si l'on veut obtenir un transfert efficace. En effet, l'énergie réactive liée aux flux de fuites est prépondérante et une compensation mise en œuvre d'un seul côté ne permettrait pas de prendre en compte l'énergie réactive liée à l'autre côté indépendamment de son régime de fonctionnement.

Pour réaliser cette double compensation, on peut utiliser une mise en série ou en parallèle des condensateurs avec les bobinages. Dans un système à deux enroulements, il existe donc 4 possibilités de compensation que nous allons analyser dans la suite.

3.3.2.2. LES DIFFÉRENTES TOPOLOGIES DE COMPENSATION

Les 4 topologies de compensation possibles sont donc Série-Série (SS), Série-Parallèle (SP), Parallèle-Parallèle (PP) et Parallèle-Série (PS) Figure 3.3.

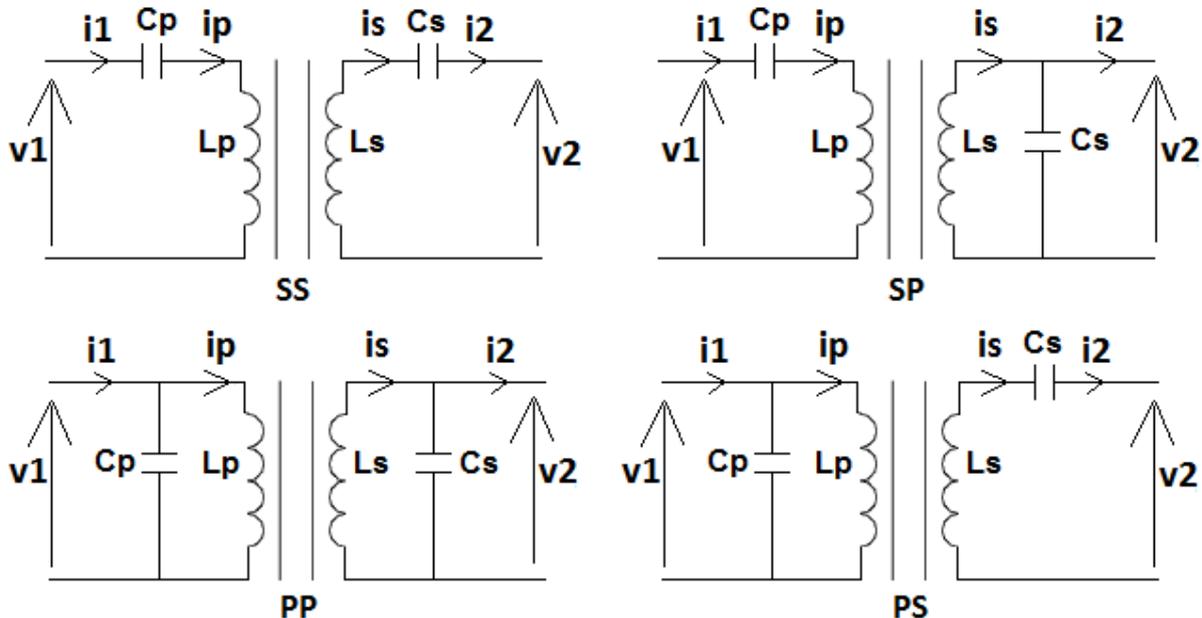


Figure 3.3: Les 4 topologies de compensation

Les capacités de résonance doivent avoir les valeurs affichées dans le Tableau 3.1, ou ω_0 est la fréquence de résonance choisie.

	SS	SP	PP	PS
C_p	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_p}$	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_p - \frac{M^2}{L_s})}$	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_p - \frac{M^2}{L_s})}$	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_p}$
C_s	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_s}$	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_s}$	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_s - \frac{M^2}{L_p})}$	$\frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_s - \frac{M^2}{L_p})}$

Tableau 3.1: Valeurs des capacités de compensation[17]

Dans le cas de la topologie SP, la valeur de la capacité C_p dépend de la mutuelle contrairement à la valeur de C_s qui est indépendante de la mutuelle [17]. Dans le cas de la topologie PS la situation est inversée, c.à.d. que la valeur de C_p est indépendante de la mutuelle tandis que C_s dépend de la mutuelle.

Cette dépendance est une limitation importante car la mutuelle varie en cas de désalignement ou quand la distance verticale entre le primaire et le secondaire varie. Concrètement, dans le cas de la charge de véhicules électriques, cette mutuelle peut varier de 50%. Par conséquent, dans le cas des topologies SP et PS, un désaccord important entre le primaire et le secondaire aura lieu en cas de désalignement ou de variation de la distance entre le primaire et le

secondaire. En cas de désalignement la puissance réactive ne sera plus totalement compensée.

Dans le cas de la topologie PP les valeurs des capacités C_p et C_s dépendent toutes les deux de la mutuelle. En remplaçant la mutuelle par l'équation (3.11), les valeurs de C_p et C_s s'écrivent :

$$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_p \cdot (1 - k^2)} \quad (3.12)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_s \cdot (1 - k^2)} \quad (3.13)$$

Ainsi, dans le cas de la topologie PP, le primaire et le secondaire restent en accord en cas de désalignement mais la fréquence de résonance change. En cas de désalignement, il faut que la fréquence de la tension en sortie de l'onduleur soit ajustée pour rester égale à la nouvelle fréquence de résonance ω_0 .

Dans le cas de la topologie SS les valeurs des capacités de compensation primaire et secondaire sont indépendantes de la valeur de la mutuelle. Par conséquent, la puissance réactive est totalement compensée quelle que soit la position de l'inducteur par rapport à l'induit.

En conclusion, la topologie de compensation SS est la seule qui permet d'obtenir une compensation de la puissance réactive indépendante du désalignement. La topologie PP maintient la puissance réactive totalement compensée en cas de désalignement si et seulement si la fréquence de la tension en sortie de l'onduleur est ajustée.

3.3.2.3. COMPORTEMENT DE LA TOPOLOGIE DE COMPENSATION

Les topologies de compensation SP et PS se comportent comme des sources de tension au secondaire : La tension V_2 en sortie de la topologie dépend de la tension V_1 en entrée de la topologie (appliquée par l'onduleur).

La relation entre ces tensions dans le cas de la topologie SP est :

$$V_2 = \frac{L_s}{M} \cdot V_1 \quad (3.14)$$

Dans le cas de la topologie PS, cette relation devient :

$$V_2 = \frac{M}{L_p} \cdot V_1 \quad (3.15)$$

En revanche, les topologies de compensation SS et PP se comportent comme des sources de courant au secondaire : Le courant I_2 en sortie de la topologie dépend de la tension V_1 en entrée de la topologie.

La relation entre le courant en sortie de la topologie et la tension appliquée en entrée de la topologie SS est :

$$I_2 = \frac{V_1}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.16)$$

Dans le cas de la topologie PP, cette relation est la suivante :

$$I_2 = \frac{M}{\omega_0 \cdot (L_p \cdot L_s - M^2)} \cdot V_1 \quad (3.17)$$

Une observation complémentaire importante est que les topologies PS et PP ne peuvent pas être directement alimentées par un onduleur de tension étant donné que le condensateur de résonance primaire est placé en parallèle avec l'onduleur. En termes de mise en œuvre, ceci est un handicap car, d'une façon générale, c'est cet onduleur de tension qui constitue un "standard" technologique et qui est plus particulièrement utilisé par IES dans ses systèmes.

Enfin, un dernier élément à considérer pour évaluer l'adéquation de ces différentes topologies à l'application est la charge de la batterie. Il paraît a priori plus judicieux d'alimenter cette batterie par une source de courant, ce qui permet d'envisager une électronique de puissance secondaire très simple.

Ces différentes considérations mettent clairement en avant la topologie de compensation SS : C'est la seule qui peut être à la fois alimentée directement par un onduleur de tension et dont le secondaire se comporte comme une source de courant. Il est à noter que le courant secondaire dépend de la tension de l'onduleur et donc peut être directement réglé par l'intermédiaire de cet onduleur.

Cela dit, même si ce choix paraît judicieux à ce stade, il est intéressant d'estimer les contraintes électriques respectives liées à l'usage de topologies série et parallèle. C'est l'objet du paragraphe suivant.

3.3.2.4. TENSION, COURANT ET INDUCTANCES DES TOPOLOGIES SS ET PP

Dans le cas de la topologie SS :

À partir de la relation (3.16), la valeur de l'inductance mutuelle M s'écrit :

$$M = \frac{V_1}{\omega_0 \cdot I_2} \quad (3.18)$$

Pour comparer les deux topologies, nous choisirons la situation particulière où $V_1 = V_2$. Dans ce cas, d'après (3.11) et (3.18), les inductances de l'inducteur et de l'induit doivent être égales à :

$$L_p = L_s = \frac{V_1}{k \cdot \omega_0 \cdot I_2} \quad (3.19)$$

Les rapports $\frac{V_{bob_p}}{V_1}$ et $\frac{V_{bob_s}}{V_2}$ quand $L_p = L_s$ et $V_1 = V_2$ sont alors :

$$\frac{V_{bob_p}}{V_1} = \frac{V_{bob_s}}{V_2} = \frac{L_p \cdot \omega_0 \cdot I_1}{V_1} = \frac{1}{k} \quad (3.20)$$

Dans le cas de la topologie PP :

D'après (3.17), la valeur de la mutuelle est :

$$M = \frac{k^2}{\omega_0 \cdot (1 - k^2)} \cdot \frac{V_1}{I_2} \quad (3.21)$$

D'après (3.11) et (3.21), lorsque $V_1 = V_2$, les inductances de l'inducteur et de l'induit sont égales à :

$$L_p = L_s = \frac{k}{\omega_0 \cdot (1 - k^2)} \cdot \frac{V_1}{I_2} \quad (3.22)$$

Les rapports $\frac{I_p}{I_1}$ et $\frac{I_s}{I_2}$ s'expriment alors :

$$\frac{I_p}{I_1} = \frac{I_s}{I_2} = 1 - \frac{j \cdot C_p \cdot \omega_0 \cdot V_1}{I_1} \quad (3.23)$$

En utilisant (3.12) et (3.22), les expressions de ces rapports deviennent :

$$\frac{I_p}{I_1} = \frac{I_s}{I_2} = \sqrt{1 + \left(\frac{V_1}{k \cdot V_2}\right)^2} \quad (3.24)$$

A ces différentes expressions il faut ajouter les relations entre les grandeurs électriques en entrée et en sortie. On note V_{bus} la tension d'alimentation de l'onduleur et I_{2dc} le courant à la sortie du secondaire, en supposant la présence d'un pont redresseur à quatre diodes sur l'induit.

La relation entre V_1 et la tension du bus DC V_{bus} est:

$$V_1 = V_{bus} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi}\right) \quad (3.25)$$

Et la relation entre le courant I_2 et le courant I_{2dc} en sortie du Pont à diodes :

$$I_2 = I_{2dc} \cdot \left(\frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}}\right) \quad (3.26)$$

En utilisant le cahier des charges définit précédemment, en considérant que $V_{bus} = V_{batt} = 550V$ et que la valeur du coefficient de couplage est $k \approx 0,2 @ Z = 25cm$, les ordres de grandeurs des principales variables sont ceux du Tableau 3.2.

	N_1 et N_2	L_p et L_s [uH]	I_1 et I_2 [A]	$\frac{I_p}{I_1}$ et $\frac{I_s}{I_2}$	V_1 et V_2 [V]	$\frac{V_{bob_p}}{V_1}$ et $\frac{V_{bob_s}}{V_2}$
SS	10	105	44	1	500	5
PP	2	4,5	44	5	500	1

Tableau 3.2: Les inductances, les courants et les tensions des topologies SS et PP quand l'inducteur et l'induit sont alignés

À la lecture de ces données, on peut constater que le nombre de spires des bobinages de la topologie PP est très inférieur à celui de la topologie SS, du fait de la valeur beaucoup plus faible des inductances (vingt fois inférieures). Cela dit, un faible nombre de spires n'est pas nécessairement un avantage car il conduit à des valeurs de courant beaucoup plus élevées (250A au lieu de 44A) et réduit les possibilités d'optimisation du bobinage.

Ainsi, les problèmes de limitations des pertes Joule dans les bobinages parcourus par des courants à 85kHz, qui seront largement évoqués dans la suite, se poseront de façon beaucoup plus critique dans le cas de la structure PP.

Cet élément supplémentaire, ajouté à ceux déjà listés dans le paragraphe précédent, nous a conduits à définitivement choisir la structure SS, comme la plupart des concepteurs de tels systèmes.

3.4. ARCHITECTURE DES CONVERTISSEURS ÉLECTRONIQUES ASSOCIÉS

3.4.1. RELATIONS ENTRE LES GRANDEURS ÉLECTRIQUES – PERTES JOULE

La topologie de compensation SS étant adoptée, il faut maintenant définir l'architecture des convertisseurs électroniques qui lui seront associés et qui seront mis en œuvre dans le démonstrateur. Avec une compensation SS et à la fréquence de résonance, le schéma électrique équivalent de la Figure 3.2 devient :

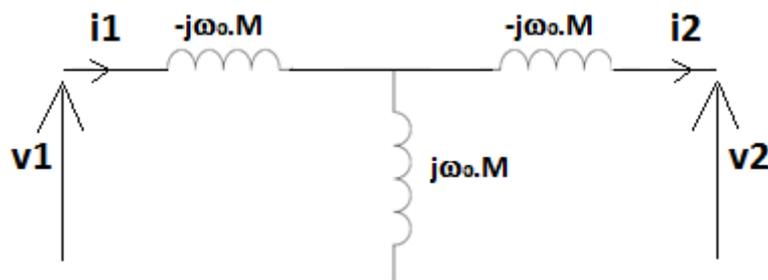


Figure 3.4: Schéma électrique équivalent de la topologie SS (à la fréquence de résonance)

Trois équations électriques, établies à la fréquence de résonance, sont importantes pour comprendre le fonctionnement de la topologie SS et choisir l'architecture du convertisseur. Il s'agit de :

- La relation entre le courant I_2 et la tension V_1 :

$$I_2 = \frac{V_1}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.27)$$

- La relation entre le courant I_1 et la tension V_2 :

$$I_1 = \frac{V_2}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.28)$$

- La relation entre la puissance transférée et les tensions V_1 et V_2 :

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.29)$$

À coupleur et fréquence de résonance donnés, on peut déduire de ces relations que :

- Le réglage du courant secondaire nécessite de régler V_1 tout en restant à la résonance.
- Le courant primaire dépend de la tension secondaire, dans le cas présent probablement dépendante de la tension batterie (fonction du convertisseur présent au secondaire).
- La puissance absorbée dépend du produit des tensions primaire et secondaire.

Il est également intéressant d'évaluer l'évolution des pertes Joule en fonction des paramètres électriques. Si l'on note respectivement r_p et r_s les résistances des bobinages primaire (inducteur) et secondaire (induit) et si l'on se place à puissance transmise P fixée à la résonance (3.29), ces pertes Joule s'expriment :

$$\begin{aligned} p_{\text{totales}_{bob}} &= r_p \cdot I_1^2 + r_s \cdot I_2^2 = r_p \cdot \frac{V_2^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} + r_s \cdot \frac{V_1^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} \\ &= r_p \cdot \frac{P^2}{V_1^2} + r_s \cdot \frac{V_1^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Cette expression présente un minimum pour :

$$V_1^4 = \frac{r_p \cdot P^2 \cdot (\omega_0 \cdot M)^2}{r_s} \quad (3.31)$$

Soit :

$$\frac{V_1^2}{V_2^2} = \frac{r_p}{r_s} \quad (3.32)$$

Ce qui conduit à :

$$(p_{\text{totales}_{bob}})_{\min} = 2 \cdot \sqrt{r_p \cdot r_s} \cdot \frac{P}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.33)$$

Ces différentes considérations électriques montrent que le nécessaire réglage de la puissance passe par le réglage d'une des tensions V_1 ou V_2 , voire des deux, auquel cas on peut théoriquement minimiser les pertes Joule à coupleur donné. Nous allons donc balayer dans la suite des différentes possibilités correspondant à ces trois options.

3.4.2. LES ARCHITECTURES POSSIBLES

De l'architecture de conversion choisie (et de sa commande) dépend le degré de contrôle des grandeurs électriques précédente. Les configurations décrites dans cette partie sont toutes

basées sur l'architecture minimale de la Figure 3.5, sachant qu'a priori la réversibilité n'est pas requise dans cette étude.

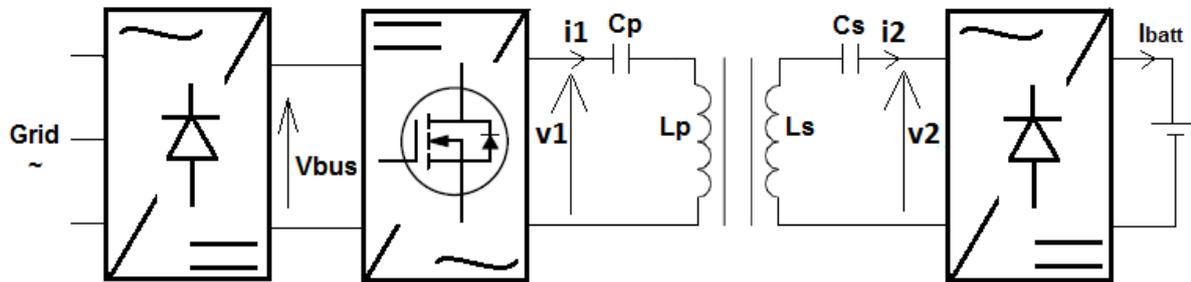


Figure 3.5 : Architecture minimale

L'onduleur de tension au primaire est évidemment indispensable pour générer le courant haute fréquence dans l'inducteur et le redresseur secondaire à diodes est la structure la plus simple qui puisse être utilisée pour alimenter la batterie. Le pilotage minimal de cette structure minimale est une commande en pleine onde de l'onduleur à la fréquence de résonance (en réalité, légèrement au-dessus de la résonance pour assurer un mode ZVS), auquel cas aucun réglage de puissance n'est possible, le courant I_1 dépend de la tension batterie qui impose V_2 et le courant I_2 dépend de V_{bus} .

3.4.3. RÉGLAGE DE LA TENSION V_1

Comme nous l'avons indiqué, l'architecture minimale précédente doit être modifiée pour faire du réglage, soit sur le plan topologique, soit au niveau de la commande de l'onduleur.

3.4.3.1. INTRODUCTION D'UN CONVERTISSEUR DC-DC CÔTÉ PRIMAIRE

Dans cette logique, une première option pour régler V_1 consiste à introduire un convertisseur DC-DC en amont de l'onduleur de tension, qui fonctionne toujours en pleine onde à la fréquence de résonance supposée, donc dans des conditions optimales. La tension V_2 comme le courant I_1 sont imposés par la batterie.

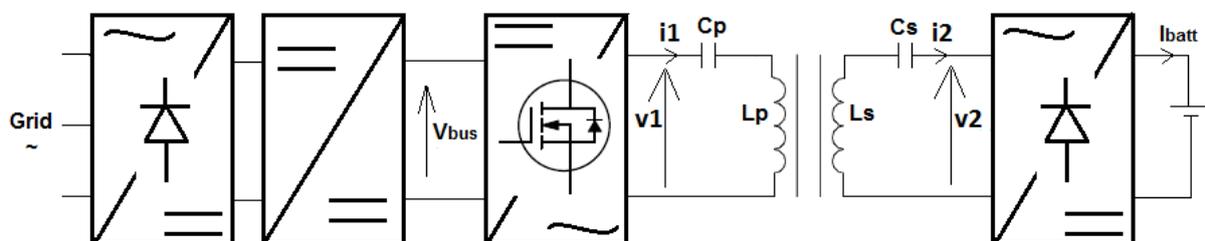


Figure 3.6: DC-DC au primaire

Le courant I_{2dc} dépend de la tension V_{bus} réglée par le convertisseur DC-DC. La puissance transférée est régulée en agissant sur cette tension V_{bus} .

L'expression du courant I_{2DC} est déduite de (3.25), (3.26) et (3.27) :

$$P = V_{batt} \cdot I_{2ac} = \frac{V_{batt} \cdot V_{bus}}{\omega_0 \cdot M} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \right)^2 \quad (3.34)$$

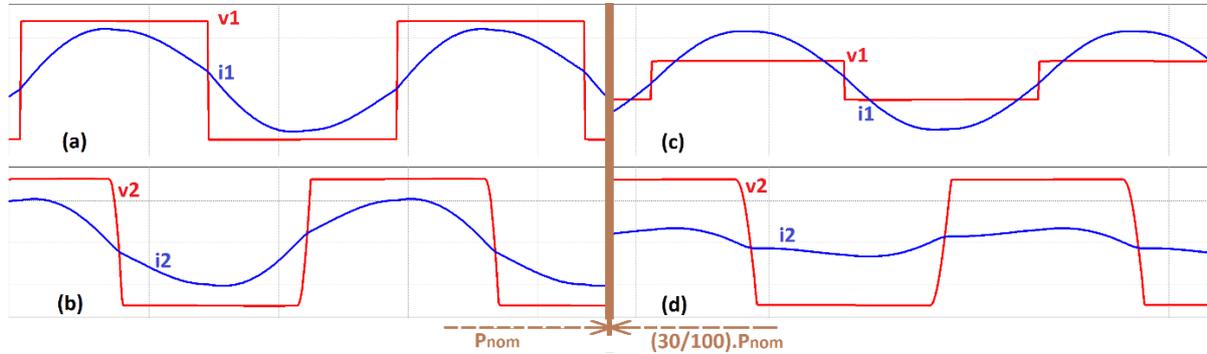


Figure 3.7: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale ('a' et 'b') et à 30% de la puissance nominale ('c' et 'd')

Les simulations de la Figure 3.7 montrent deux points de fonctionnement obtenus en ajustant la tension V_1 via le convertisseur DC-DC primaire. Le courant I_2 varie en même temps que V_1 conformément à (3.27).

Dans ce cas l'expression des pertes Joule peut se mettre sous la forme :

$$p_{total\esbob} = r_s \cdot \left[\frac{r_p}{r_s} \cdot \frac{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{batt}}{\pi} \right)^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} + \frac{P^2}{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{batt}}{\pi} \right)^2} \right] \quad (3.35)$$

Ces pertes sont une fonction quadratique de la puissance transmise et il existe une composante "incompressible" à puissance nulle, liée à la circulation du courant I_1 imposé par V_{batt} .

3.4.3.2. COMMANDE PHASE-SHIFT DE L'ONDULEUR

Un comportement similaire peut être obtenu en pilotant l'onduleur par une commande "phase-shift" à fréquence ajustable. L'avantage de cette configuration est de préserver la forme matérielle minimale (Figure 3.5).

La commande phase shift consiste à déphaser la commande des 2 bras de l'onduleur d'un angle $\Delta\varphi_{ps}$ afin d'agir sur la valeur efficace du fondamental de $v_1(t)$.

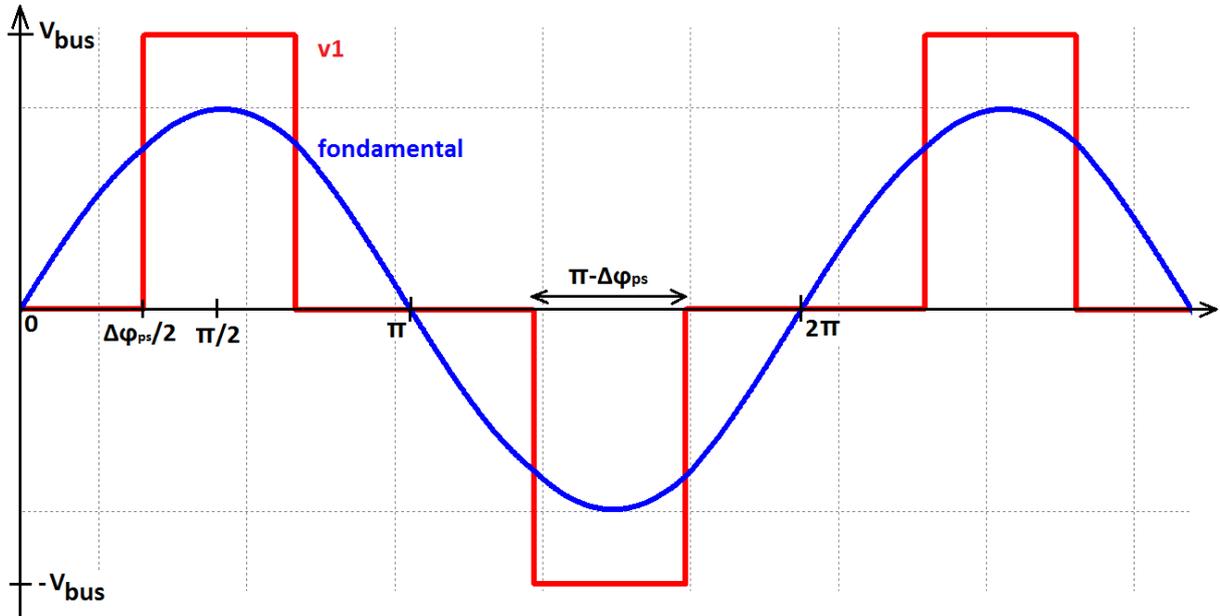


Figure 3.8: Tension de sortie $v_1(\theta)$ de l'onduleur (commande phase shift)

Avec une commande pleine onde ($\Delta\varphi_{ps} = 0$) la relation entre V_1 et V_{bus} est (3.25), V_1 étant la valeur efficace du fondamental de $v_1(t)$. Avec une commande phase shift l'équation (3.25) devient :

$$V_1 = V_{bus} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \right) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{ps}}{2}\right) \quad (3.36)$$

À partir de (3.26) et (3.27) le courant I_{batt} injecté dans les batteries s'écrit :

$$I_{batt} = \frac{V_{bus} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \right)^2 \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{ps}}{2}\right)}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.37)$$

Et par conséquent la puissance transférée en fonction de $\Delta\varphi_{ps}$ vaut :

$$P = V_{batt} \cdot I_{batt} = V_{batt} \cdot \frac{V_{bus} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \right)^2 \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{ps}}{2}\right)}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.38)$$

En mode phase shift, si la fréquence de fonctionnement est la fréquence de résonance du coupleur, l'onduleur opère en commutation dure Figure 3.9(a). Pour que l'onduleur fonctionne en ZVS (élimination des pertes par commutation lors de la fermeture des transistors) il faut que la fréquence f de l'onduleur soit supérieure à f_0 Figure 3.9(b), d'où la nécessité de la fréquence variable.

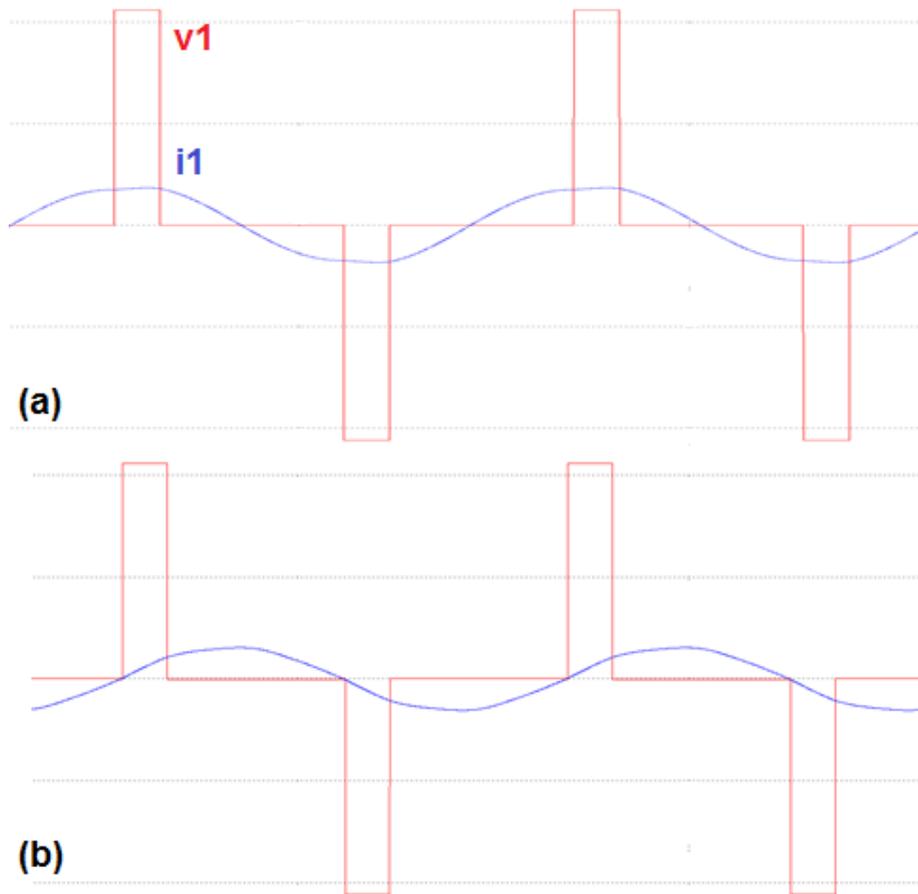


Figure 3.9: Tension et courant de sortie de l'onduleur à la fréquence de résonance (a) et à $f > f_0$ (b)

Pour obtenir le fonctionnement en mode ZVS, le déphasage $\Delta\varphi_1$ entre le courant $i_1(t)$ et le fondamental de $v_1(t)$ doit être (voir Figure 3.8) :

$$\Delta\varphi_1 > \frac{\Delta\varphi_{ps}}{2} \quad (3.39)$$

Par conséquent, pour trouver analytiquement la fréquence de fonctionnement f qui permet de fonctionner en ZVS, il faut :

- Tracer $\Delta\varphi_1$ en fonction de la fréquence f (Figure 3.10).
- Identifier la fréquence à partir de laquelle le déphasage $\Delta\varphi_1$ devient supérieur à $\frac{\Delta\varphi_{ps}}{2}$.

Les équations du modèle analytique se trouvent dans l'annexe A-.

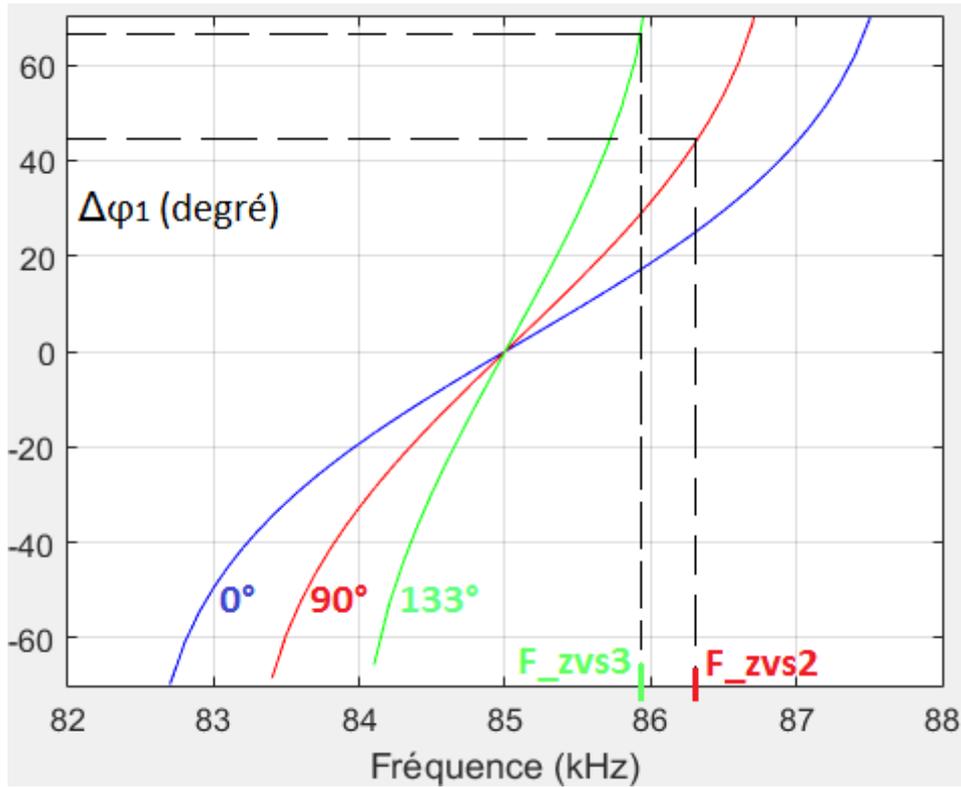


Figure 3.10: Déphasage entre les fondamentaux de v_1 et i_1 en fonction de la fréquence

La Figure 3.10 montre le déphasage $\Delta\phi_1$ entre les fondamentaux de v_1 et i_1 en fonction de la fréquence dans 3 cas (V_{bus} et V_{batt} étant fixes).

- Dans le 1^{er} cas (courbe bleue), l'onduleur fonctionne en pleine onde. Dans ce cas, pour que l'onduleur fonctionne en ZVS, il suffit que la fréquence de fonctionnement soit supérieure à la fréquence de résonance (supérieure à 85kHz).
- Dans le 2^{ème} cas (courbe rouge), l'onduleur fonctionne en phase shift avec un déphasage entre les commandes des deux bras $\Delta\phi_{ps} = 90^\circ$. Ici, d'après l'équation (3.39), $\Delta\phi_1$ doit être supérieur à 45° pour que l'onduleur fonctionne en ZVS ce qui correspond à une fréquence supérieure ou égale à $F_{zvs,2}$ d'après la Figure 3.10.
- Dans le 3^{ème} cas (courbe verte), l'onduleur fonctionne en phase shift avec $\Delta\phi_{ps} = 133^\circ$. Pour obtenir le mode ZVS $\Delta\phi_1$ doit être supérieur à $66,5^\circ$. Cela correspond à une fréquence supérieur ou égale à $F_{zvs,3}$ d'après la Figure 3.10.

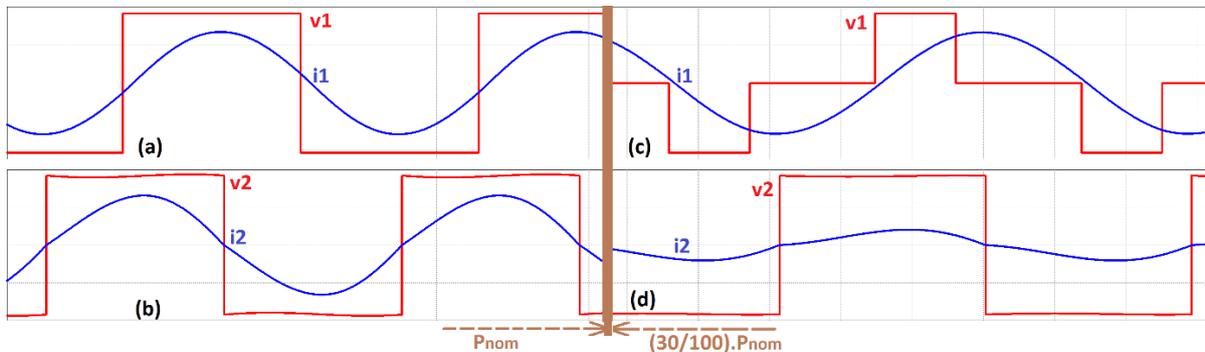


Figure 3.11: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale ('a' et 'b') et à 30% de la puissance nominale ('c' et 'd') - Architecture 4

Les simulations de la Figure 3.11 montrent deux points de fonctionnement obtenus avec cette commande. On peut noter que le courant I_1 reste sensiblement constant quand la puissance varie, malgré la variation de la fréquence de fonctionnement, ce qui semble indiquer que la relation (3.28) reste valable pour de faibles variations de la fréquence. En effet, la fréquence de résonance étant de 85kHz, la fréquence à la puissance nominale Figure 3.11 (a et b) est de 85,7kHz puis augmente légèrement pour atteindre 86,5kHz à 30% de la puissance nominale Figure 3.11 (c et d).

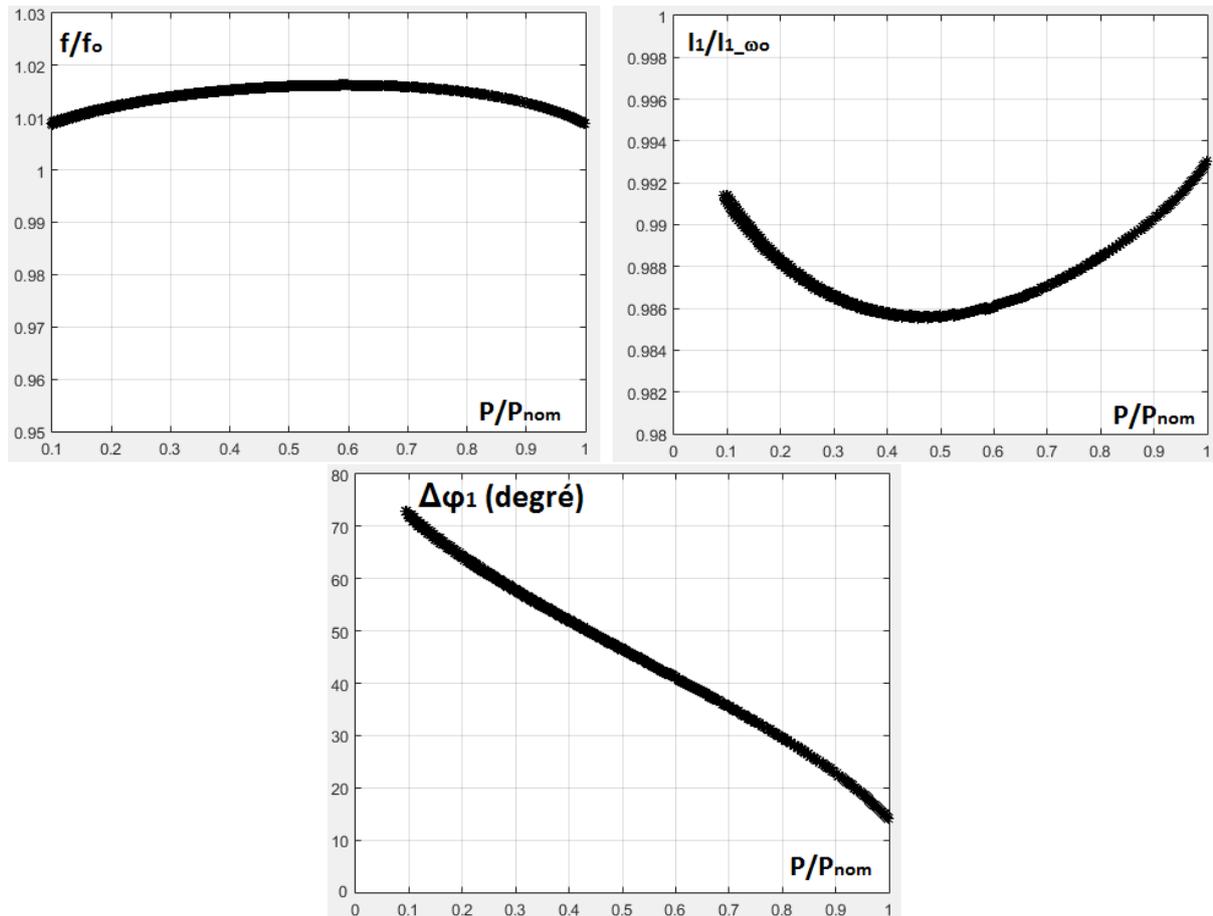


Figure 3.12: fréquence de fonctionnement, courant I_1 et déphasage entre les fondamentaux de v_1 et i_1 en fonction de la puissance (commande phase shift à fréquence variable)

La Figure 3.12 montre la variation de la fréquence de fonctionnement, du courant primaire et du déphasage entre les fondamentaux de v_1 et i_1 en fonction de la puissance transmise dans le cas d'une commande phase-shift à fréquence variable, $I_{1_{\omega_0}}$ étant le courant primaire à la pulsation de résonance. On observe que les variations de la fréquence de fonctionnement et du courant primaire restent limitées quand la puissance transmise varie.

En toute rigueur, l'expression des pertes Joule (3.35) n'est plus valable sur toute la gamme de réglage de P , puisque l'on ne fonctionne plus strictement à la fréquence de résonance (les relations (3.27) à (3.30) ne sont plus valables). Cela dit, les résultats de simulation ci-dessus semblent indiquer un comportement proche et on peut considérer que la tendance sur les

perles Joule est la même que précédemment. En tout état de cause, il existe toujours des pertes à puissance transmise nulle dues à la circulation de I_1 .

3.4.4. RÉGLAGE DE LA TENSION V_2

En ce qui concerne le réglage de V_2 , les mêmes solutions peuvent être appliquées.

3.4.4.1. INTRODUCTION D'UN CONVERTISSEUR DC-DC CÔTÉ SECONDAIRE

Dans ce cas, le schéma est celui de la Figure 3.13. La tension V_1 et le courant I_2 sont fixés.

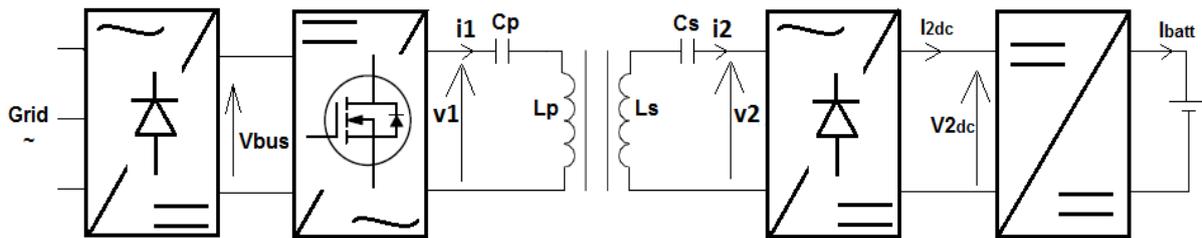


Figure 3.13: DC-DC au secondaire

L'expression du courant I_{2DC} déduite de (3.25), (3.26) et (3.27) est alors :

$$I_{2dc} = \frac{V_{bus} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi}\right)^2}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.40)$$

La puissance transférée dépend de la tension V_{2dc} imposée par le convertisseur DC-DC, elle-même fonction de V_{batt} et s'écrit :

$$P = V_{2dc} \cdot I_{2dc} = \frac{V_{2dc} \cdot V_{bus}}{\omega_0 \cdot M} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi}\right)^2 \quad (3.41)$$

Dans cette configuration, le convertisseur DC-DC est placé dans le véhicule et la régulation du courant injecté dans les batteries est réalisée via ce convertisseur.

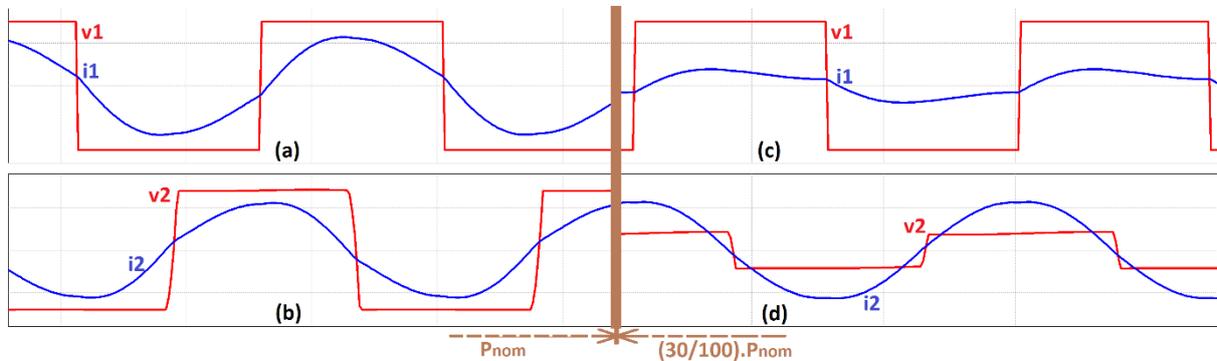


Figure 3.14: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale ('a' et 'b') et à 30% de la puissance nominale ('c' et 'd')

Les simulations de la Figure 3.14 montrent les deux mêmes points de fonctionnement déjà présentés dans les précédentes configurations. Le courant I_1 varie en même temps que V_2 conformément à (3.28) et le courant I_2 reste sensiblement constant conformément à (3.27). Les pertes Joule s'expriment maintenant :

$$p_{total\text{es}_{bob}} = r_s \cdot \left[\frac{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{bus}}{\pi}\right)^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} + \frac{r_p}{r_s} \cdot \frac{P^2}{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{bus}}{\pi}\right)^2} \right] \quad (3.42)$$

On retrouve donc une expression similaire à la précédente avec des pertes "incompressibles" qui sont maintenant dues à la circulation de I_2 .

3.4.4.2. INTRODUCTION D'UN ONDULEUR A COMMANDE PHASE-SHIFT

Cette configuration nécessite de remplacer le pont à diode secondaire de l'architecture minimale par un onduleur munie d'une commande phase-shift. Le principe de fonctionnement est ensuite identique à celui du contrôle de V_1 mais appliqué à V_2 , avec les mêmes tendances que celles observées avec le convertisseur DC-DC secondaire.

3.4.5. RÉGLAGE DES TENSIONS V_1 ET V_2

On va retrouver ici les mêmes combinaisons que précédemment mais mises en œuvre au primaire comme au secondaire.

3.4.5.1. INTRODUCTION DE CONVERTISSEURS DC-DC

Le schéma correspondant est donné Figure 3.15.

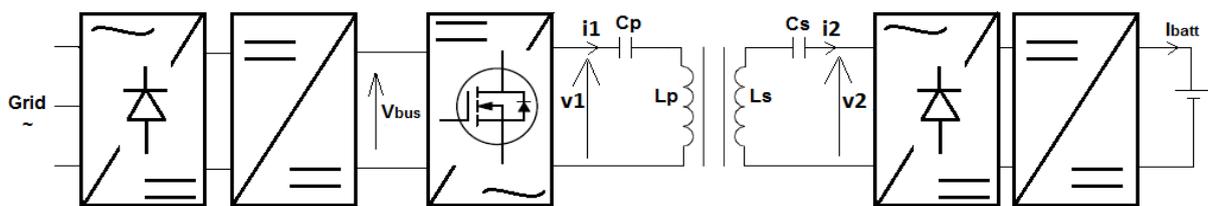


Figure 3.15: DC-DC au primaire et au secondaire

Dans cette configuration, on peut maintenant régler simultanément V_1 et V_2 pour maintenir $V_1^2/V_2^2 = r_p/r_s$ et minimiser les pertes Joule.

L'équation de la tension $V_{1\text{consigne}}$ à imposer afin de transférer la puissance consigne P_{consigne} s'obtient à partir des équations (3.29) et (3.32) :

$$V_{1\text{consigne}} = \sqrt{\sqrt{\frac{r_p}{r_s}} \cdot \omega_0 \cdot M \cdot P_{\text{consigne}}} \quad (3.43)$$

Et la tension $V_{2_{consigne}}$ à imposer s'obtient à partir de (3.29) et (3.32) :

$$V_{2_{consigne}} = \sqrt{\sqrt{\frac{r_s}{r_p}} \cdot \omega_0 \cdot M \cdot P_{consigne}} \quad (3.44)$$

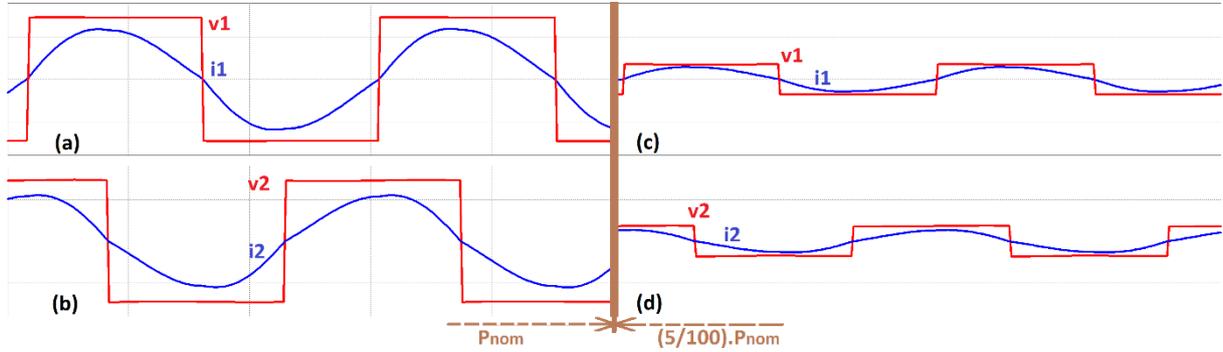


Figure 3.16: Grandeurs électriques primaires et secondaires à la puissance nominale (a et b) et à 5% de la puissance nominale (c et d)

Les simulations de la Figure 3.16, réalisées pour deux points de fonctionnement, montrent l'évolution de l'ensemble des grandeurs lors du réglage de la puissance.

Rappelons que, dans ce cas, l'expression des pertes Joule est :

$$p_{total\text{es}_{bob}} = (p_{total\text{es}_{bob}})_{min} = 2 \cdot \sqrt{r_p \cdot r_s} \cdot \frac{P}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.45)$$

Contrairement aux autres configurations, les pertes Joule évoluent linéairement avec la puissance transmise et sont nulles à puissance nulle, les courants I_1 et I_2 étant tous les deux nuls à ce point de fonctionnement.

3.4.5.2. ONDULEURS A COMMANDE PHASE-SHIFT PRIMAIRE ET SECONDAIRE

Cette configuration est obtenue en utilisant deux onduleurs phase-shift, avec des propriétés globales similaires à la précédente.

3.4.6. BILAN DES PERTES DANS LES BOBINAGES DANS LES DIFFÉRENTES ARCHITECTURES

Rappelons les expressions des pertes Joule dans les différentes configurations précédentes :

- V_1 réglable :

$$p_{total\text{es}_{bob}} = r_s \cdot \left[\frac{r_p}{r_s} \cdot \frac{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{batt}}{\pi}\right)^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} + \frac{P^2}{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{batt}}{\pi}\right)^2} \right] \quad (3.46)$$

- V_2 réglable :

$$p_{total\sbob} = r_s \cdot \left[\frac{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{bus}}{\pi}\right)^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} + \frac{r_p}{r_s} \cdot \frac{P^2}{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{bus}}{\pi}\right)^2} \right] \quad (3.47)$$

- V_1 et V_2 réglables :

$$p_{total\sbob} = 2 \cdot \sqrt{r_p \cdot r_s} \cdot \frac{P}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.48)$$

En l'état, il est difficile de comparer ces relations, sans données numériques. Tout ce que l'on peut affirmer est que le réglage simultané de V_1 et V_2 permettra de réduire les pertes Joule à faible charge.

Si l'on considère le cas particulier de la Figure 3.17 où l'inducteur et l'induit sont identiques ($r_s = r_p$) et ($V_{batt} = V_{bus}$) (avec des valeurs correspondant au dimensionnement nominal du système pour la puissance nominale P_N), ces relations deviennent :

- V_1 ou V_2 réglables :

$$p_{total\sbob} = r_{p/s} \cdot \left[\frac{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{bus/batt}}{\pi}\right)^2}{(\omega_0 \cdot M)^2} + \frac{P^2}{\left(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{bus/batt}}{\pi}\right)^2} \right] \quad (3.49)$$

La valeur de ces pertes lorsque l'onduleur phase-shift de l'une ou l'autre configuration est en pleine onde à la résonance (puissance nominale) est :

$$p_{total\sbob}(\Delta\varphi_{ps} = 0) = 2 \cdot r_{p/s} \cdot \frac{P_N}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.50)$$

Pour P qui tend vers 0 :

$$p_{total\sbob} = r_{p/s} \cdot \frac{P_N}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.51)$$

Ces pertes "incompressibles" sont dans l'inducteur pour la configuration à V_1 réglable et dans l'induit pour l'autre configuration.

- V_1 et V_2 réglables :

$$p_{total\sbob} = 2 \cdot r_{p/s} \cdot \frac{P}{\omega_0 \cdot M} \quad (3.52)$$

L'évolution des pertes Joule dans les différents cas en fonction de la puissance transmise est donnée Figure 3.17. On note que lorsque la puissance transmise tend vers zéro, les pertes Joule minimales sont égales à la moitié des pertes Joule maximales, dans les configurations à V_1 ou V_2 réglable.

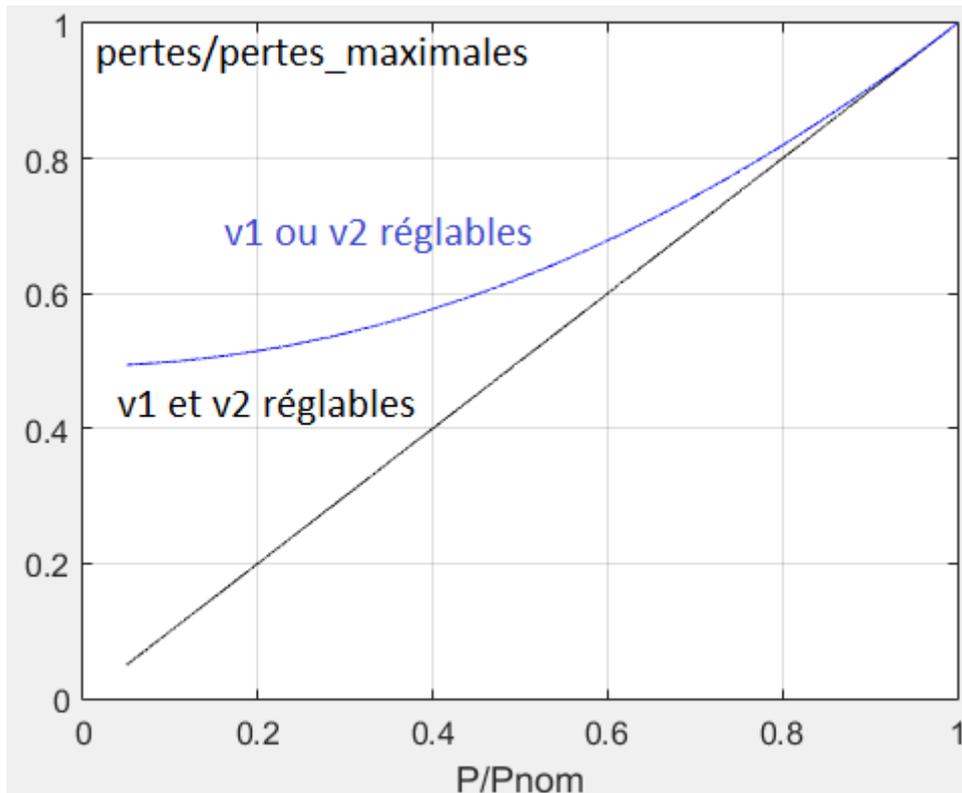


Figure 3.17: Pertes dans les bobinages en fonction de la puissance dans les différentes configurations

Au point de fonctionnement nominal et dans ce cas particulier, les pertes dans les bobinages des différentes architectures sont identiques.

3.5. DISCUSSION ET CONCLUSION PARTIELLE

Les observations précédentes sont partielles et correspondent à une approche très simplifiée. Néanmoins, la tendance des pertes Joule "incompressibles" dans les configurations à V_1 ou V_2 réglable est un élément incontournable. Ce point peut avoir des conséquences importantes en fonction de l'usage du chargeur et si l'objectif de ce travail n'est pas l'optimisation d'un prototype industriel complet sur un cahier des charges précis en termes d'usages, il est intéressant d'initier une discussion sur cette problématique du choix de la chaîne de conversion associée au coupleur.

Quel que soit le type de batteries concerné, un régime de charge complet comprendra une phase à pleine puissance suivie d'un protocole de fin de charge à courant réduit donc à faible puissance, voire d'un régime de maintien de charge, également à faible puissance.

Si le système est principalement dédié à la recharge partielle de véhicules stationnant pendant des durées insuffisantes pour une recharge complète (parking temporaire ou arrêt sur parcours routier), le problème des pertes Joule à faible puissance ne se pose pas. Inversement, en cas de recharge complète et de maintien de charge (recharge complète de flottes de véhicules dans un contexte professionnel/industriel par exemple), les systèmes à réglage par

V_1 ou V_2 vont fonctionner durablement avec des pertes Joule significatives et "inutiles", situation qui n'est guère compatible avec le souci d'efficacité énergétique.

À contrario, la mise en œuvre d'une Électronique de puissance assurant le réglage simultané de V_1 et V_2 est plus lourde, en particulier si on la compare à la solution dans laquelle la conversion secondaire est assurée par un simple pont à diode.

Si l'on ajoute à ces considérations les degrés de liberté offerts par la conception du coupleur électromagnétique proprement dit et les contraintes liées à la nécessaire interopérabilité des systèmes, on voit que la conception d'un système complet est une démarche complexe nécessitant par ailleurs de disposer de l'ensemble des données du contexte.

Dans le cas présent, l'objectif est, plus modestement, d'apporter à l'entreprise partenaire un premier niveau d'expertise sur ce type de solutions, en proposant en particulier des outils d'aide à la conception de la partie sensible que constitue le coupleur électromagnétique (cf chapitres suivants). La réalisation du démonstrateur sera surtout focalisée sur ce coupleur et l'électronique de puissance associée doit simplement permettre de vérifier ses caractéristiques et performances.

Pour ce qui est de la compensation du coupleur, nous avons retenu la structure série-série (SS) dont nous avons vu qu'elle présentait plusieurs avantages :

- La puissance réactive reste pratiquement compensée en cas de désalignement ou quand la distance verticale entre l'inducteur et l'induit varie.
- Le secondaire de la topologie SS se comporte comme une source de courant ce qui est bien adaptée pour recharger des batteries. De plus, le primaire de cette topologie peut être alimenté par un onduleur de tension ce qui n'est pas le cas des topologies PS et PP.
- Du fait de la résonance en tension, les courants dans les bobinages de la topologie SS sont inférieurs à ceux des trois autres topologies (notamment à ceux de la topologie PP).

En complément, la structure de conversion choisie est celle de l'onduleur de tension "phase-shift" au primaire et du redresseur à diodes au secondaire. Il s'agit de la structure la plus simple à mettre en œuvre mais qui permet néanmoins d'envisager un contrôle de charge en bonne et due forme comme nous le verrons dans le chapitre 5. C'est essentiellement la partie "véhicule" qui bénéficie de cette simplicité, ce qui est intéressant pour de futurs développements.

La topologie de compensation et l'architecture de l'électronique de puissance du démonstrateur étant choisies, il faut maintenant concevoir le coupleur électromagnétique. Le calcul des pertes dans les bobinages est une étape importante de la conception que nous allons aborder de façon préliminaire dans le chapitre suivant, avec la présentation d'un modèle de calcul des pertes dans un fil de Litz.

4. CALCUL DES PERTES DANS LES BOBINAGES

4.1. INTRODUCTION

L'un des objectifs de cette thèse est de réaliser un algorithme d'optimisation de l'inducteur et de l'induit. Or, pour optimiser la conception du système, il faut minimiser les pertes dans les bobinages primaire et secondaire. Cela nécessite la mise en place d'un outil de calcul des pertes dans les bobinages. Ces derniers utilisant obligatoirement des fils de Litz pour réduire les pertes par effet de peau et par effet de proximité, ce chapitre se focalise sur le calcul des pertes dans ce type de fil, dans lequel les deux paramètres d'action sont la section de cuivre totale et le diamètre des brins élémentaires.

4.2. LES PERTES DANS UN SEGMENT DE FIL : EFFET DE PEAU ET DE PROXIMITÉ

Les effets de peau et de proximité correspondent à un phénomène électromagnétique qui conduit à une distribution non uniforme du champ et donc de la densité de courant au sein des conducteurs en régime alternatif. Cela a pour conséquence d'accroître la résistance du fil (et donc d'augmenter les pertes) lorsque la fréquence augmente. Les pertes linéiques dans le fil en fonction de la densité du courant s'expriment :

$$p_{fil/m} = \rho_{cu} \cdot \iint |J|^2 \cdot dS \quad (4.1)$$

La résistance linéique s'écrit alors :

$$R_{ac/m} = \frac{\rho_{cu}}{I^2} \cdot \iint |J|^2 \cdot dS \quad (4.2)$$

Le modèle analytique permettant d'estimer les pertes dans un fil est basé sur le calcul de la distribution du courant dans le fil à partir des grandeurs électromagnétiques. Cette distribution étant connue, il devient possible de calculer les pertes et la résistance grâce aux équations (4.1) et (4.2).

4.2.1. CALCUL DES FACTEUR FR ET GR

On définit deux facteurs analytiques traduisant l'accroissement de la résistance en fonction de la fréquence et des dimensions du conducteur.

- Le facteur F_R , qui correspond à l'augmentation de la résistance par effet de peau. Cet effet de peau est lié au champ propre du conducteur et, dans le cas de fils cylindriques,

l'équation (4.3) est une équation 1D puisque la répartition du courant dans le fil présente une symétrie de révolution [18] :

$$F_R = \frac{\xi}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\text{ber}_0(\xi)\text{bei}_1(\xi) - \text{ber}_0(\xi)\text{ber}_1(\xi)}{\text{ber}_1(\xi)^2 + \text{bei}_1(\xi)^2} - \frac{\text{bei}_0(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{bei}_0(\xi)\text{bei}_1(\xi)}{\text{ber}_1(\xi)^2 + \text{bei}_1(\xi)^2} \right) \quad (4.3)$$

Avec :

$$\xi = \frac{d}{\sqrt{2} \cdot \delta} \quad (4.4)$$

Dans le cas d'un fil massif, 'd' dans (4.4) correspond au diamètre du fil massif.

Dans le cas d'un fil de Litz, 'd' dans (4.4) correspond au diamètre d'un brin.

δ étant l'épaisseur de peau :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu_0 \cdot \sigma_{cu} \cdot f}} \quad (4.5)$$

- Le facteur G_R , qui correspond à l'augmentation de la résistance due à un champ magnétique extérieur (Figure 4.1). Dans ce cas, l'équation (4.6) est une équation 2D, la répartition du courant dans le fil n'étant plus symétrique [18]:

$$G_R = - \frac{\xi \pi^2 d^2}{\sqrt{2}} \left(\frac{\text{ber}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi) + \text{ber}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi)}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2} + \frac{\text{bei}_2(\xi)\text{bei}_1(\xi) - \text{bei}_2(\xi)\text{ber}_1(\xi)}{\text{ber}_0(\xi)^2 + \text{bei}_0(\xi)^2} \right) \quad (4.6)$$

Quand un champ extérieur \vec{H}_e rectiligne et uniforme est appliqué à un conducteur circulaire, une orthogonalité existe entre l'effet de peau et l'effet de proximité. Cette orthogonalité permet de découpler les deux effets. Ainsi il suffit tout simplement d'additionner les pertes par effet de peau et par effet de proximité pour obtenir les pertes totales dans le fil [18].

4.2.2. CALCUL DES PERTES DANS UN FIL MASSIF

On définit 'd' le diamètre d'un fil élémentaire massif (Figure 4.1.)

Dans ce cas, les expressions des pertes linéiques dans ce conducteur massif sont :

- Pour l'effet de peau :

$$p_{\text{peau}/m} = R_{dc/m} \cdot F_R(d, f) \cdot I^2 \quad (4.7)$$

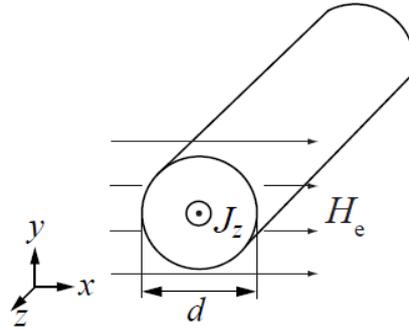


Figure 4.1: Fil massif noyé dans un champ magnétique extérieur H_e [18]

- Pour l'effet de proximité en supposant un champ extérieur rectiligne et uniforme appliqué au fil :

$$p_{proxi/m} = R_{dc/m} \cdot G_R(d, f) \cdot H_e^2 \quad (4.8)$$

Les pertes linéiques totales correspondent à l'addition de (4.7) et (4.8):

$$p_{fil/m} = R_{dc/m} \cdot (F_R(d, f) \cdot I^2 + G_R(d, f) \cdot H_e^2) \quad (4.9)$$

Afin de comparer les pertes calculées analytiquement aux pertes calculées par le logiciel MEF, un fil massif est dessiné sous le logiciel MEF (diamètre de 4mm, courant de 25A à 100kHz). Dans un premier temps le fil massif n'est pas soumis à un champ extérieur (Figure 4.2). On constate que l'erreur entre les pertes calculées par le logiciel MEF et les pertes calculées analytiquement grâce à l'équation (4.7) est négligeable (Tableau 4.1).

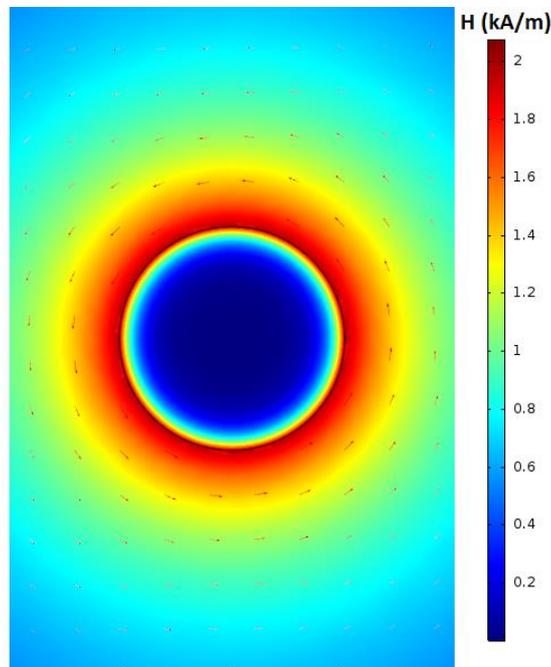


Figure 4.2: Simulation d'un segment de fil rectiligne alimenté par un courant I

Dans un deuxième temps un champ extérieur \vec{H}_e rectiligne et uniforme (Figure 4.3 - a) est appliqué au fil alimenté par le courant I (Figure 4.3 - b). L'intensité du champ \vec{H}_e appliqué au

fil est 2530A/m. L'erreur entre les pertes calculées par le logiciel MEF et les pertes calculées analytiquement grâce à l'équation (4.9) reste négligeable (Tableau 4.1).

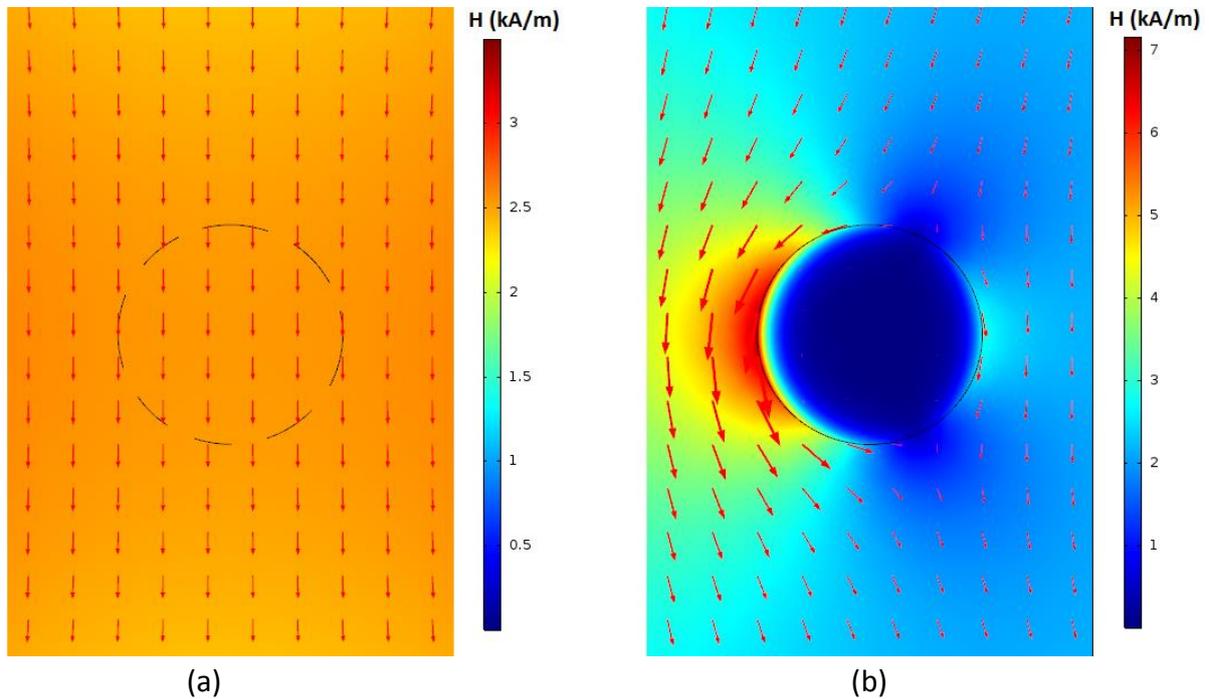


Figure 4.3: Champ extérieur rectiligne (a) et simulation d'un segment de fil alimenté par un courant I soumis au champ extérieur rectiligne (b)

	Segment de fil non soumis à \vec{H}_e	Segment de fil soumis à \vec{H}_e
Pertes analytiques (W/m)	4,7	18,18
Pertes MEF (W/m)	4,66	18,25
Erreur relative %	0,85	-0,39

Tableau 4.1: Pertes analytique et pertes déterminées par un logiciel MEF dans un segment de fil massif

4.2.3. CALCUL DES PERTES DANS UN FIL DE LITZ

Des fils multibrins sont utilisés pour réduire les pertes dans les bobinages, et plus précisément des fils de Litz. Dans le cas d'un fil de Litz, le toronnage doit théoriquement être effectué de telle sorte que, sur un pas de ce toronnage, la position d'un brin varie régulièrement sur toute la section du fil. De cette façon les impédances des différents brins sont identiques et le courant total se répartit équitablement entre les brins. La Figure 4.4 montre un fil de Litz de type 1 et un fil de Litz de type 2. Le fil de type 1 est le plus simple puisqu'il ne contient qu'un seul toron. Le fil de type 2 de la Figure 4.4 est composé de 5 torons du 2^{ème} degré dont chacun contient 7 torons du 1^{er} degré. Un toron du 1^{er} degré correspond tout simplement à un fil de Litz de type 1.

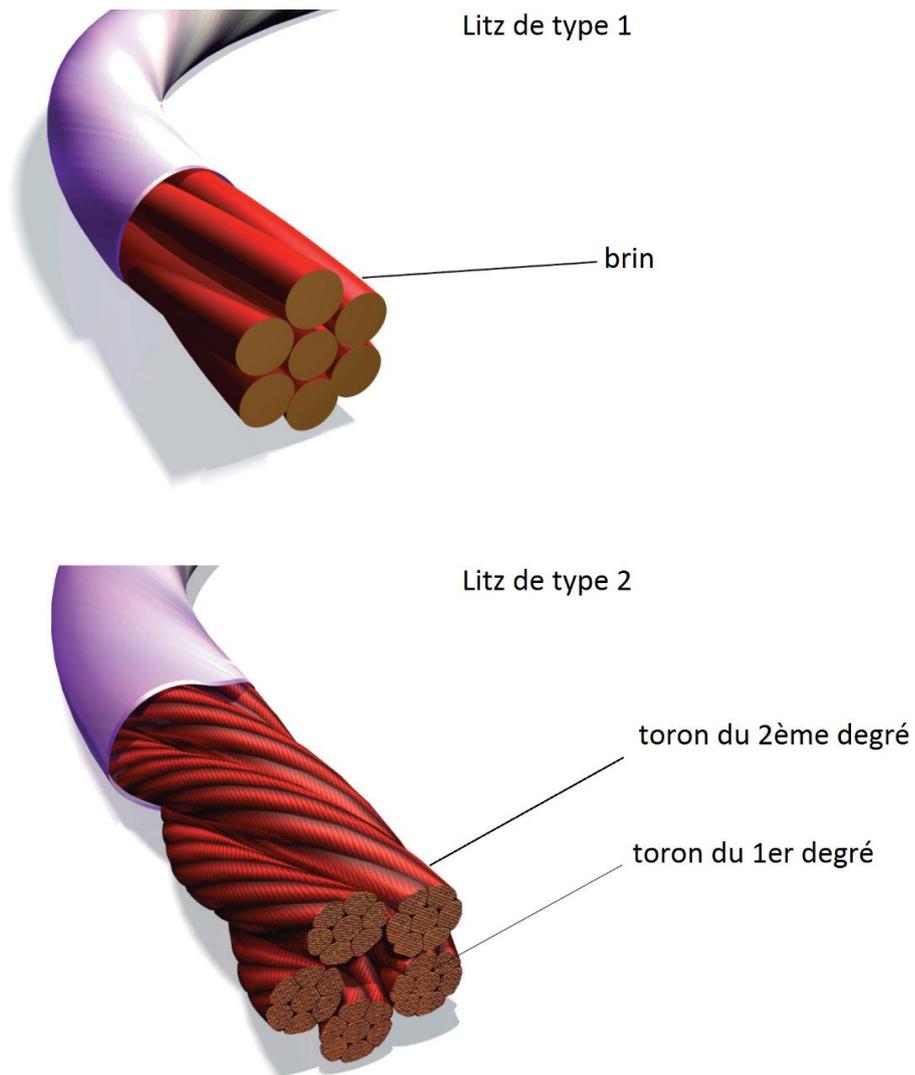


Figure 4.4: Composition des fils de Litz

Un fil de Litz de type 2 est idéalement torsadé quand, sur l'ensemble du pas total de toronnage, la position d'un brin varie régulièrement sur toute la section du toron et que la position d'un toron varie régulièrement sur toute la section du fil. En réalité, on ne peut qu'essayer de se rapprocher de cette situation idéale.

Les équations analytiques de cette partie supposent néanmoins que le fil de Litz est idéalement torsadé et que le courant est réparti équitablement entre les brins.

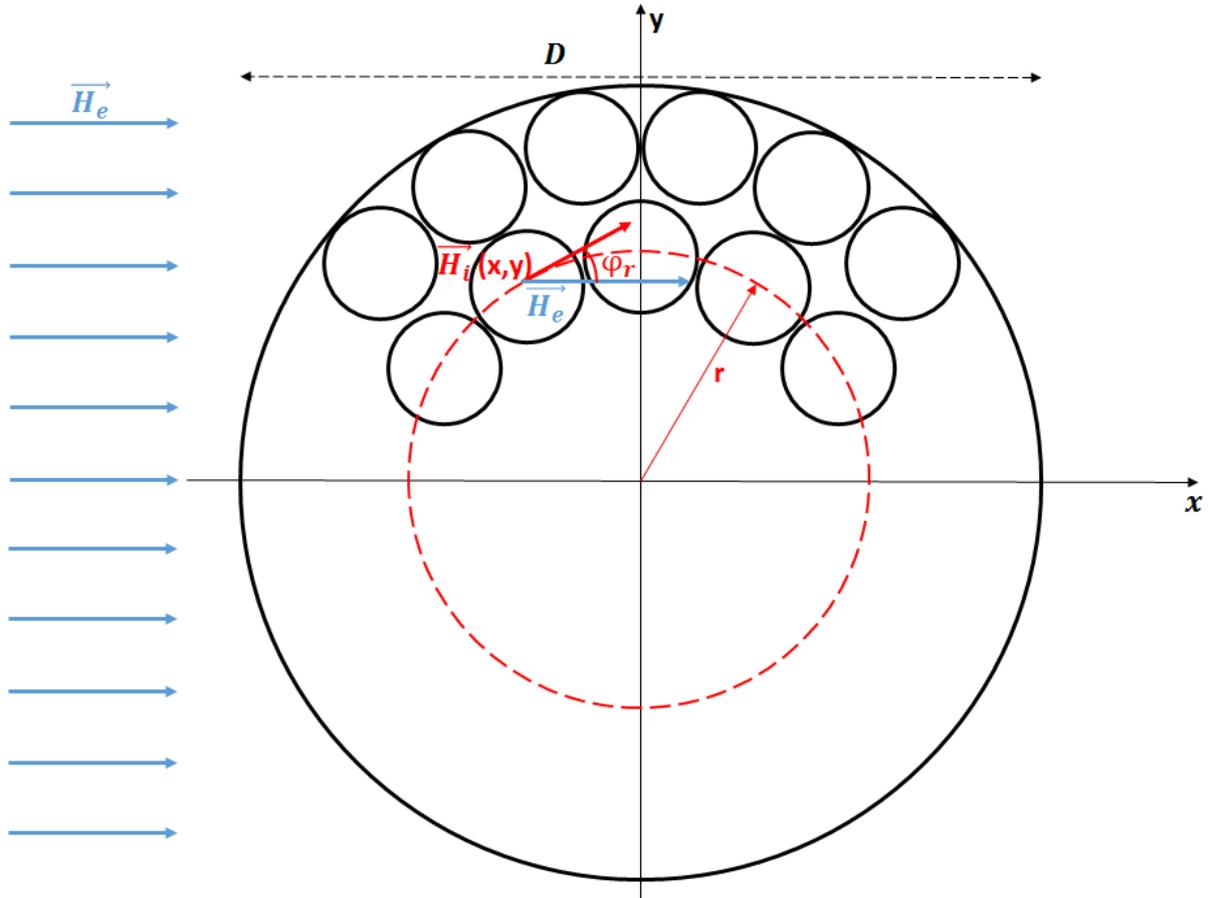


Figure 4.5: Coupe transversale d'un fil multibrin

Chaque brin du fil (Figure 4.5) voit à la fois le champ \vec{H}_i créé par les brins voisins et le champ extérieur \vec{H}_e constant, dont on prend la direction \vec{H}_e comme référence de l'axe x pour simplifier l'analyse.

- Les pertes par effet de peau dans un fil de Litz s'expriment selon (4.7) ou (4.10).

$$p_{\text{peau}/m} = n b r_{\text{brin}} \cdot R_{dc_{\text{brin}}/m} \cdot F_R(d, f) \cdot \left(\frac{I}{n b r_{\text{brin}}} \right)^2 \quad (4.10)$$

Pour le calcul des pertes par effet de proximité correspondant à la composante \vec{H}_i , on fait l'hypothèse d'une discrétisation importante du fil (grand nombre de brins), chaque brin à la distance r du centre du fil étant soumis au champ \vec{H}_e de direction x composé avec le champ \vec{H}_i généré par l'ensemble des brins de direction faisant un angle φ_r avec l'axe x (Figure 4.5, [19]).

Le champ composé auquel est soumis chaque brin vaut :

$$H_{\text{equ}} = (H_e + H_i \cdot \cos(\varphi_r)) \cdot \vec{e}_x + H_i \cdot \sin(\varphi_r) \cdot \vec{e}_y \quad (4.11)$$

Et les pertes volumiques correspondantes s'expriment :

$$p_{proxi/m^3} = \frac{4 \cdot nbr_{brin} \cdot R_{dc_{brin}/m} \cdot G_R(d, f) \cdot H_{equ}^2}{\pi \cdot D^2} \quad (4.12)$$

Pour obtenir les pertes sur l'ensemble du fil, il faut composer les pertes de tous les brins, ce qui revient à intégrer sur l'ensemble de la surface du fil et conduit à l'expression des pertes suivante [19] :

$$p_{proxi/m} = \frac{4 \cdot nbr_{brin} \cdot R_{dc_{brin}/m} \cdot G_R(d, f)}{\pi \cdot D^2} \cdot \int_0^{\frac{D}{2}} \int_0^{2\pi} [H_e^2 + 2 \cdot H_e \cdot H_i \cdot \cos(\varphi_r) + H_i^2] d\varphi_r \cdot r \cdot dr \quad (4.13)$$

Or l'intensité du champ H_i s'écrit :

$$H_i = \frac{2 \cdot I \cdot r}{\pi \cdot D^2} \quad (4.14)$$

Par conséquent l'expression des pertes par effet de proximité quand un champ extérieur rectiligne et uniforme est appliqué au fil est :

$$p_{proxi/m} = nbr_{brin} \cdot R_{dc_{brin}/m} \cdot G_R(d, f) \cdot \left[H_e^2 + \left(\frac{I}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \right] \quad (4.15)$$

Soit donc :

$$p_{proxi/m} = nbr_{brin}^2 \cdot R_{dc/m} \cdot G_R(d, f) \cdot \left[H_e^2 + \left(\frac{I}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \right] \quad (4.16)$$

- Enfin les pertes linéiques totales correspondent à l'addition de (4.7) et (4.16) :

$$p_{fil/m} = R_{dc/m} \cdot \left(F_R(d, f) \cdot I^2 + nbr_{brin}^2 \cdot G_R(d, f) \cdot \left[H_e^2 + \left(\frac{I}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \right] \right) \quad (4.17)$$

Dans les équations (4.14) à (4.17) l'expression du champ interne H_i a été déterminée en supposant que le champ d'excitation dans le fil de Litz varie linéairement en allant du centre du fil vers son extrémité [18]. Or le champ varie linéairement dans le fil de Litz quand les deux conditions suivantes sont respectées :

- Le courant est réparti équitablement entre les brins.
- La densité de courant est homogène dans un brin.

Dans le modèle analytique, on suppose que le courant est réparti équitablement entre les brins. Dans les simulations on impose des courants identiques dans les brins du fil.

Afin de respecter la 2^{ème} condition, le diamètre des brins du fil doit être inférieur à d_{0max} :

$$d_{0max} = 2. \delta \quad (4.18)$$

Le modèle analytique est valable quand les deux conditions ci-dessus sont respectées.

Afin de comparer les pertes calculées analytiquement à des simulations EF, on représente une coupe 2D du fil de Litz contenant tous les brins en 2D puis on impose le même courant dans tous les brins (Figure 4.8 – a, exemple avec 19 brins de 0,8mm). C'est la situation dont on peut espérer se rapprocher avec un fil de Litz correctement torsadé. Enfin, il faut entrer l'équation (4.1) dans le logiciel MEF pour calculer les pertes linéiques dans le fil. Dans les différentes simulations ci-après, le fil a un diamètre de 4mm et est alimenté par un courant de 25A.

Dans un premier temps le fil de Litz décrit dans le logiciel MEF n'est pas soumis à un champ extérieur (Figure 4.6). Les erreurs à trois différentes fréquences entre les pertes calculées par le logiciel MEF et les pertes calculées analytiquement sont présentées dans le Tableau 4.2. On observe que plus le rapport $\frac{d_0}{2.\delta}$ est faible, plus l'erreur relative entre les résultats analytiques et les résultats des simulations est faible. En effet, plus le rapport $\frac{d_0}{2.\delta}$ est faible, et plus la variation du champ d'excitation entre le centre du fil de Litz et son extrémité est linéaire comme le montre la Figure 4.7. Pour avoir une erreur inférieure à 5% le rapport $\frac{d_0}{2.\delta}$ doit être inférieur à 1,8.

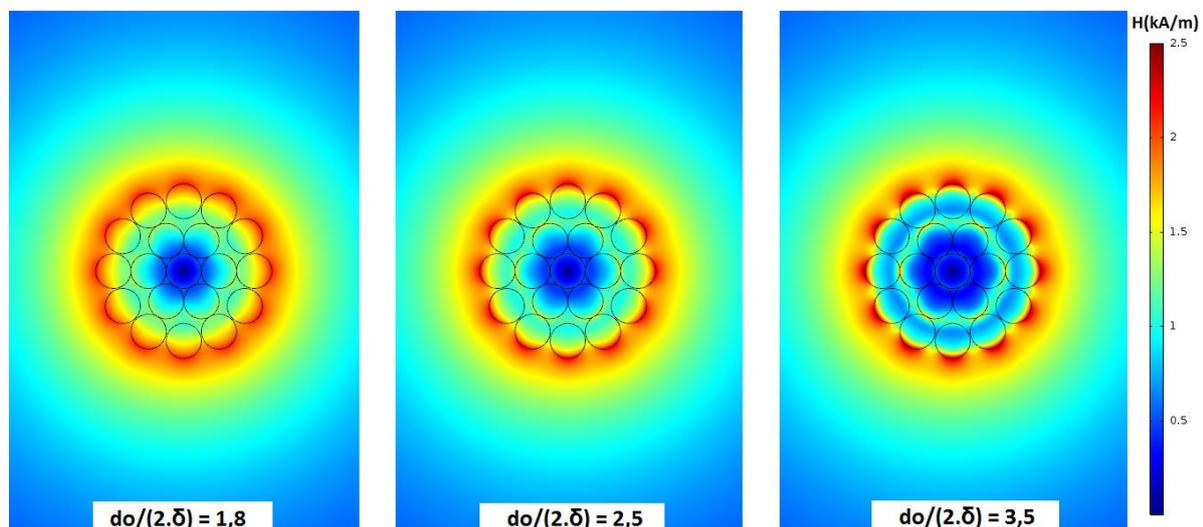


Figure 4.6: Champ interne H_i d'un fil de Litz alimenté par un courant à 25kHz, 50kHz et 100kHz (déterminé grâce au logiciel MEF)

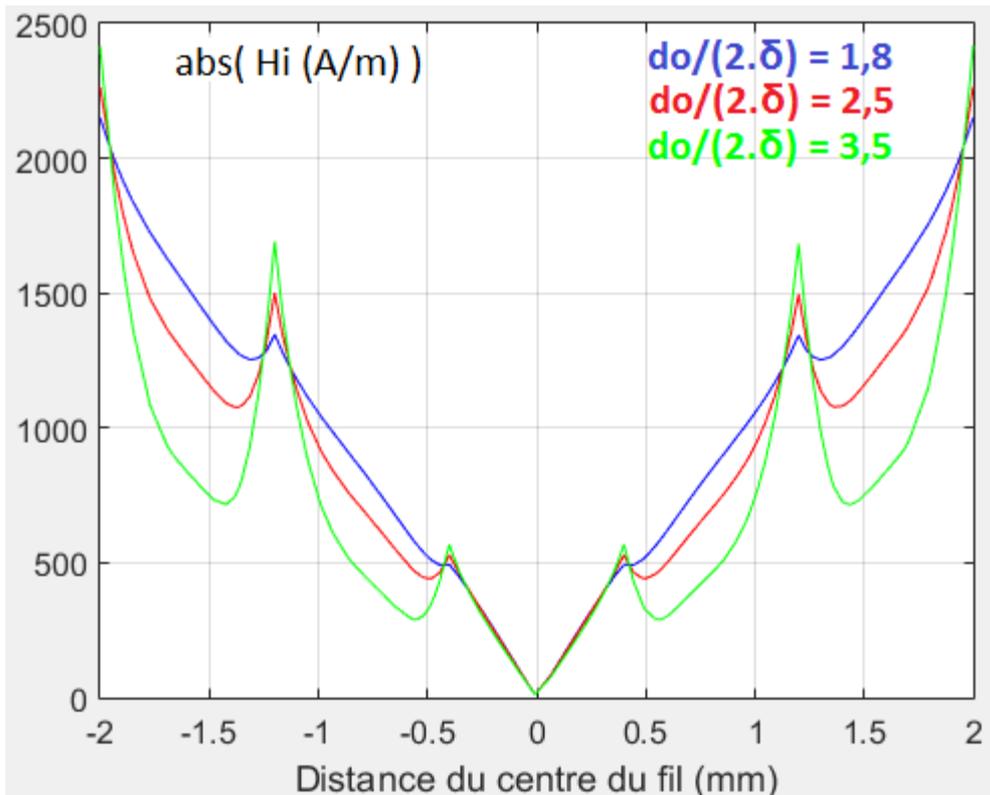


Figure 4.7: Variation du champ d'excitation entre le centre du fil de Litz et son extrémité à 25kHz, 50kHz et 100kHz (déterminé grâce au logiciel MEF)

Dans un deuxième temps un champ extérieur $H_e = 2500A/m$ rectiligne et uniforme est appliqué au fil (Figure 4.8 - b). Les erreurs aux trois mêmes fréquences entre les pertes calculées par le logiciel MEF et les pertes calculées analytiquement sont présentées dans le Tableau 4.2. Là encore, plus le rapport $\frac{d_0}{2.\delta}$ est faible et plus l'erreur relative entre les résultats analytiques et les résultats des simulations est faible.

On remarque également que l'erreur relative quand un champ extérieur $H_e = 2500A/m$ est appliqué au fil est inférieure à l'erreur quand ce champ est nul. Le modèle analytique rend bien compte de l'effet d'un champ extérieur uniforme et l'impact de cette composante sur les pertes est significative voire majoritaire : l'erreur commise sur les pertes internes a donc un poids moindre.

do/(2.épaisseur de peau)	1,78	2,51	3,55
Erreur relative @ $H_e = 0A/m$	5,09%	18,41%	37,04%
Erreur relative @ $H_e = 2500A/m$	1,66%	5,05%	8,67%

Tableau 4.2: Erreurs relatives entre les résultats analytiques et les résultats des simulations à 25kHz, 50kHz et 100kHz

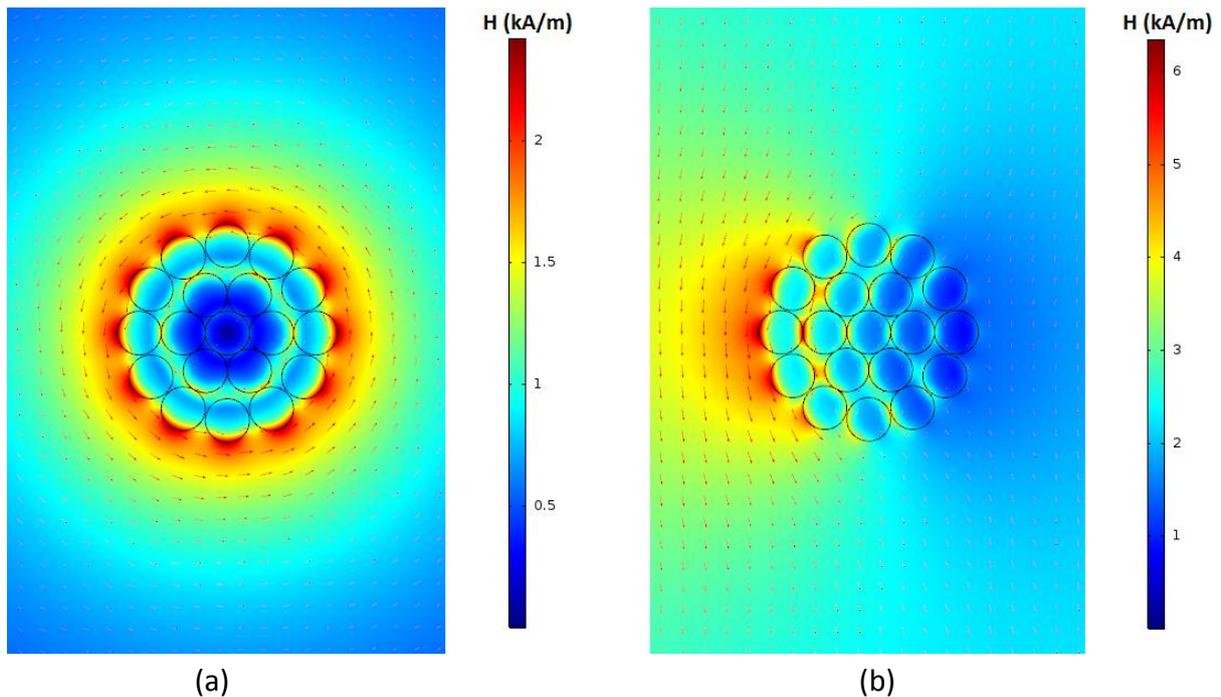


Figure 4.8: Simulation d'un segment de fil de Litz alimenté par un courant I (a) puis soumis au champ extérieur rectiligne (b) @100kHz

4.3. LES PERTES DANS UN BOBINAGE CIRCULAIRE PLANAIRE

4.3.1. DIAMÈTRE DE SPIRES FIXE

Dans le cas d'un bobinage planaire, le champ vu par les spires n'est ni rectiligne ni uniforme. Nous avons donc recherché une méthode pour contourner cette difficulté et continuer d'utiliser le modèle analytique dans cette situation.

Nous avons simulé sous le logiciel MEF quatre bobinages plans circulaires de géométries identiques (en 2D axisymétrique) : Ils possèdent le même nombre de spires (10), leurs rayons intérieurs et extérieurs sont identiques, l'espacement entre les spires est identique et le diamètre des spires est le même dans les quatre cas (4mm). Ils se différencient par la nature du fil utilisé (Figure 4.9) :

- Dans le 1^{er} cas, le bobinage utilise un fil massif.
- Dans le 2^{ème} cas, le bobinage utilise un fil de Litz de 7 brins de 1,34mm de diamètre chacun (7x1,34).
- Dans le 3^{ème} cas, le bobinage utilise un fil de Litz de 19 brins de 0,8mm de diamètre chacun (19x0,8).
- Dans le 4^{ème} cas, le bobinage utilise un fil de Litz de 37 brins de 0,57mm de diamètre chacun (37x0,57).

Les différentes simulations sont réalisées avec un courant de 25A et des fréquences allant de 10kHz à 100kHz.

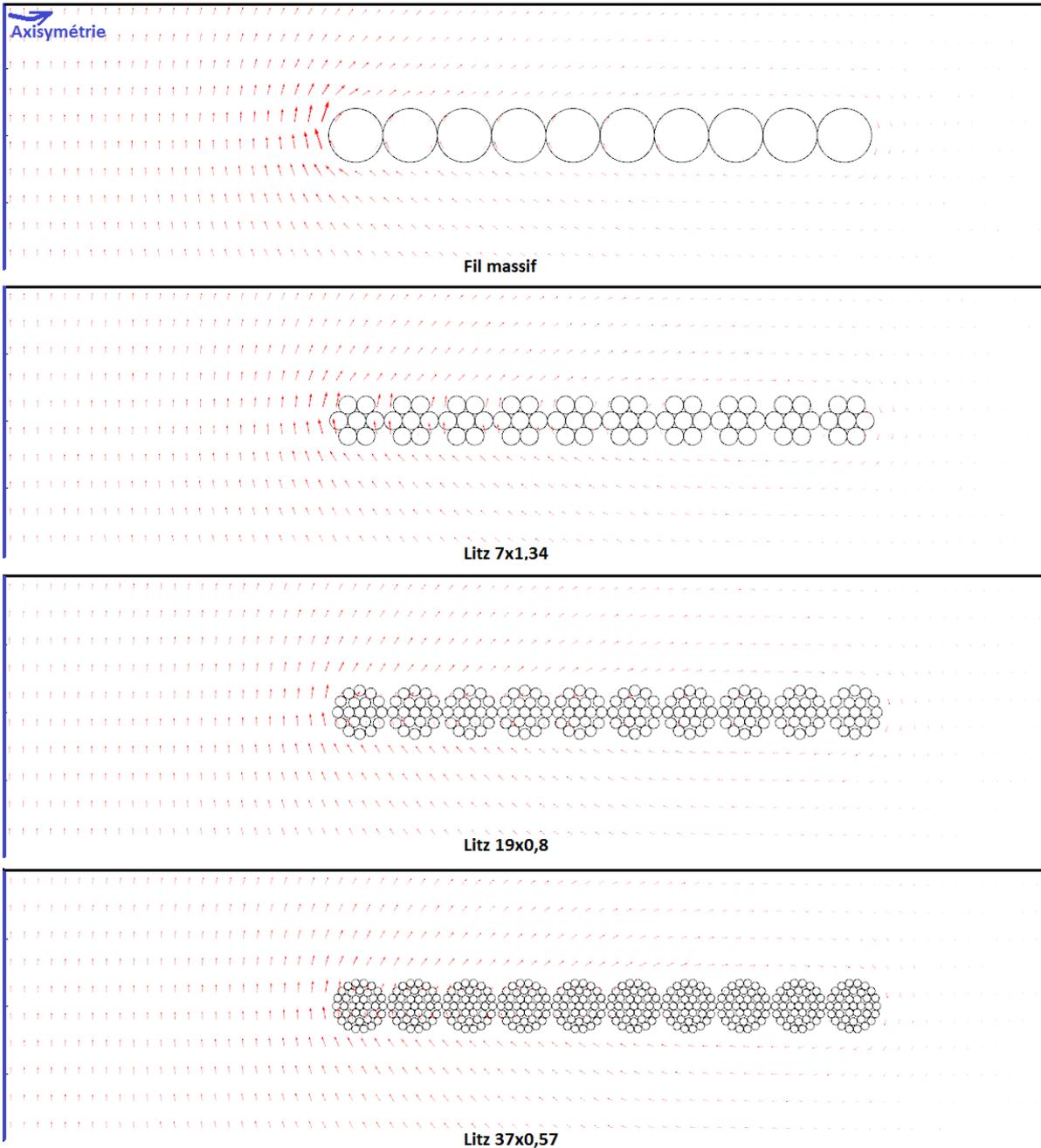


Figure 4.9: Quatre bobinages planaires circulaires dessinés sous le logiciel MEF

Dans chacun des cas, on détermine les pertes linéiques $p_{fil_{MEF}/m}$ calculées par le logiciel MEF. On recherche ensuite l'intensité équivalente du champ $H_{e_{bob}}$ à injecter dans (4.9) ou dans (4.17) pour avoir l'égalité suivante :

$$p_{fil_{analytique}/m}(H_{e_{bob}}) = p_{fil_{MEF}/m} \quad (4.19)$$

Dans un bobinage, les pertes linéiques ne sont pas identiques dans toutes les spires, l'intensité du champ magnétique allant croissant de l'extérieur vers le centre du bobinage (Figure 4.10).

L'équation permettant de calculer $p_{fil_{MEF}/m}$ sur l'ensemble des spires à partir de (4.1) est :

$$p_{fil_{MEF}/m} = \frac{1}{lgr_{bobinage}} \sum_{spire=1}^N \left(\rho_{cu} \cdot \iint |J|^2 \cdot dS \right)_{spire} \cdot lgr_{spire} \quad (4.20)$$

Dans chacun des quatre cas, on calcule $p_{fil_{MEF}/m}$ puis on détermine $H_{e_{bob}}$ sur la plage de fréquence considérée (Tableau 4.3).

	10kHz	50kHz	75kHz	100kHz
Massif (4mm)	3160	4310	4665	4950
do/2.δ	2,8	6,25	7,7	8,9
Litz 7x1,34	2200	2500	2720	2900
do/2.δ	0,95	2,1	2,58	2,98
Litz 19x0,8	2240	2240	2300	2350
do/2.δ	0,56	1,25	1,54	1,78
Litz 37x0,57	2250	2260	2260	2250
do/2.δ	0,4	0,89	1,1	1,27

Tableau 4.3: $H_{e_{bob}}$ (A/m) dans les quatre cas en fonction de la fréquence

On observe dans le **Tableau 4.3** que les valeurs de $H_{e_{bob}}$ sont quasi-indépendantes de la fréquence pour les fils de Litz les plus divisés (19x0,8 et 37x0,57). Par ailleurs, $H_{e_{bob}}$ devient indépendant du diamètre des brins quand $\frac{d_o}{2.\delta}$ est proche de 1, ce qui résulte de la plus grande homogénéité du courant lorsque l'on réduit le diamètre des brins. Pour des diamètres de brins inférieurs à $2.\delta$ la variation du champ magnétique entre le centre du bobinage et son extrémité devient quasi-linéaire et quasi-indépendante du diamètre des brins, ce que mettent en évidence les courbes de la Figure 4.10 (axe des abscisses au centre du bobinage).

En conclusion, pour calculer les pertes dans le bobinage en fonction du nombre de brins et du diamètre des brins (à diamètre de spire fixe) en utilisant l'équation analytique (4.17), il suffit de déterminer $H_{e_{bob}}$ du bobinage une seule fois à l'aide du logiciel MEF. Le diamètre maximum des brins doit être inférieur à $2.\delta$.

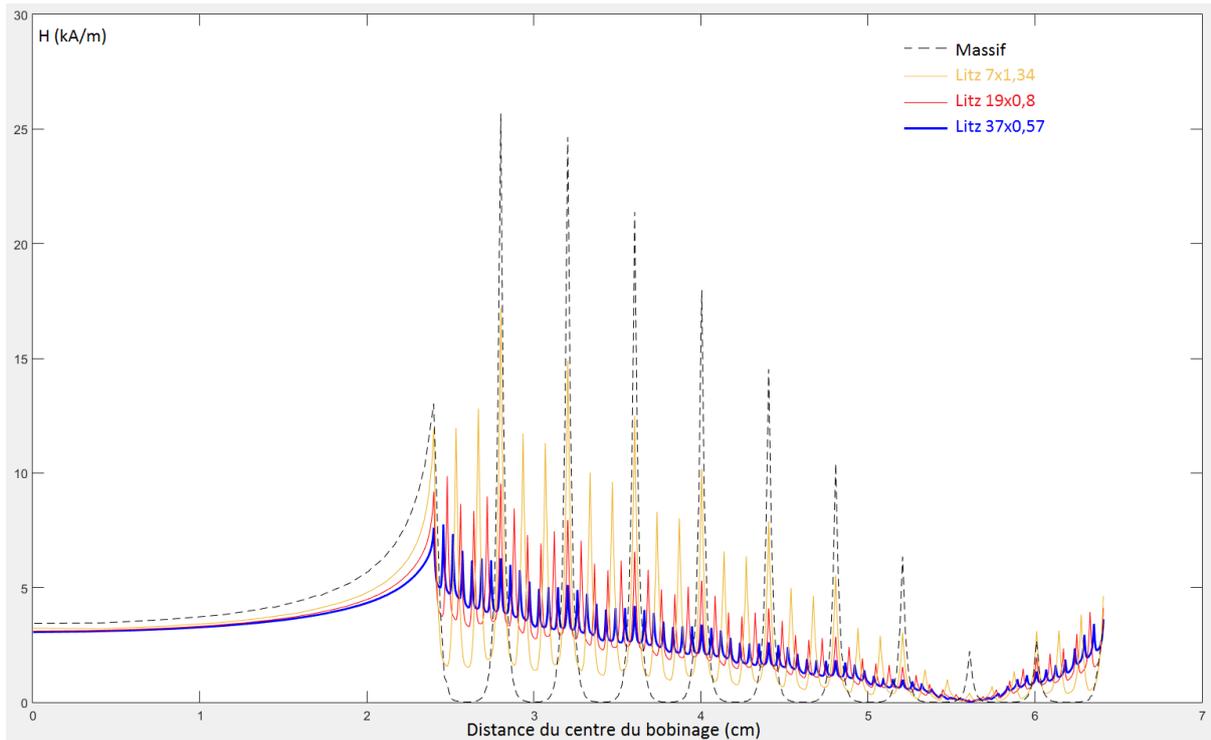


Figure 4.10: Variation du champ d'excitation entre les centres des bobinages et leurs extrémités à 100kHz dans les quatre cas (déterminé grâce au logiciel MEF)

Complément : Variation du diamètre des brins tout en maintenant la section du cuivre et le diamètre du fil fixes:

Le diamètre d'un fil de Litz s'écrit :

$$D_{fil} = K_f \cdot \sqrt{nbr_brin} \cdot d_0 \quad (4.21)$$

$$\Rightarrow D_{fil}^2 = K_f^2 \cdot (nbr_brin \cdot d_0^2) \quad (4.22)$$

À noter que le coefficient de foisonnement K_f est donné par le fabricant du fil.

La section du cuivre d'un fil de Litz s'écrit:

$$S_{cu} = nbr_{brin} \cdot \pi \cdot \left(\frac{d_0}{2}\right)^2 \quad (4.23)$$

$$\Rightarrow S_{cu} = \frac{\pi}{4} \cdot (nbr_{brin} \cdot d_0^2) \quad (4.24)$$

D'après les équations ci-dessus (en supposons que ' K_f ' est une constante), fixer le diamètre ' D_{fil} ' revient à fixer la section ' S_{cu} '. Pour que la section et le diamètre du fil restent fixes, la relation entre le nombre de brins et leur diamètre doit être :

$$nbr_{brin} = \frac{S_{cu}}{\pi \cdot \left(\frac{d_0}{2}\right)^2} \quad (4.25)$$

4.3.2. VARIATION DE $H_{E_{BOB}}$ QUAND LE DIAMÈTRE DES SPIRES VARIE À DIMENSIONS DE BOBINAGE FIXE

Dans les paragraphes précédents nous avons étudié la variation $H_{e_{bob}}$ en fonction du diamètre des brins à diamètre des spires fixé. La distance entre spires pouvant varier, nous allons à présent étudier la variation de $H_{e_{bob}}$ en fonction du diamètre des spires à nombre de spires et dimensions fixés. La Figure 4.11 montre les conducteurs de trois bobinages circulaires planaires qui se différencient par le diamètre des spires et l'espacement entre les spires.

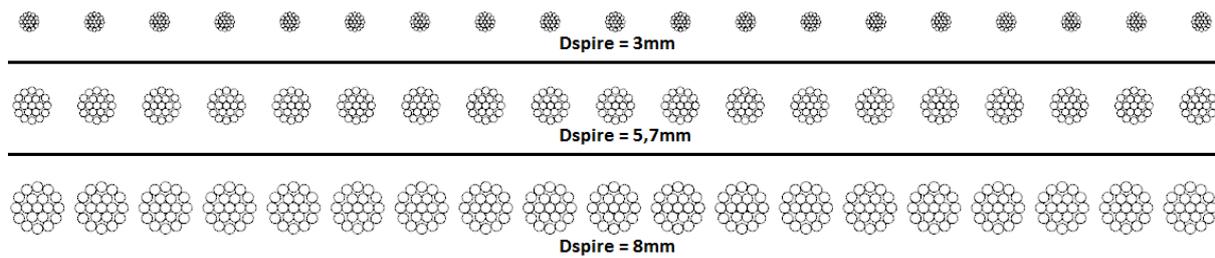


Figure 4.11: Conducteurs de trois bobinages circulaires de dimensions identiques dont les diamètres des spires sont 3mm, 5,7mm et 8mm

Le Tableau 4.4 donne les résultats de la détermination de $H_{e_{bob}}$ en fonction du diamètre des spires, dans cette nouvelle situation. La fréquence des courants est 10kHz.

D_{spire} / esp_{spire}	3mm / 6,75mm	5,7mm / 4mm	8mm / 1,56mm
$H_{e_{bob}}$	4700 A/m	4620 A/m	4600 A/m

Tableau 4.4: Variation de $H_{e_{bob}}$ quand le diamètre des spires varie, à dimensions de bobinage fixes

On observe que $H_{e_{bob}}$ reste sensiblement constant quand on fait varier le diamètre des spires tout en maintenant le nombre de spires et les dimensions du bobinage fixés. Ceci confirme que, dans ces hypothèses, le calcul des pertes dans le bobinage en utilisant l'équation analytique (4.17) ne nécessite qu'une seule détermination initiale de $H_{e_{bob}}$.

Rappelons à cette occasion que, dans le dimensionnement du coupleur, les valeurs des inductances de l'inducteur, de l'induit et du coefficient de couplage restent constantes, à nombre de spires et dimensions fixés.

4.4. CALCUL DU $H_{E_{BOB}}$ D'UN BOBINAGE CARRE

Dans le cas d'une bobine circulaire planaire traité précédemment, la simulation peut être mise en œuvre aisément grâce au modèle 2D axisymétrique.

Les bobines carrées nécessitent a priori des simulations 3D, ce qui est très chronophage si l'on veut représenter les fils multibrins.

Pour éviter ces longues simulations, nous avons mise en œuvre une méthode mixte. Nous utilisons une géométrie homogénéisé 3D (bobinages représentés par une nappe de courant, Figure 4.12), qui permet de déterminer avec précision les inductances des bobines ainsi que la mutuelle entre les bobines, donc de réaliser la première étape du design.

En ce qui concerne les pertes Joule dans les fils multibrins, nous avons évalué différentes configurations de simulations pour simplifier la démarche. La première est une simulation 2D portant sur une coupe transversale de l'inducteur et de l'induit carrés, la seconde est une simulation 2D axisymétrique de bobinages circulaires de mêmes dimensions intérieures et extérieures que l'inducteur et l'induit carrés, la troisième est la simulation 3D.

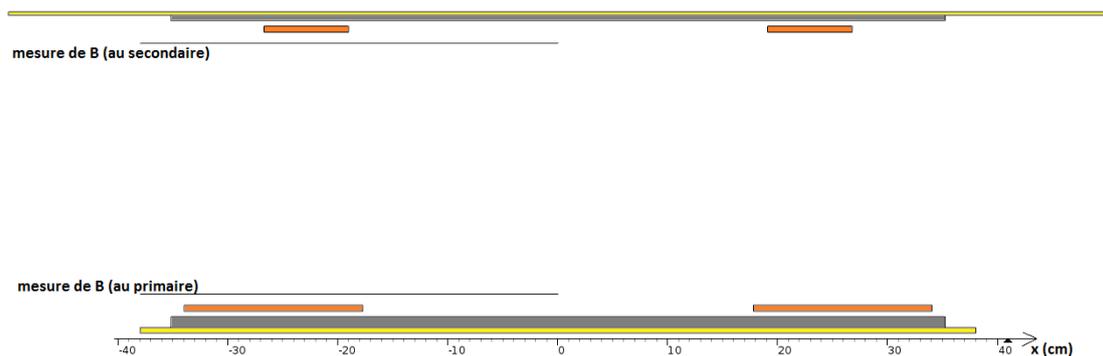


Figure 4.12: Coupe transversale de l'inducteur et de l'induit (bobinages homogénéisé)

Une fois ces simulations réalisées, nous avons tracé (dans la Figure 4.13) les variations des champs magnétiques 3D, 2D et 2D axisymétrique (sur les segments indiqués Figure 4.12) depuis le centre des bobinages vers leur extrémité.

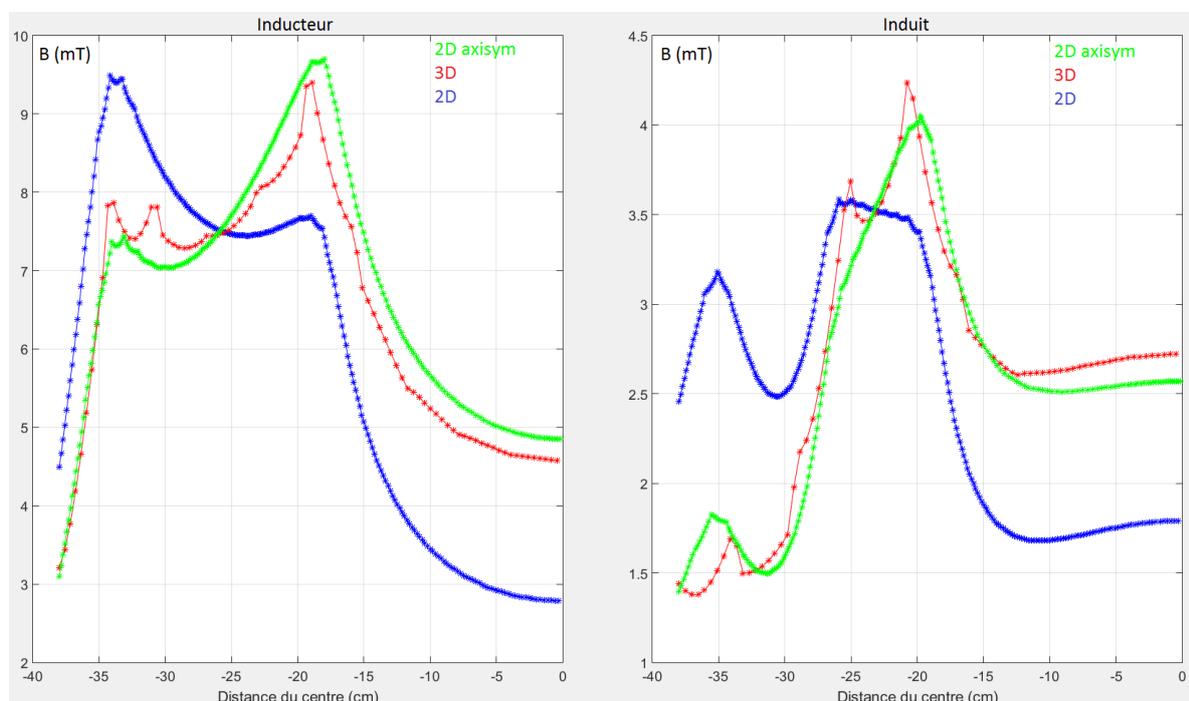


Figure 4.13: Variation du champ magnétique en allant du centre du bobinage vers l'extrémité – en 3D, 2D et 2D axisymétrique

On remarque que la variation du champ en 2D est très différente de la variation du champ en 3D. En revanche, la variation du champ en 2D axisymétrique est très proche de la variation du champ en 3D.

En conclusion, afin de déterminer le $H_{e_{bob_p}}$ et le $H_{e_{bob_s}}$ d'un inducteur et d'un l'induit de géométrie carrée, nous utiliserons une simulation 2D axisymétrique à dimensions conservées.

4.5. MONTAGE EXPÉRIMENTAL DE VALIDATION

À ce stade d'avancement, nous avons souhaité faire une vérification expérimentale à échelle réduite des résultats obtenus par calculs et simulations. Pour cela, nous avons utilisé un bobinage circulaire à échelle réduite placé dans un support plastique à gorges, ce qui permet d'obtenir des caractéristiques dimensionnelles fiables (Figure 4.14). Le fil de Litz est composé de 45 brins de 0,2mm chacun.

4.5.1. MESURE DES PERTES DANS UN BOBINAGE À ÉCHELLE RÉDUITE

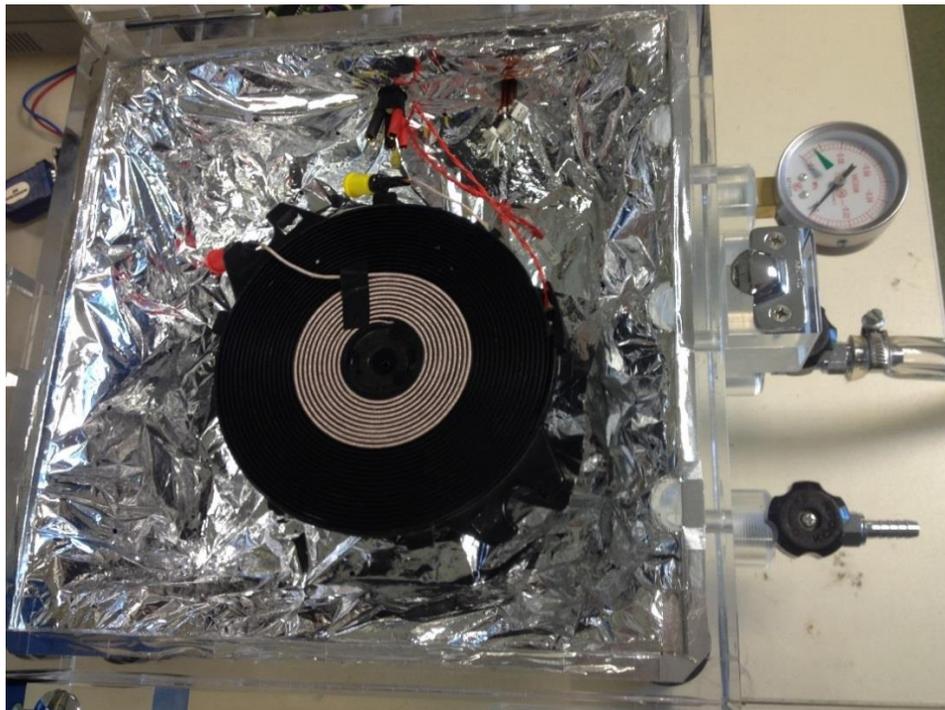


Figure 4.14: Bobinage à base de fil de Litz placé dans une enceinte quasi-adiabatique

La solution que nous avons retenue pour déterminer les pertes avec une précision satisfaisante est une méthode calorimétrique (méthode isopéribolique) décrite dans [20].

Le bobinage est placé dans une enceinte quasi-adiabatique. Une pompe à vide est utilisée pour faire le vide d'air une fois l'enceinte fermée. Cela permet de minimiser le transfert de chaleur par convection.

Le bobinage est posé (dans l'enceinte) sur des supports de petite section et de faible conductivité thermique, pour minimiser le transfert de chaleur par conduction via ces supports.

Enfin, la paroi intérieure est recouverte par des feuilles de Mylar (de très faible émissivité) qui constituent un écran radiatif. Cela permet de minimiser la composante liée au rayonnement dans l'équation de transfert de chaleur.

En conclusion, l'enceinte quasi-adiabatique minimise le transfert de chaleur entre le bobinage et la paroi intérieure.

Le principe de la méthode calorimétrique est le suivant : On utilise comme référence des mesures faites en courant continu (I_{DC_p}), régime qui permet d'évaluer la puissance injectée dans le bobinage avec précision et donc d'obtenir des courbes d'élévation de température dans l'enceinte à puissance connue. On effectue ensuite des relevés de températures pour des injections de courant alternatif I_{AC_p} à la fréquence désirée et on les compare aux précédents, qui sont eux paramétrés en puissance.

Le placement de la sonde de mesure (PT 1000) dans l'enceinte doit être fait en respectant quelques règles qui sont explicitées dans L'annexe E- .

Pour réaliser l'injection du courant AC, on utilise le montage de la Figure 4.15, similaire à celui qui sera utilisé pour alimenter le coupleur (résonance). Le courant est donc quasi-sinusoïdal. Le rhéostat a pour fonction d'amortir légèrement le circuit pour faciliter le contrôle du courant dans le bobinage, opéré en agissant sur V_{dc} .

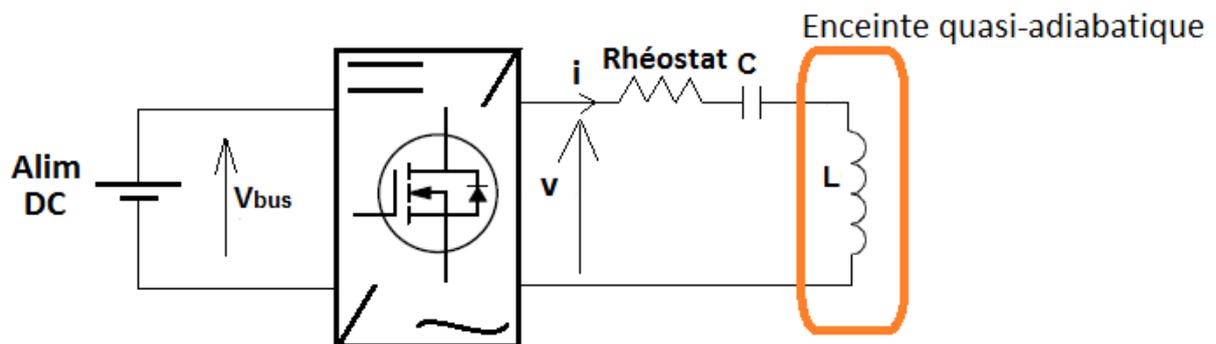


Figure 4.15: Montage d'alimentation du bobinage dans l'enceinte

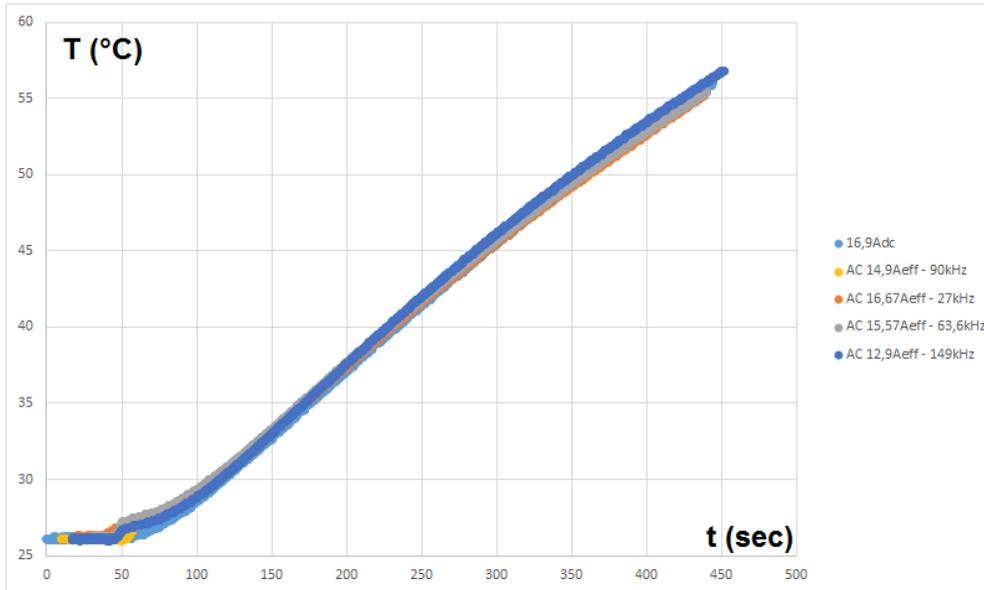


Figure 4.16: Température (mesurée) du bobinage en fonction du temps à différentes fréquences

La **Figure 4.16** montre l'évolution de la température dans cinq cas conduisant sensiblement aux mêmes pertes, correspondant à une référence en courant continu et quatre couples courant AC/fréquence différents. Dans chacun de ces cas le rapport (R_{ac}/R_{dc}) a été déterminé et les résultats sont présentés dans le Tableau 4.5.

F (kHz)	$\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{analytique/simulation}$	$\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$ Expérimental	Erreur relative
27	1,022	1,027	-0,49%
63,6	1,1	1,18	-6,78%
90	1,21	1,286	-5,91%
149	1,57	1,72	-8,72%

Tableau 4.5: Rapports R_{ac}/R_{dc} expérimentaux et analytiques/simulations à différentes fréquences

Dans le Tableau 4.5, le calcul du rapport $\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{analytique/simulation}$ a été déterminé en utilisant l'équation (4.17). La valeur de $H_{e_{bob}}$ à injecter dans l'équation (4.17) a été déterminé grâce au logiciel MEF. On remarque que les erreurs entre les rapports calculés et les rapports mesurés sont inférieurs à 10% sur une plage de fréquence allant de 27kHz à 149kHz. Avec le fil de Litz étudié, de taille réduite, il y a donc une bonne concordance entre analyse et expérience, en particulier dans la gamme de fréquence qui nous intéresse.

4.6. MESURE DES PERTES DANS LE DÉMONSTRATEUR

Nous avons placé ces mesures dans ce chapitre pour garder la cohérence sur l'aspect "pertes Joule" mais elles n'ont pu être effectuées que plus tard dans le déroulement de la thèse, une fois le démonstrateur finale réalisé.

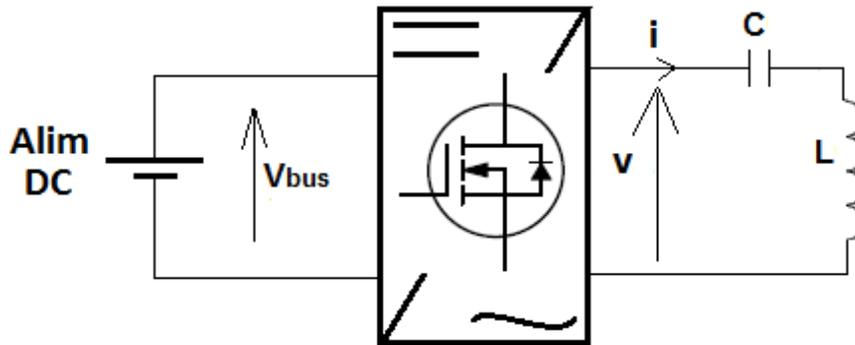


Figure 4.17: Montage pour mesurer les pertes dans l'inducteur et l'induit du démonstrateur

Comme dans le cas précédent, on utilise un onduleur (ici celui qui est destiné à l'alimentation de l'inducteur dans le système complet) pour alimenter l'un ou l'autre des bobinages (Figure 4.17). Ces derniers sont associés à un condensateur de résonance placé en série. L'onduleur est commandé en pleine onde. Les pertes dans l'inducteur/induit correspondent à la puissance mesurée à l'entrée de l'onduleur à laquelle il faut retrancher les pertes dans l'onduleur et dans les condensateurs de résonance. Les pertes dans l'onduleur sont déterminées en utilisant la méthode décrite dans l'annexe F-. Les pertes dans les condensateurs sont calculées en utilisant l'ESR donnée dans la datasheet.

4.6.1. LES PERTES DANS L'INDUCTEUR

Dans un premier temps on alimente l'inducteur puis on mesure les pertes dans ce dernier (la ligne « inducteur complet » du Tableau 4.6). Les pertes mesurées correspondent donc aux pertes dans le bobinage, dans la ferrite et dans le dissipateur. Dans un deuxième temps, afin de séparer les pertes mesurées dans le bobinage des pertes dans la ferrite et dans le dissipateur, on enlève la ferrite et le dissipateur puis on alimente le bobinage seul (la ligne « bobinage seul » du Tableau 4.6).

Les bobinages primaire et secondaire ont été réalisés en utilisant un fil de Litz de 3360 brins de 0,071mm de diamètre.

	Pertes mesurées (W)	$\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{\text{expérimental}}$	$\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{\text{analytique/simulation}}$	Erreur relative %
Inducteur complet	930	-	-	-
Bobinage seul	730	8,2	1,3	530
Ferrites + dissipateur alu	200	-	-	-

Tableau 4.6: Pertes mesurées et pertes calculées dans l'inducteur du démonstrateur @44Aeff / 85kHz

On remarque dans le Tableau 4.6 que l'erreur entre $\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{\text{analytique/simulation}}$ et $\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{\text{expérimental}}$ du bobinage primaire est de 530%. Cette différence considérable peut s'expliquer par le fait que le toronage du fil utilisé est très loin du toronage idéal (voir l'explication dans la partie 4.2.3). Les impédances des brins ne sont pas identiques et la répartition du courant entre les brins

n'est pas homogène. Ce qui est contraire à l'hypothèse utilisée pour écrire les équations analytiques.

La différence entre les pertes mesurées dans l'inducteur (complet) et les pertes mesurées dans le bobinage (seul) est de 200W. Cela correspond environ aux pertes déterminées (230W) avec le logiciel MEF dans la ferrite et dans le dissipateur.

4.6.2. LES PERTES DANS L'INDUIT

	Pertes mesurées (W)	$\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{\text{experimental}}$	$\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{\text{analytique/simulation}}$	Erreur relative %
Induit complet	225	-	-	-
Bobinage seul	160	4,9	1,2	308
(Induit complet - Bobinage seul)	65	-	-	-

Tableau 4.7: Pertes mesurées et pertes calculées dans l'induit du démonstrateur @44Aeff / 85kHz

Les observations et les conclusions concernant l'inducteur sont également valables pour l'induit comme le montre le Tableau 4.7.

4.7. MESURE DE PERTES DANS TROIS SEGMENTS DE FIL DE SECTIONS IDENTIQUES MAIS DE DIAMÈTRES DE BRINS DIFFÉRENTS

Les résultats précédents font apparaître une difficulté majeure sur la prédétermination des pertes Joule, qui peut constituer un point de blocage dans la procédure de dimensionnement proposée dans le chapitre 5. Malheureusement, ces observations n'ont pu être faites que tardivement dans le déroulement de la thèse puisqu'il fallait disposer du démonstrateur complet. Parallèlement, les mesures satisfaisantes obtenues sur le bobinage à échelle réduite nous avait conduit à penser que l'estimation théorique des pertes Joule était correcte.

A ce stade d'avancement, il n'était plus possible de revenir sur le sujet de façon approfondie, ce qui, de toute façon, aurait nécessité probablement d'y consacrer une thèse supplémentaire. Néanmoins, étant convaincus que la structure du fil était la seule cause possible de tels écarts, nous avons fait fabriquer spécialement deux autres échantillons de fils, différents en terme de division mais présentant sensiblement la même section de cuivre utile. L'objectif était d'évaluer qualitativement l'influence de la complexité du fil sur ses performances en fréquence. Le souhait d'analyser le comportement de fils moins divisés a orienté le choix des deux échantillons supplémentaires, mais en ciblant, en accord avec le fabricant, des combinaisons reconnues comme favorisant une bonne répartition des brins dans les torons. Ces deux échantillons ont les caractéristiques suivantes :

- 216 brins de 0,28 mm (Litz de type 2 composé de 6 torons du 2^{ème} degré et de 6 torons du 1^{er} degré dont chacun est composé de 6 brins), section utile de 13 mm².
- 729 brins de 0,15 mm (Litz de type 2 composé de 9 torons du 2^{ème} degré et de 9 torons du 1^{er} degré dont chacun est composé de 9 brins), section utile de 13 mm².

Nous avons alors mesuré les pertes dans trois segments de fil de même longueur (20m), placés dans une configuration de conducteur isolé, c'est-à-dire en réalisant un U de 10 m de long, l'aller et le retour étant suffisamment éloignés pour éviter l'effet de proximité. Les résultats obtenus sont résumés dans le **Tableau 4.8**.

	Litz 216 x 0,28	Litz 729 x 0,15	Litz 3360 x 0,071
$\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{analytique/simulation}$	2,6	1,4	1,1
$\left(\frac{R_{ac}}{R_{dc}}\right)_{experimental}$	3,5	2,9	4,4
Erreur relative (%)	35,3	115,9	307,1

Tableau 4.8: Mesure des pertes dans trois segments de Litz de sections identiques mais de diamètres de brins différents @75kHz

On observe que plus le nombre de brins est important et plus l'écart relatif est important entre le $\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$ mesuré et celui estimé analytiquement. L'hypothèse qui peut être formulée est que, plus le torsadage met en jeu un nombre élevé de brins, plus il est difficile d'obtenir une distribution des brins correcte dans la section. De fait, le fil le moins "évolué" est celui sur lequel l'erreur est la plus faible, tendance confirmée par les essais réalisés sur un fil encore plus simple (45 brins) dans le paragraphe 4.5. Le tableau montre également que le fil donnant les meilleurs résultats est intermédiaire (729 x 0,15). La répartition des brins y est probablement moins bonne que dans l'échantillon (216 x 0,28) mais le plus faible diamètre des brins permet de compenser cet effet et d'obtenir une résistance plus faible.

Idéalement, il faudrait pouvoir disposer de plus d'échantillons pour identifier un véritable optimum, ce qui correspond à un travail considérable. D'autre part, les quelques hypothèses qualitatives formulées plus haut nécessiterait une validation théorique et/ou expérimentale, ce qui semble également très délicat.

Les résultats des mesures ci-dessus, mesures réalisées à la fin de la thèse, montrent que l'usage du fil intermédiaire aurait conduit à une réduction des pertes Joule d'environ 35%, ce qui est très significatif.

4.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons mis en place un modèle basé sur des équations analytiques et sur des simulations électromagnétiques pour calculer les pertes dans un fil de Litz. Ce modèle suppose que le courant est réparti équitablement entre les brins du fil de Litz. Cette hypothèse est approchée quand le fil est torsadé idéalement, c'est-à-dire quand, sur le pas de toronage, un brin donné passe sur toutes les positions sur la section du fil. En réalisant des mesures de pertes dans un fil de Litz de 45 brins, nous avons observé que l'erreur entre les pertes estimées et les pertes mesurées était inférieure à 10%. En revanche, nous avons observé que, pour des fils plus complexes, cette erreur pouvait prendre des valeurs très élevées, d'autant plus grandes que le nombre de brins est élevé.

En conclusion, il s'avère que le modèle analytique proposé ne peut être utilisé en l'état. Le problème soulevé ne remet pas en cause l'outil de conception décrit dans le chapitre 5 mais il impose de mettre en place des facteurs de correction sur cette partie "perte Joule", ce qui correspond à une tâche de grande ampleur qui peut, d'ores et déjà, être placée dans les perspectives de ce travail.

Dans le prochain chapitre, nous allons donc présenter l'outil d'aide à la conception réalisé. À partir du cahier des charges, un algorithme d'optimisation va permettre l'aide à la conception de l'ensemble inducteur/induit du système.

5. CONCEPTION DE L'INDUCTEUR ET DE L'INDUIT

5.1. INTRODUCTION

L'inducteur et l'induit contiennent chacun, en plus des bobinages, un circuit magnétique en ferrite et une plaque d'aluminium (Figure 5.9 et Figure 5.10).

Plaques d'aluminium :

Le rôle de ces plaques d'aluminium est primordial puisqu'elles permettent de réduire l'intensité du champ magnétique à l'intérieur et autour du véhicule et donc de répondre aux exigences de prévention des risques pour la santé associés à l'exposition au rayonnement magnétique.

La limitation de la pénétration du champ dans ces plaques s'accompagne d'une circulation de courants de Foucault qui génère des pertes.

Circuits magnétiques ferrite :

L'introduction des plaques d'aluminium précédentes induit une diminution de la valeur des inductances de l'inducteur et de l'induit mais surtout du coefficient de couplage. Le rôle des plaques de ferrite placées entre le bobinage et l'aluminium, au primaire comme au secondaire, est de canaliser une partie du champ magnétique créé par les bobinages, ce qui permet d'améliorer considérablement le coefficient de couplage et d'augmenter les valeurs des inductances de l'inducteur et de l'induit (en réduisant la longueur du chemin parcouru par le flux magnétique).

Un modèle mêlant calcul analytique et simulations a été mis en place pour calculer les inductances des bobinages planaires circulaires et rectangulaires ainsi que la mutuelle entre les bobinages. Les paramètres d'entrée de ce modèle sont les dimensions des bobinages (diamètres intérieurs et extérieurs), le nombre de spires, l'espacement entre les spires, les dimensions des circuits magnétiques et des plaques d'aluminium ainsi que la distance verticale et le désalignement entre les bobinages.

Le modèle analytique permet de calculer les inductances des bobinages et le couplage sans ferrite et sans aluminium pour obtenir rapidement une première estimation des caractéristiques du coupleur à performances données. On peut ensuite procéder à des simulations par éléments finis pour calculer les paramètres en présence de la ferrite et de l'aluminium.

5.2. LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE

La fréquence de résonance du démonstrateur a été choisie dans le cahier des charges.

Il faut rappeler que la valeur de la fréquence de résonance a un impact sur :

- Les dimensions de l'inducteur et de l'induit ainsi que sur le nombre de spires.

- Le rayonnement autour de l'inducteur et de l'induit.
- Les pertes dans l'inducteur et l'induit.

5.2.1. EFFET DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE SUR LES DIMENSIONS

Quand l'inducteur et l'induit sont alignés et quand la distance verticale entre eux est minimale (distance minimale Z_{min} donnée par le cahier des charges), l'inductance mutuelle doit être :

$$M_{cible} = \frac{V_{1max}}{\omega_0 \cdot I_{2max}} \quad (5.1)$$

$$\omega_0 \cdot M_{cible} = \frac{V_{busmax}}{I_{battmax}} \cdot \left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right)^2 \quad (5.2)$$

V_{busmax} , $I_{battmax}$ étant imposés par le cahier des charges, le produit ($\omega_0 \cdot M_{cible}$) est fixé. Plus la pulsation de résonance choisie est élevée plus l'inductance mutuelle entre l'inducteur et l'induit est faible et par voie de conséquence, plus les inductances de l'inducteur et de l'induit sont faibles (3.11). L'augmentation de la pulsation de résonance permet de réduire les dimensions du coupleur et/ou de réduire le nombre de spires.

5.2.2. EFFET DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE SUR LE RAYONNEMENT

L'amplitude du champ magnétique autour de l'inducteur et de l'induit dépend essentiellement du nombre de spires et de la valeur des courants primaire et secondaire. Ces derniers sont indépendants de la pulsation de résonance si le produit ($\omega_0 \cdot M_{cible}$) est fixé.

La mutuelle étant proportionnelle au produit ($N_p \cdot N_s$) des nombres de spires et inversement proportionnelle à la fréquence de résonance, augmenter cette dernière conduit à diminuer ce produit, si l'on suppose les dimensions du coupleur invariantes. L'augmentation de la fréquence de résonance va donc a priori dans le sens de la réduction de l'amplitude du champ à proximité du coupleur.

5.2.3. EFFET DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE SUR LES PERTES

Le rendement maximum du coupleur associé à la topologie SS et pour la pulsation de résonance s'écrit [21] :

$$\eta_{opt} = \frac{U^2}{(1 + \sqrt{1 + U^2})^2} \quad (5.3)$$

Avec :

$$U = \frac{\omega_0 \cdot M}{\sqrt{r_p \cdot r_s}} \quad (5.4)$$

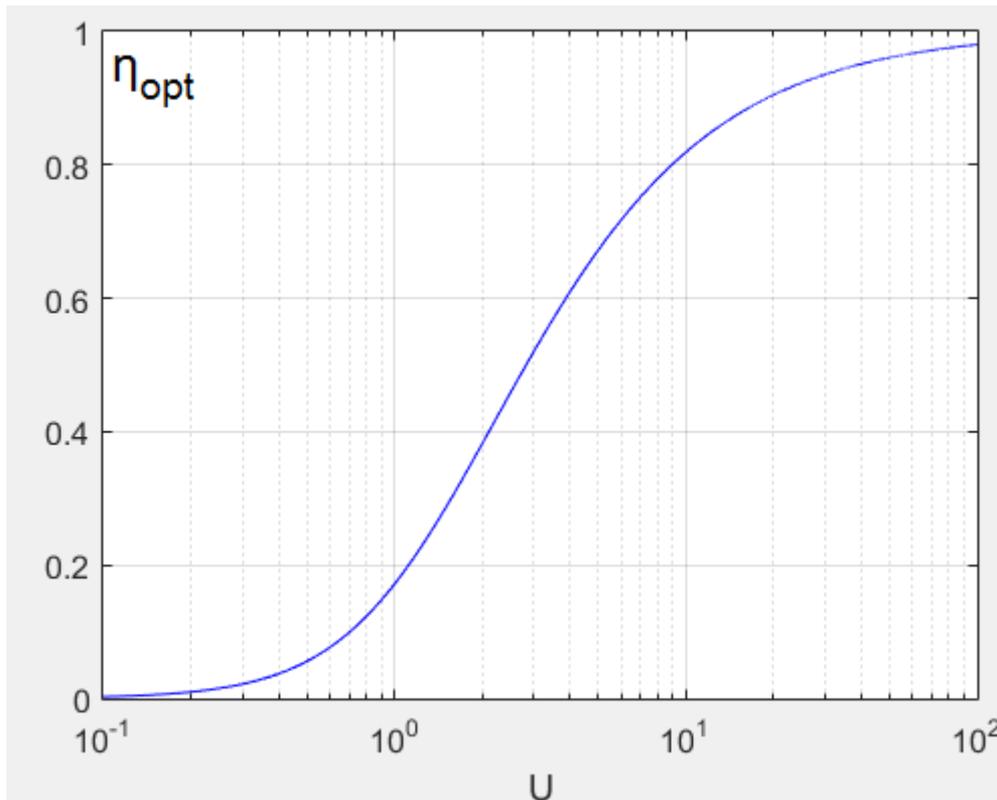


Figure 5.1: Rendement maximum de la topologie SS en fonction de la pulsation de résonance et de la mutuelle

La **Figure 5.1** montre l'évolution du rendement maximal qui est proportionnel à $(\omega_0 \cdot M_{cible})$ et inversement proportionnel aux résistances des bobinages primaire et secondaire (5.4). Or $(\omega_0 \cdot M_{cible})$ est une constante (5.2).

Or on a vu dans 5.2.1 que M_{cible} varie en $(1/\omega_0)$ et que par conséquent le nombre de spires à $f_0 = 100kHz$ est inférieur de 70% au nombre de spires à $f_0 = 10kHz$. Ce qui signifie que les longueurs des bobinages sont elles aussi inférieures de 70% à 100kHz.

Or le rapport (R_{ac}/R_{dc}) du bobinage est à la fois proportionnel à la fréquence (qui augmente) et au nombre de spires (qui baisse). Il est donc difficile de savoir comment évolue (R_{ac}/R_{dc}) . En supposant que le fil utilisé pour faire les bobinages à 100kHz permet d'avoir un rapport (R_{ac}/R_{dc}) proche de celui qu'on avait à 10kHz, on peut dire que r_p et r_s baissent d'environ 70% à 100kHz (puisque les longueurs de bobinages baissent de 70%).

5.3. MODÈLES ANALYTIQUES POUR LA CONCEPTION

Si des coupleurs élaborés peuvent être constitués de plusieurs bobinages au primaire et/ou secondaire, les formes de bases restent logiquement le bobinage plan circulaire ou le bobinage plan rectangulaire. Les modèles présentés dans ce chapitre permettent donc de traiter ces deux configurations.

5.3.1. BOBINAGES RECTANGULAIRES

Dans ce cas, la configuration étudiée correspond à la disposition de la Figure 5.2.

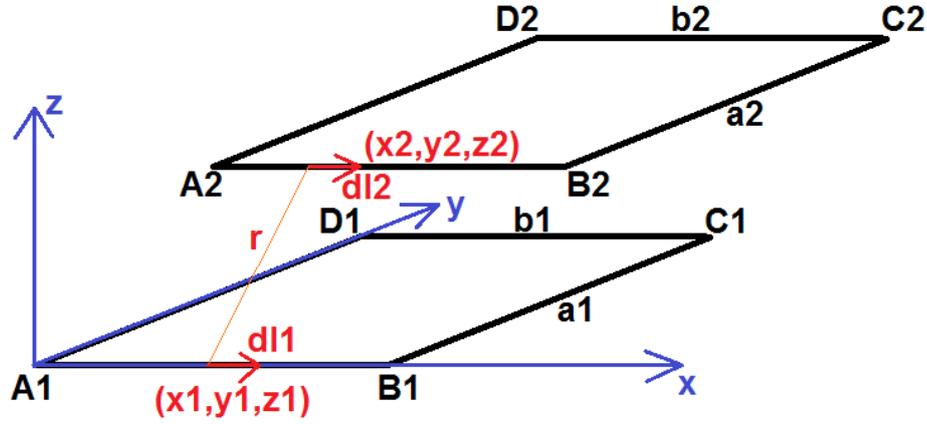


Figure 5.2: Bobinages rectangulaires

5.3.1.1. CALCUL ANALYTIQUE DE LA MUTUELLE SANS FERRITE NI ALUMINIUM

On applique la formule de Neumann pour le calcul de la mutuelle entre une spire primaire et une spire secondaire (Figure 5.2) :

$$M = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \iint \frac{1}{r} \cdot \overrightarrow{dl_1} \cdot \overrightarrow{dl_2} \quad (5.5)$$

Soit donc :

$$M = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \iint \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 \cdot \cos(\theta) \quad (5.6)$$

' θ ' étant l'angle entre dl_1 et dl_2 .

Le développement de (5.6) dans le cas de la Figure 5.2 donne :

$$\begin{aligned}
 M = \frac{\mu_0}{4\pi} & \left[\iint_{AB_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{AB_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{AB_1BC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 \right. \\
 & - \iint_{AB_1AD_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{DC_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{DC_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 \\
 & - \iint_{DC_1BC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{DC_1AD_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{BC_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 \\
 & - \iint_{BC_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{BC_1BC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{BC_1AD_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 \\
 & - \iint_{AD_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{AD_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{AD_1BC_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 \\
 & \left. + \iint_{AD_1AD_2} \frac{1}{r} \cdot \cos(\vartheta) \cdot dl_1 \cdot dl_2 \right] \quad (5.7)
 \end{aligned}$$

Or $\cos(\theta)$ est unitaire quand les contours primaires et secondaires sont parallèles et est nul quand ils sont perpendiculaires. (5.7) devient :

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[\iint_{AB_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{AB_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{DC_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{DC_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 \right. \\ \left. + \iint_{BC_1BC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{BC_1AD_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 - \iint_{AD_1BC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 + \iint_{AD_1AD_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 \right] \quad (5.8)$$

La distance r entre les contours des spires s'exprime :

$$r = \sqrt{(z_2 - z_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (x_2 - x_1)^2} \quad (5.9)$$

Les spires primaire et secondaire sont supposées parallèles. La distance verticale entre les spires s'écrit donc :

$$Z = z_2 - z_1 \quad (5.10)$$

On définit les valeurs X et Y , représentatives des désalignements en x et y entre les spires primaire et secondaire.

Avec ces paramètres, l'expression (5.8) devient :

$$\iint_{AB_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{x_1, x_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + (Y)^2 + (x_2 - x_1)^2}} \cdot dx_1 \cdot dx_2 \quad (5.11)$$

Avec $x_1: 0 \rightarrow b_1$ et $x_2: X \rightarrow b_2 + X$

$$\iint_{AB_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{x_1, x_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + (Y + a_2)^2 + (x_2 - x_1)^2}} \cdot dx_1 \cdot dx_2$$

Avec $x_1: 0 \rightarrow b_1$ et $x_2: X \rightarrow b_2 + X$

$$\iint_{DC_1DC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{x_1, x_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + ((Y + a_2) - a_1)^2 + (x_2 - x_1)^2}} \cdot dx_1 \cdot dx_2$$

Avec $x_1: 0 \rightarrow b_1$ et $x_2: X \rightarrow b_2 + X$

$$\iint_{DC_1AB_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{x_1, x_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + (Y - a_1)^2 + (x_2 - x_1)^2}} \cdot dx_1 \cdot dx_2$$

Avec $x_1: 0 \rightarrow b_1$ et $x_2: X \rightarrow b_2 + X$

$$\iint_{BC_1 BC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{y_1, y_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + (y_2 - y_1)^2 + ((X + b_2) - b_1)^2}} \cdot dy_1 \cdot dy_2$$

Avec $y_1: 0 \rightarrow a1$ et $y_2: Y \rightarrow a2 + Y$

$$\iint_{BC_1 AD_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{y_1, y_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + (y_2 - y_1)^2 + (X - b_1)^2}} \cdot dy_1 \cdot dy_2$$

Avec $y_1: 0 \rightarrow a1$ et $y_2: Y \rightarrow a2 + Y$

$$\iint_{AD_1 AD_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{y_1, y_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + (y_2 - y_1)^2 + (X)^2}} \cdot dy_1 \cdot dy_2$$

Avec $y_1: 0 \rightarrow a1$ et $y_2: Y \rightarrow a2 + Y$

$$\iint_{AD_1 BC_2} \frac{1}{r} \cdot dl_1 \cdot dl_2 = \iint_{y_1, y_2} \frac{1}{\sqrt{Z^2 + (y_2 - y_1)^2 + (b_2 + X)^2}} \cdot dy_1 \cdot dy_2$$

Avec $y_1: 0 \rightarrow a1$ et $y_2: Y \rightarrow a2 + Y$

Lorsque les bobinages sont composés de plusieurs spires, l'équation de calcul de la mutuelle devient:

$$M = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \sum_{i=1}^{i=N_p} \sum_{j=1}^{j=N_s} \left(\iint \frac{1}{r_{ij}} \cdot \overrightarrow{dl_{1ij}} \cdot \overrightarrow{dl_{2ij}} \right) \quad (5.12)$$

N_p et N_s étant le nombre de spires au primaire et au secondaire.

L'ensemble de ces équations est implanté dans une routine Matlab. Les données d'entrée sont les dimensions intérieures des bobinages, les caractéristiques des spires (nombre, diamètre, espacement), la distance verticale Z entre bobinages et le désalignement en X et en Y.

La donnée de sortie de la routine est l'inductance mutuelle.

5.3.1.2. CALCUL ANALYTIQUE DES INDUCTANCES SANS FERRITE NI ALUMINIUM

Calculer l'inductance d'un bobinage revient à calculer la mutuelle entre deux bobinages de géométries identiques qui coïncident l'un avec l'autre en utilisant l'équation (5.5). $\cos(\theta)$ est unitaire quand les contours primaires et secondaires sont parallèles et nul quand ils sont perpendiculaires.

L'inductance d'une spire du bobinage s'écrit donc :

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[\iint_{AB\ AB} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl - \iint_{AB\ DC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl + \iint_{BC\ BC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl - \iint_{BC\ AD} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl \right. \\ \left. + \iint_{DC\ DC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl - \iint_{DC\ AB} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl + \iint_{AD\ AD} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl - \iint_{AD\ BC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl \right] \quad (5.13)$$

Les termes de (5.13) sont égaux deux à deux, ce que l'on exprime avec les paramètres suivants :

$$M_{bb} = \iint_{AB\ DC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl = \iint_{DC\ AB} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl \quad (5.14)$$

$$M_{aa} = \iint_{BC\ AD} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl = \iint_{AD\ BC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl$$

$$L_b = \iint_{AB\ AB} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl = \iint_{DC\ DC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl$$

$$L_a = \iint_{BC\ BC} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl = \iint_{AD\ AD} \frac{1}{r} \cdot dl \cdot dl$$

L'inductance d'une spire s'exprime finalement :

$$L = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot [2 \cdot L_a + 2 \cdot L_b - 2 \cdot M_{aa} - 2 \cdot M_{bb}] \quad (5.15)$$

La généralisation au calcul de l'inductance d'un bobinage de N spires s'écrit :

$$L = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \left(2 \cdot \sum_{i=1}^{i=N} L_{a_i} + 2 \cdot \sum_{i=1}^{i=N} L_{b_i} - 2 \cdot \sum_{i=1}^{i=N} M_{a a_i} - 2 \cdot \sum_{i=1}^{i=N} M_{b b_i} \right) \quad (5.16)$$

Avec [22] :

$$M_{bb} = 2 \cdot \left[b \cdot \ln \left(\frac{b + \sqrt{a^2 + b^2}}{a} \right) - \sqrt{a^2 + b^2} + a \right] \quad (5.17)$$

$$M_{aa} = 2 \cdot \left[a \cdot \ln \left(\frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b} \right) - \sqrt{a^2 + b^2} + b \right] \quad (5.18)$$

$$L_b = 2 \cdot \left[b \cdot \ln \left(\frac{b + \sqrt{GMD^2 + b^2}}{GMD} \right) - \sqrt{GMD^2 + b^2} + GMD \right] \quad (5.19)$$

$$L_a = 2. \left[a. \ln \left(\frac{a + \sqrt{a^2 + GMD^2}}{GMD} \right) - \sqrt{a^2 + GMD^2} + GMD \right] \quad (5.20)$$

GMD étant la distance moyenne géométrique qui dépend de la largeur des conducteurs (Figure 5.9) et définit comme suit :

$$GMD = 0,223. largeur_{conducteurs} \quad (5.21)$$

La définition de cette distance moyenne géométrique et son utilisation dans le cas présent ne peuvent pas être résumées simplement. Les développements correspondant sont donnés dans [23].

Pour calculer l'inductance du bobinage il suffit d'injecter (5.17), (5.18), (5.19), (5.20) dans (5.16).

L'ensemble de ces équations est implanté dans une routine Matlab. Les données d'entrée sont les dimensions intérieures des bobinages et les caractéristiques des spires (nombre, diamètre, espacement).

Les données de sortie de la routine sont les inductances primaire et secondaire.

5.3.2. BOBINAGES CIRCULAIRES

Dans le cas des bobinages circulaires, la configuration sans ferrite ni aluminium est étudiée à partir de la disposition de la Figure 5.3.

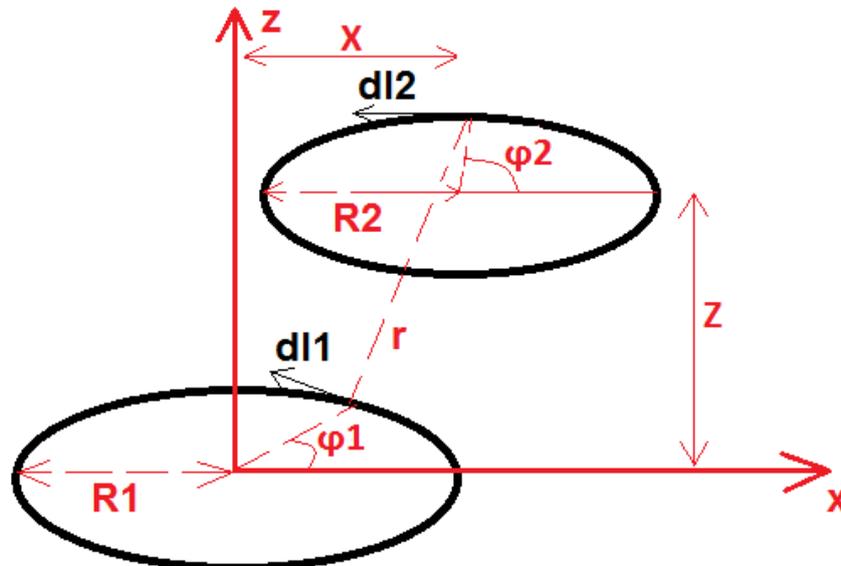


Figure 5.3: spires planaires circulaires primaire et secondaire

- La mutuelle M s'écrit :

$$M = \frac{\mu_0}{4.\pi} . R_1 . R_2 . \iint \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{r} . d\varphi_1 . d\varphi_2 \quad (5.22)$$

φ_1 et φ_2 : $0 \rightarrow 2\pi$

Avec :

$$r = \sqrt{R_1^2 + R_2^2 + Z^2 + X^2 - 2.R_1.R_2.\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + 2.X.R_2.\cos(\varphi_2) - 2.X.R_1.\cos(\varphi_1)}$$

L'équation de calcul de la mutuelle quand les bobinages sont composés de plusieurs spires est (5.12).

- L'expression de l'inductance d'un bobinage circulaire peut se mettre sous la forme approchée suivante [24] :

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{N^2 \cdot R_{moy}^2}{0.00254 \cdot (8 \cdot R_{moy} + 11 \cdot largeur_{conducteurs})} \quad (5.23)$$

Cette formule est correcte à 5% près quand $largeur_{conducteurs} > 0,2 \cdot R_{moy}$.

5.3.3. COMPARAISON MODÈLE ANALYTIQUE ET SIMULATIONS

Dans un premier temps, les inductances de bobinages plans circulaires (sans ferrite et sans aluminium) et le couplage entre les bobinages ont été calculés en utilisant les équations analytiques. Les caractéristiques des mêmes bobinages ont ensuite été calculés à l'aide d'un logiciel "Elements finis" en 3D (COMSOL). La Figure 5.4 est une capture d'écran d'une simulation réalisée sous COMSOL. Elle montre l'intensité du champ magnétique créé par les bobinages plans circulaires.

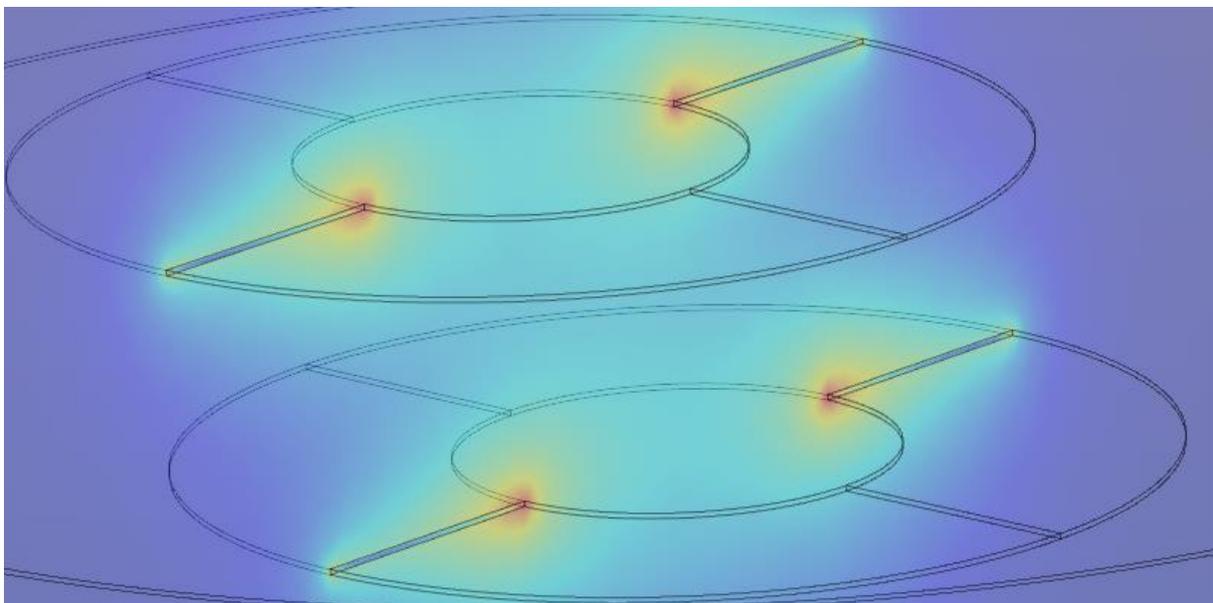


Figure 5.4: Capture d'écran d'une simulation réalisée sous COMSOL (bobinages primaire et secondaire)

Les résultats obtenus en utilisant le modèle analytique sont très proches de ceux obtenus avec le logiciel EF (erreur relative inférieure à 7%, Tableau 5.1).

La même procédure a été suivie pour des bobinages planaires de géométrie rectangulaire. Là encore, les résultats obtenus en utilisant le modèle analytique sont très proches de ceux obtenus avec le logiciel MEF (erreur relative inférieure à 7%, Tableau 5.1).

Pour obtenir ces résultats, on a fait varier :

- La distance verticale entre le primaire et le secondaire de 15 à 25cm.
- Le désalignement de 10 à 15cm.
- L'espacement entre les spires.

	Géométrie circulaire						Géométrie carrée	
	L	M	L	M	L	M	L	M
Dimensions ext [cm]	18		36		72		52	
Simulation [uH]	58,4	1,34	119,6	9,3	242	41,35	447	61,7
Analytiquement [uH]	62,2	1,29	124,4	9,5	249	43,55	465	63,1
Erreur relative %	-6,5	3,7	-4,0	-2,2	-2,9	-5,3	-4,0	-2,3

Tableau 5.1: Comparaison des résultats analytiques à ceux des simulations

5.4. SIMULATIONS ÉLÉMENTS FINIS POUR LA CONCEPTION

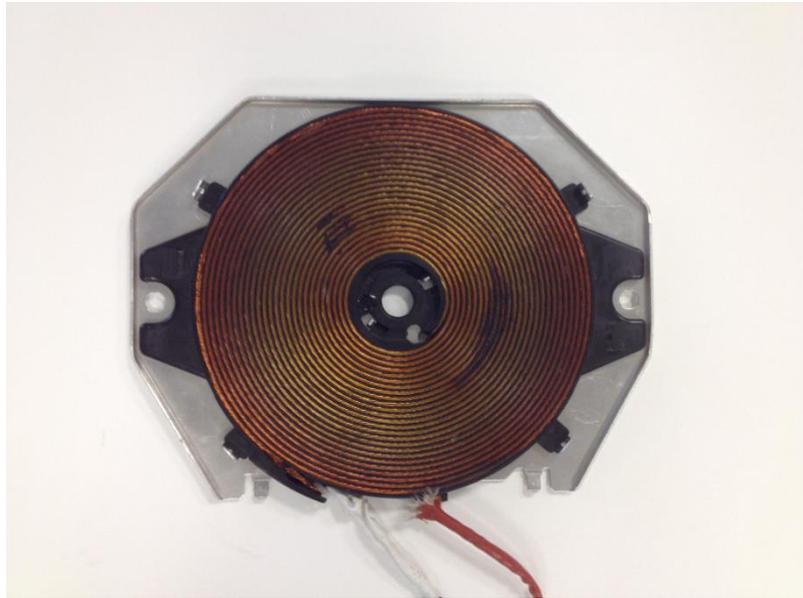
L'approche analytique ne permet pas de prendre en compte l'effet des circuits magnétiques et blindages en aluminium qu'il est utile et/ou nécessaire de rajouter dans un coupleur réel. Dans ce paragraphe nous allons donc présenter les différentes structures de bobinages que nous avons implantées dans le logiciel de simulation EF (COMSOL) et les principaux résultats obtenus. Ces structures, dont la forme générale est imposée (circulaire ou rectangulaire) mais dont toutes les caractéristiques dimensionnelles sont aisément paramétrables, seront celles utilisées par l'outil de conception des coupleurs présenté dans la suite.

Dans un premier temps les géométries circulaires sont simulées sous COMSOL en 2D axisymétrique (temps de calcul faible). Les résultats en 2D axisymétrique et en 3D sont identiques pour les géométries circulaires. La limite du 2D axisymétrique est l'impossibilité de tenir compte du désalignement. Il est donc nécessaire de compléter l'analyse par des simulations 3D pour déterminer le coefficient de couplage en cas de désalignement. De plus, les coupleurs de géométries carrées ne peuvent être simulés qu'en 3D. Afin de réduire le temps de calcul en 3D, les bobinages implantés dans COMSOL sont des bobinages homogénéisés, c'est-à-dire représentés par un conducteur massif, ce qui simplifie considérablement le processus. L'écart entre les résultats obtenus avec cette technique et ceux donnés par la représentation complète est négligeable.

Pour simuler une topologie de compensation SS sous COMSOL il suffit que les courants imposés au primaire et au secondaire soient déphasés de $\pi/2$ (annexe D-). COMSOL calcule automatiquement les inductances L_p et L_s ainsi que les tensions complexes \underline{V}_{bob_p} et \underline{V}_{bob_s} aux bornes de l'inducteur et de l'induit. Pour calculer l'inductance mutuelle, il suffit de diviser la partie réelle de (\underline{V}_{bob_p}) par $(\omega_0 \cdot I_2)$.

5.4.1. MONTAGE EXPÉRIMENTAL DE VALIDATION

A cette étape, nous avons souhaité faire une vérification expérimentale à échelle réduite des résultats obtenus par calculs et simulations.



(a)



(b)

Figure 5.5: Inducteur et induit utilisés pour faire la manip

Afin de simplifier cette première vérification expérimentale, nous avons utilisé deux inducteurs de plaques de cuisson à induction identiques placés en regard (Figure 5.5). Le bobinage est positionné dans un support en plastique dont le diamètre extérieur est de 18cm et le nombre de spires est de 26. Ce support confère au bobinage une géométrie parfaitement maîtrisée, ce qui est intéressant vis-à-vis de la modélisation. Il inclut sur la face opposée au bobinage 5 barres de ferrite de 6,5cm x 2,3cm x 0,4cm. Enfin, une plaque d'aluminium de 1mm d'épaisseur complète l'ensemble.

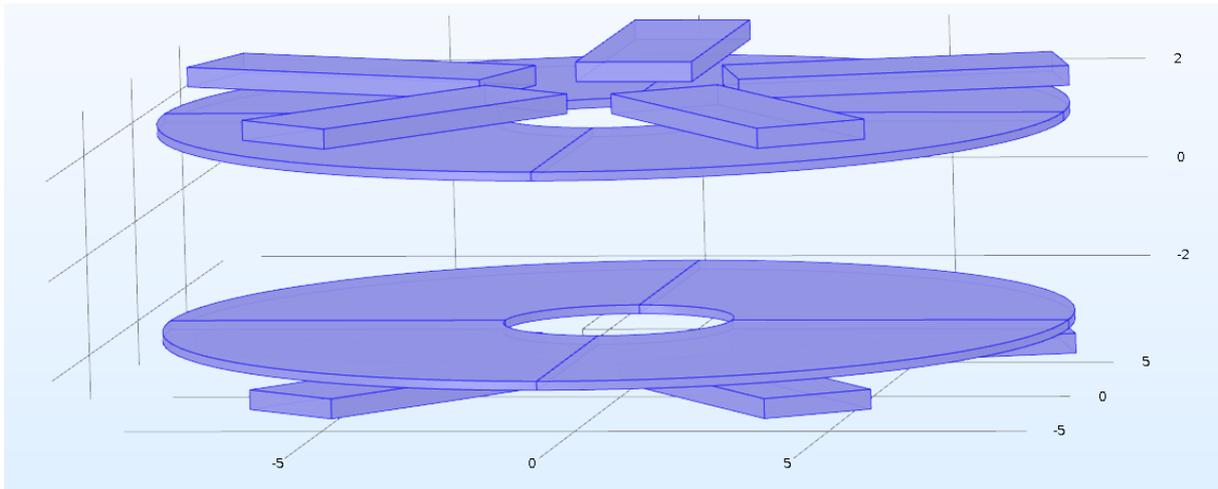


Figure 5.6: Dessin du coupleur (sans aluminium) sous COMSOL

Ce coupleur est inclus dans le schéma de la Figure 5.6.

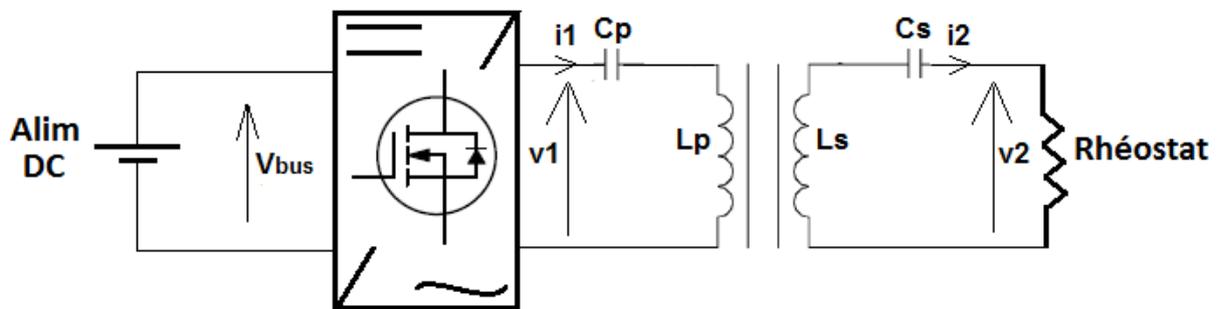
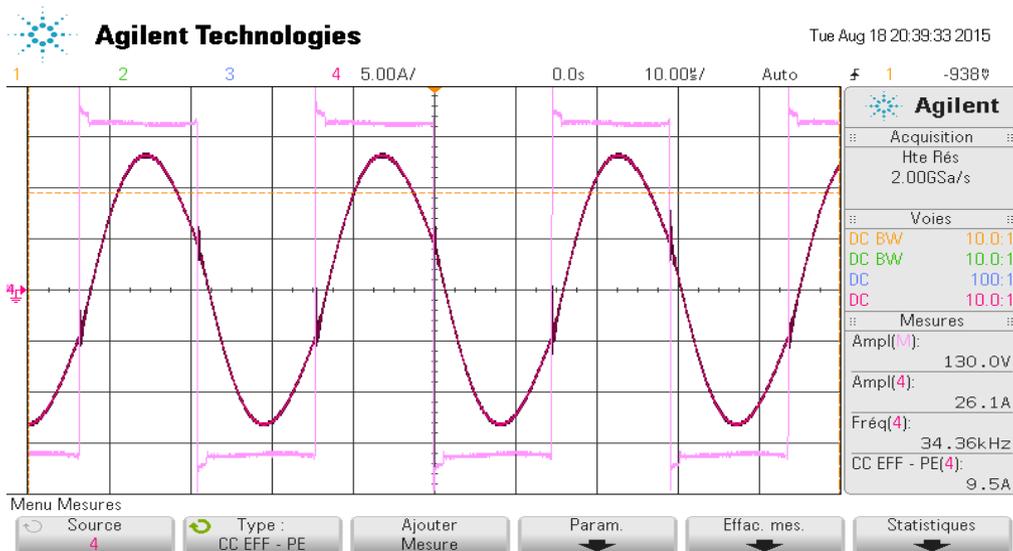
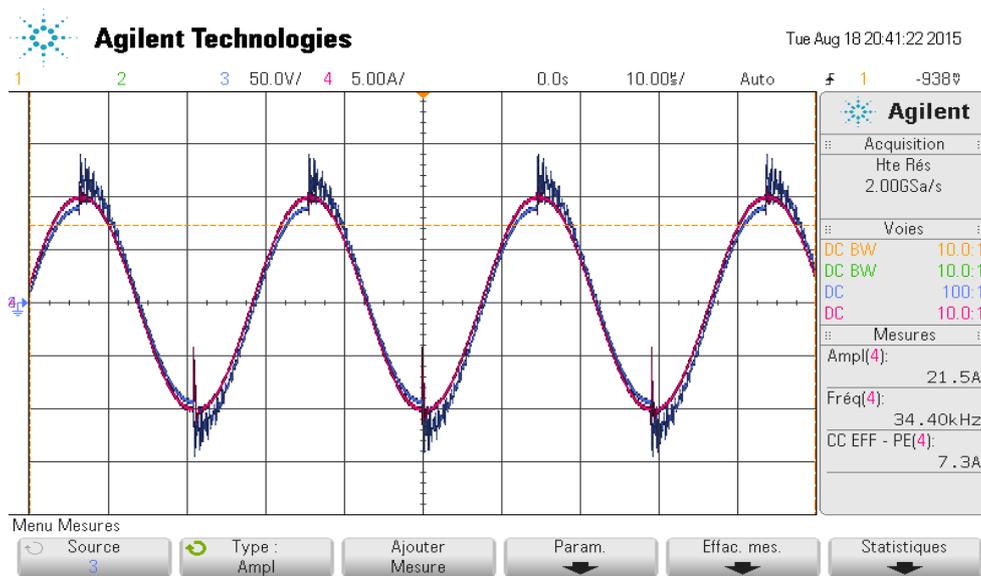


Figure 5.7: Schéma électrique équivalent de la manip

La commande de l'onduleur est une commande pleine onde à la fréquence de résonance qui est ici de 34kHz avec $C_p = C_s = 220\text{nF}$.



(a)



(b)

Figure 5.8: Tension v1 et courant i1 (chaîne 4) (a) ; Tension v2 et courant i2 (chaîne4) (b)

La Figure 5.8 montre les tensions et les courants mesurés au primaire et au secondaire. La tension v1 et le courant i1 sont quasiment en phase puisque la fréquence de l'onduleur est proche de la fréquence de résonance.

Le Tableau 5.2 donne les différentes mesures de paramètres obtenus en comparaison des valeurs données par les simulations EF.

	Z = 2 cm				Z = 4 cm			
	sans aluminium		avec aluminium		sans aluminium		avec aluminium	
Désalignement	0 cm	4 cm	0 cm	4 cm	0 cm	4 cm	0 cm	4 cm
L (uH) Simulation	102,6	96,9	74,3	67,53	94,72	93,4	71,24	70
L (uH) Expérimentale	103	98,5	75,2	71,5	96,37	95,1	73	72,2
Erreur (%)	-0,39	-1,62	-1,20	-5,55	-1,71	-1,79	-2,41	-3,05

(a)

	Z = 2 cm				Z = 4 cm			
	sans aluminium		avec aluminium		sans aluminium		avec aluminium	
Désalignement	0 cm	4 cm	0 cm	4 cm	0 cm	4 cm	0 cm	4 cm
k' Simulation	0,648	0,453	0,552	0,334	0,397	0,289	0,290	0,186
k' Expérimentale	0,626	0,420	0,541	0,326	0,386	0,276	0,295	0,189
Erreur (%)	3,48	7,86	1,99	2,68	2,64	4,70	-1,80	-1,77

(b)

Tableau 5.2: Résultats expérimentaux - Inductances (a) et coefficient de couplage (b) en fonction de la distance verticale 'Z' et du désalignement

Les erreurs relatives entre les inductances et le coefficient de couplage déterminés par simulation et les valeurs expérimentales sont inférieures à 8% (Tableau 5.2). Ces essais valident les paramètres de simulation implantés dans COMSOL, qui peuvent donc être utilisés pour concevoir l'inducteur et l'induit du démonstrateur.

La procédure pour mesurer les inductances et le coefficient de couplage est décrite dans l'annexe B-

5.5. CONCEPTION DU COUPLEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE

5.5.1. CHOIX DE LA GÉOMÉTRIE

La géométrie retenue pour l'inducteur comme pour l'induit est "carrée" (Figure 5.23). Son avantage par rapport à la géométrie circulaire est que, pour les mêmes dimensions, les inductances sont environ 30% fois supérieures (surface d'une spire carrée $\frac{4}{\pi}$ fois supérieure à celle d'une spire circulaire).

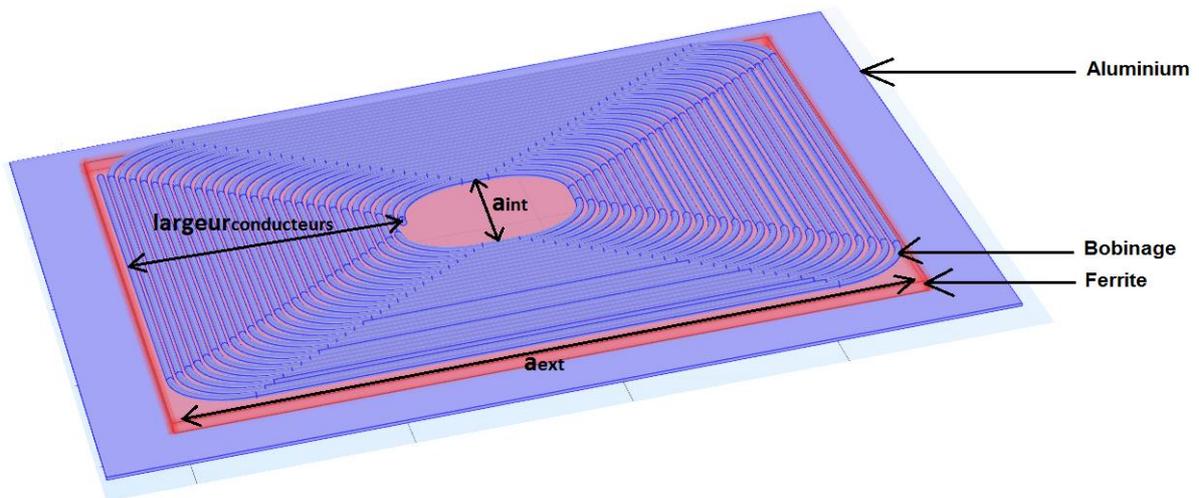


Figure 5.9: Composition d'un inducteur/induit carré

Le fait d'avoir un inducteur et un induit de géométrie carrée a un autre avantage. Si l'on souhaite augmenter la puissance du démonstrateur dans une logique modulaire, cette forme est bien adaptée pour placer côte à côte deux inducteurs et deux induits identiques. Cela permet de constituer une géométrie DD (cf. chapitre 2) et de doubler la puissance tout en améliorant le coefficient de couplage.

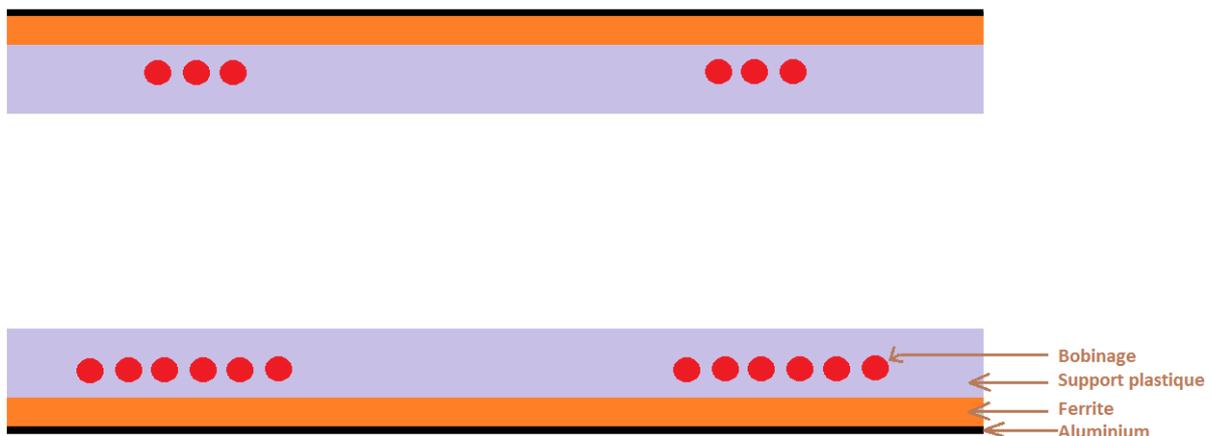


Figure 5.10: Coupe transversale d'un inducteur et d'un induit

5.5.2. INDUCTANCE MUTUELLE ENTRE L'INDUCTEUR ET L'INDUIT

Nous avons vu précédemment dans le paragraphe 5.2.1 que, lorsque l'inducteur et l'induit sont alignés et quand la distance verticale entre eux est minimale (distance minimale Z_{min} donnée par le cahier des charges), l'inductance mutuelle doit prendre la valeur (5.1).

Si $M > M_{cible}$, le courant maximum qui peut être injecté dans les batteries sera inférieur au courant maximum demandé par le cahier des charges : $I_{batt} < I_{batt_{max}}$.

Si $M < M_{cible}$, le courant dans le bobinage primaire sera plus élevé et par conséquent le courant que l'onduleur devra fournir sera plus élevé.

5.5.3. OPTIMISATION DU DESIGN DU COUPLEUR – BLOC 1

Une fois que l'inductance mutuelle est calculée, il faut concevoir un coupleur dont la mutuelle est égale à M_{cible} tout en optimisant le design. La première partie de l'outil de conception (bloc1) a pour objet une première optimisation dimensionnelle permettant de respecter les éléments du cahier des charges.

Le bobinage planaire est une structure simple dans laquelle le nombre de paramètres définissant les dimensions est relativement limité, à savoir a_{int} (Figure 5.9), le diamètre des spires, le nombre de spires et l'espacement entre les spires. Pour expliciter la démarche globale qui sera décrite dans la suite, il est intéressant d'observer l'influence de certains de ces paramètres sur les caractéristiques du coupleur. L'approche qualitative qui suit est basée sur une géométrie circulaire, ce qui simplifie considérablement les calculs tout en donnant des tendances qui restent valables pour des bobinages "carré".

5.5.3.1. INFLUENCE DE L'ESPACEMENT ENTRE LES SPIRES ET DE LA DIMENSION

a_{int}

INFLUENCE DE L'ESPACEMENT ENTRE LES SPIRES

Pour modifier les inductances des bobinages ainsi que la mutuelle, il est possible d'agir sur le nombre de spires et/ou sur l'espacement entre les spires. Les tendances qui résultent de la modification de ces variables peuvent être mise en évidence en fixant les autres paramètres, a_{int} et le diamètre des spires. On choisit donc une configuration d'analyse pour laquelle les bobinages primaire et secondaire sont identiques, la dimension intérieure a_{int} et le diamètre des spires sont fixes.

Rappelons que les inductances associées à des bobinages primaire et secondaire identiques sont évidemment identiques et valent :

$$L_{cible} = \frac{M_{cible}}{k} \quad (5.24)$$

A partir de ces hypothèses, on observe l'évolution du nombre de spires, de la largeur extérieurs des bobinages a_{ext} , des inductances L et le coefficient de couplage k en fonction de la mutuelle M , pour différents espacement entre spires (Figure 5.11).

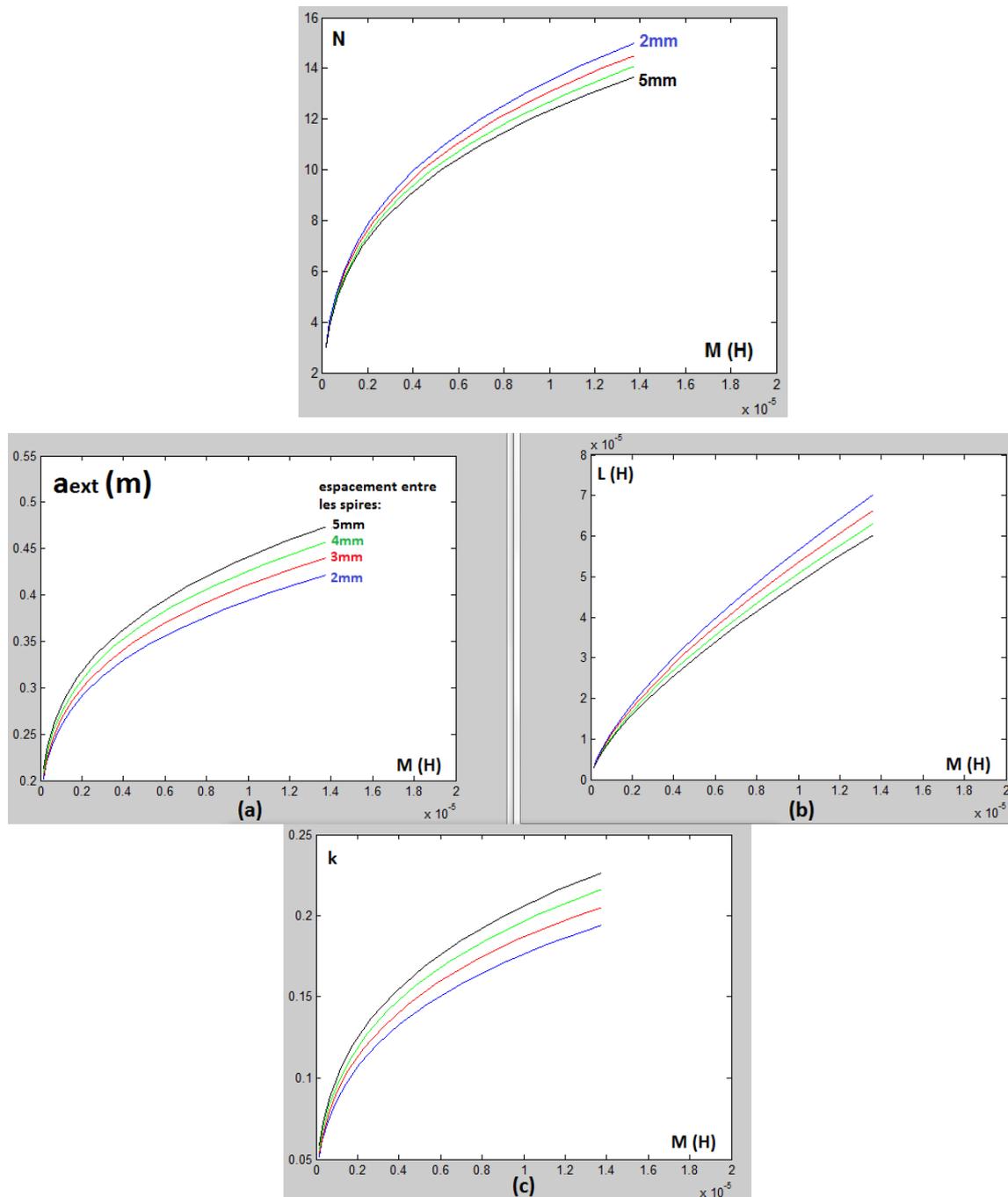


Figure 5.11: Nombre de spires, Largeur extérieur (a), inductance (b) et coefficient de couplage (c) en fonction de la mutuelle, pour différents espacements entre spires

L'observation de ces courbes montre, qu'à valeur cible de M donnée, la minimisation de la largeur extérieure a_{ext} , passe par la minimisation de l'espacement entre les spires qui permet, de façon logique, de maximiser le facteur de remplissage en spires et donc le nombre de spires. Dans le même temps, le coefficient de couplage est plus faible (Figure 5.11-c) mais ceci est compensé par une valeur plus élevée de L (Figure 5.11-b).

INFLUENCE DE LA DIMENSION DU COUPLEUR

Sachant que l'on a intérêt à minimiser l'espacement entre spires à diamètre a_{int} donné, on s'intéresse maintenant aux tendances liées à des variations de a_{int} et du nombre de spires qui induiront une variation de la dimension extérieure a_{ext} . Bien entendu, l'éventuelle augmentation de a_{ext} doit conduire à des bobinages en accord avec l'insertion de l'induit dans un véhicule.

Pour mettre en évidence ces tendances, on compare les caractéristiques de quatre coupleurs de tailles différentes dont les bobinages respectifs sont toujours identiques et séparés par la même distance verticale (Figure 5.12). La mutuelle entre bobinages alignés est la même dans les quatre cas. Les graphes de la Figure 5.13 montrent l'évolution de ces caractéristiques en fonction du désalignement.

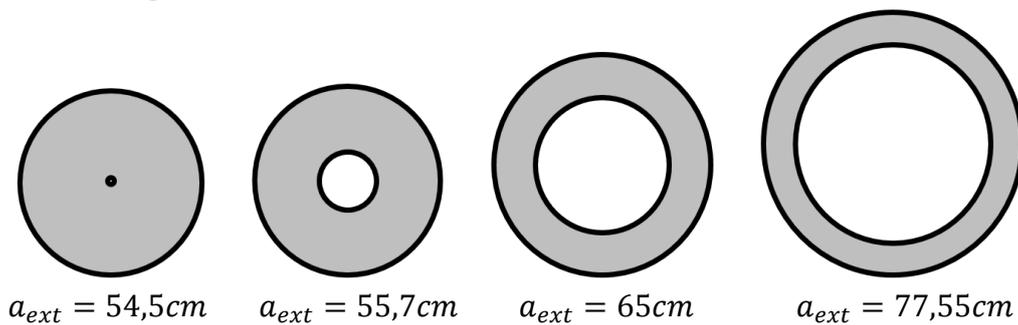


Figure 5.12: Représentation des bobinages des quatre coupleurs

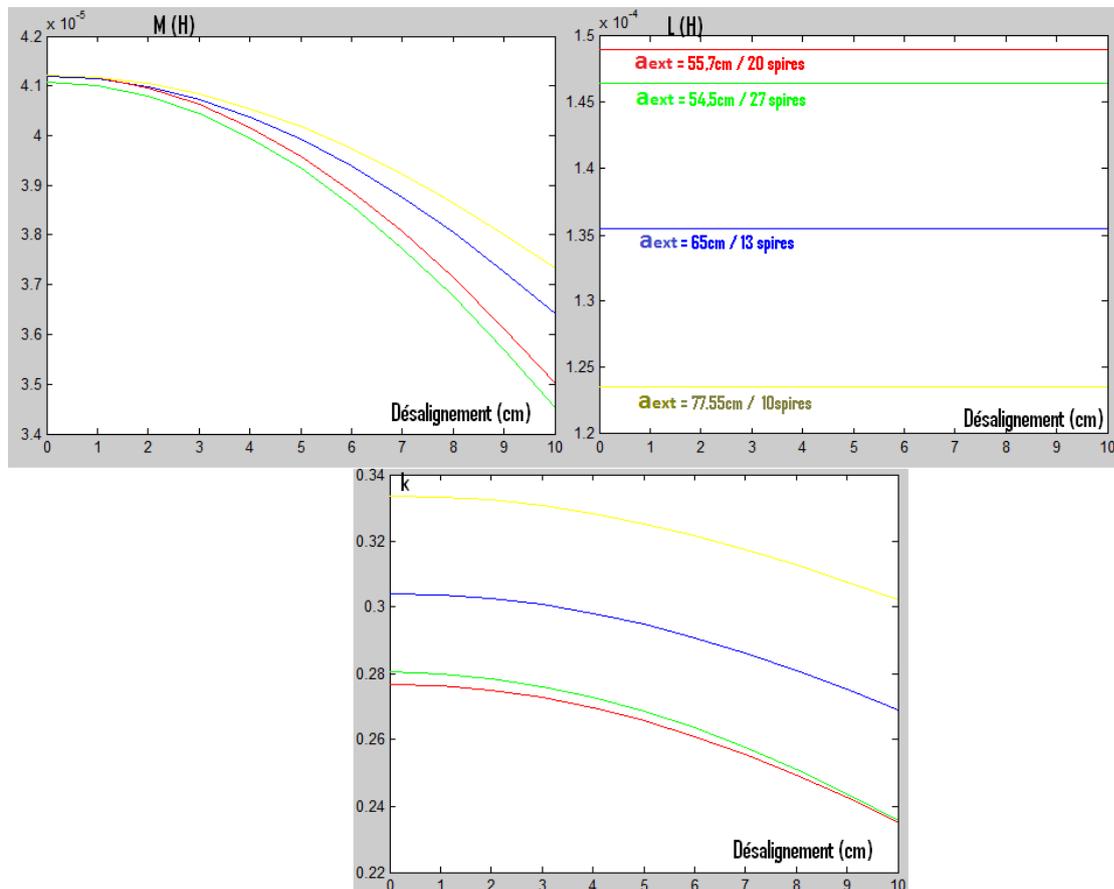


Figure 5.13: Variations des caractéristiques en fonction du désalignement de 4 couples inducteur/induit de dimensions différentes

Précisons que la longueur du fil utilisé pour faire le bobinage est légèrement plus faible quand on augmente le diamètre extérieur des bobines :

- Longueur du fil de la bobine « $a_{ext} = 54,5cm$ » : 23,24m
- Longueur du fil de la bobine « $a_{ext} = 55,7cm$ » : 22,29m
- Longueur du fil de la bobine « $a_{ext} = 65cm$ » : 21,1m
- Longueur du fil de la bobine « $a_{ext} = 77,55cm$ » : 21,1m

On observe que l'augmentation des dimensions du coupleur permet de minimiser la diminution de la valeur de la mutuelle en cas de désalignement. Rappelons que cette diminution de la mutuelle provoque un accroissement préjudiciable du courant primaire I_1 . Cette diminution de la valeur de la mutuelle est inversement proportionnelle au diamètre extérieur des bobines. En effet, plus le rapport entre le diamètre des bobines et la distance verticale est grand, plus la diminution de la mutuelle en fonction du désalignement est faible.

Une autre conséquence de l'augmentation des dimensions du coupleur (tout en minimisant l'espacement entre les spires) est la diminution du nombre de spires :

- La surface des spires augmentant, la valeur des inductances augmentent également. Donc augmenter les dimensions des spires permet d'augmenter les inductances des bobinages (pour atteindre L_{cible}) sans augmenter le nombre de spires.
- Le coefficient de couplage augmente, ce qui induit une diminution de la valeur cible des inductances, donc une diminution du nombre de spires.

La diminution du nombre de spires induit une réduction des pertes dans les bobinages, la ferrite et l'aluminium. En effet plus le nombre de spires est élevé et plus l'intensité du champ magnétique est élevée. Par conséquent :

- Les pertes dans la ferrite augmentent puisque le champ canalisé est plus élevé.
- Les pertes par courant de Foucault dans l'aluminium augmentent.
- Le rapport $\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$ du bobinage augmente et par conséquent les pertes dans les bobinages augmentent.

	Couple 1	Couple 2	Couple 3	Couple 4
R_{int} (bobinage) [cm]	5	10	15	20
Nombre de spires	28	21	16	12
R_{ext} (bobinage) [cm]	21	22	24	27
L [uH]	306	277	242	192
k	0,087	0,1	0,12	0,137
pertes ferrites [W]	424	312	222	142
pertes aluminiums [W]	124	110	94	73
pertes totales [W]	548	422	316	215

Tableau 5.3: Evolution des pertes dans les plaques de ferrite et d'aluminium en fonction des dimensions

Pour illustrer cette tendance, on compare les pertes dans la ferrite et dans l'aluminium de quatre coupleurs différents (Tableau 5.3). Les inductances mutuelles de ces quatre coupleurs sont identiques et égales à 27uH. Dans chaque cas, les deux bobinages sont identiques et séparés par une distance verticale de 25cm. On augmente les rayons intérieurs R_{int} des bobinages primaire et secondaire par pas de 5cm. Le nombre de spires est ensuite choisi de façon à toujours avoir une mutuelle égale à 27uH. C'est pourquoi plus les dimensions sont importantes et moins le nombre de spires est élevé. Les dimensions des plaques de ferrite et d'aluminium sont proportionnelles aux dimensions des bobinages.

On constate effectivement dans le Tableau 5.3 que plus les dimensions de l'inducteur et de l'induit sont élevées et plus les pertes dans les plaques de ferrite et d'aluminium sont faibles. Ainsi, le couple 4, dont les dimensions sont supérieures de 30% au couple 1, a des pertes inférieures de 60%.

À noter que les pertes dans les bobinages du couple 4 sont inférieures à celles du couple 1 puisque le rapport $\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$ du couple 4 est inférieur.

5.5.3.2. INFLUENCE DU RAPPORT ENTRE LES DIMENSIONS DES BOBINAGE ET LES DIMENSIONS DE LA FERRITE

En l'absence des plaques d'aluminium primaire et secondaire, plus les dimensions des bobinages sont grandes et plus le coefficient de couplage est élevé. Pour évaluer l'influence conjointe des plaques d'aluminium et de ferrite, on fixe leurs dimensions (les dimensions de la plaque d'aluminium sont 10% supérieures à celles de la plaque de ferrite) puis on fait varier les dimensions des bobinages primaire et secondaire, ce qui revient à faire varier le rapport $(a_{ext}/a_{ferrite})$. Les courbes de la Figure 5.14 montrent l'évolution des caractéristiques du coupleur en fonction de ce rapport $(a_{ext}/a_{ferrite})$. On constate que le coefficient de couplage et l'inductance mutuelle passent par un maximum pour une valeur proche de 0,8 et que les pertes dans l'aluminium augmentent rapidement quand $(a_{ext}/a_{ferrite})$ devient supérieur à 0,8, contrairement aux pertes dans les plaques de ferrite qui baissent rapidement.

Les valeurs de la Figure 5.14 peuvent changer en fonction des dimensions du coupleur mais les tendances observées restent vraies quand les dimensions de l'inducteur et de l'induit sont identiques.

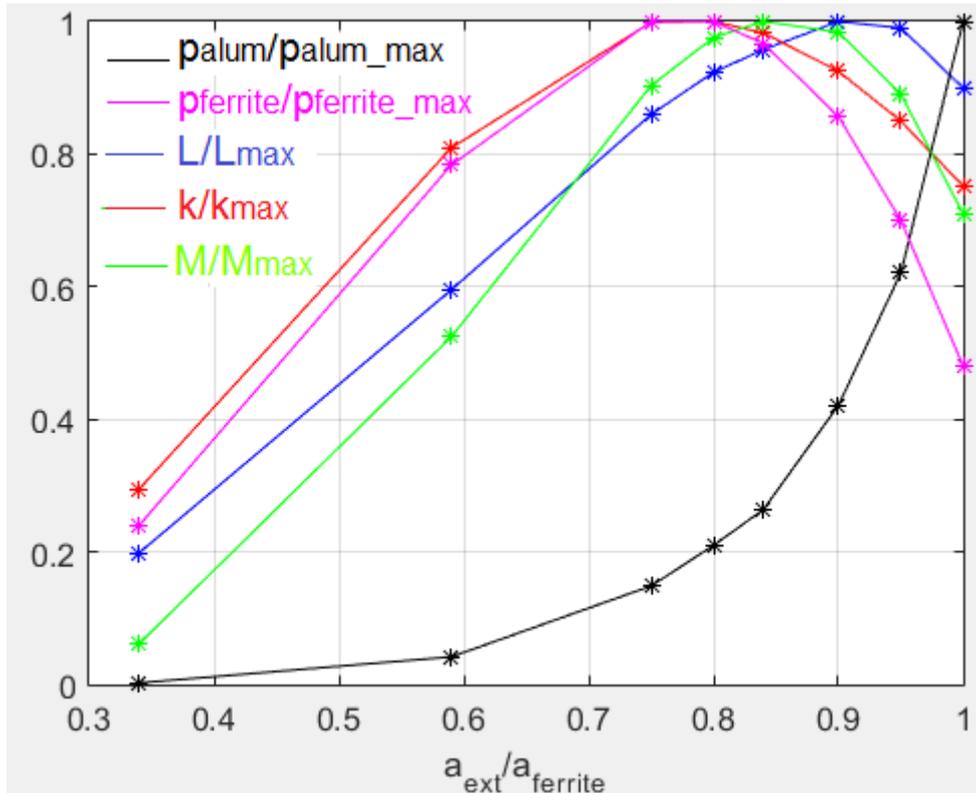


Figure 5.14 : Caractéristiques du coupleur en fonction du rapport $a_{ext}/a_{ferrite}$

5.5.3.3. VALEURS PAR DÉFAUT AU DÉPART DE LA DÉMARCHÉ DE CONCEPTION

RAPPORT L_S/L_P

La 1^{ère} étape est de choisir le rapport $\left(\frac{L_S}{L_P}\right)_{cible_default}$. Pour minimiser les pertes dans les bobines, nous avons vu qu'il fallait imposer la relation (3.32), ce qui correspond, en supposant les facteurs de qualité des deux bobinages identiques à :

$$\frac{L_S}{L_P} = \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 \quad (5.25)$$

Soit, quand l'inducteur et l'induit sont alignés à la puissance maximale :

$$\left(\frac{L_S}{L_P}\right)_{cible_default} = \left(\frac{V_{battmax}}{V_{busmax}}\right)^2 \quad (5.26)$$

DIAMÈTRE DES SPIRES

Il est nécessaire de connaître les diamètres des spires primaire et secondaire afin de déterminer les dimensions des bobinages, ce qui nécessite l'estimation des courants efficaces primaires et secondaires maximaux.

Le courant $I_{1nominal}$ correspond au courant dans le bobinage primaire à la puissance maximale quand l'inducteur et l'induit sont alignés et quand $f = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}}$:

$$I_{1nominal} = \frac{V_{batt_{max}}}{\omega_0 \cdot M_{max}} \cdot \left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right) \quad (5.27)$$

M_{max} étant la mutuelle quand l'inducteur et l'induit sont alignés (@ Z_{min}).

Le courant dans le bobinage primaire @ P_{max} sera nécessairement plus élevé que $I_{1nominal}$ à cause de la tolérance des condensateurs de résonance primaires et secondaires. De plus, le courant dans le bobinage primaire ne peut qu'augmenter en cas de désalignement et/ou d'augmentation de la distance verticale entre les bobinages. Par défaut, on pose arbitrairement que le courant maximal est 2 fois supérieur à $I_{1nominal}$, soit :

$$I_{1max_{defaut}} = 2 \cdot I_{1nominal} = 2 \cdot \frac{V_{batt_{max}}}{\omega_0 \cdot M_{max}} \cdot \left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right) \quad (5.28)$$

Le courant maximal dans le bobinage secondaire dépend de $I_{batt_{max}}$:

$$I_{2max} = I_{batt_{max}} \cdot \left(\frac{\pi \cdot \sqrt{2}}{4} \right) \quad (5.29)$$

La détermination du diamètre des fils suppose également de fixer les densités de courant par défaut dans les bobinages. La démarche retenue consiste à imposer un échauffement des fils noté ΔT et en déduire une estimation approximative de ces densités de courant, en partant des hypothèses suivantes :

- En phase shift à fréquence variable, la fréquence maximale est environ 1,1 fois supérieure à la fréquence de résonance (f_{max} va dépendre en partie de la tolérance des condensateurs de résonance):

$$f_{max} = 1,1 \cdot f_0 \quad (5.30)$$

(Ce n'est que qu'une fois la conception terminée que la fréquence maximale pourra être déterminé avec précision).

- On suppose qu'il est possible de réduire le rapport $\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$ à 3 @ f_{max} en dimensionnant correctement le fil de Litz (nombre de brins / diamètre d'un brin).
- On suppose que le coefficient de convection à la surface des fils est $h_c = 5$.

Les expressions correspondantes, dont le calcul est développé dans l'annexe C-, sont les suivantes :

$$J_{1max_{defaut}} = \left(\frac{h_c \cdot K_f \cdot 2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \Delta T}{\varphi_{cu100^\circ C} \cdot \frac{R_{ac}}{R_{dc}}} \right)^{2/3} \cdot I_{1max_{defaut}}^{-1/3} \quad (5.31)$$

$$J_{2max_{default}} = \left(\frac{h_c \cdot K_f \cdot 2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \Delta T}{\varphi_{cu100^\circ C} \cdot \frac{R_{ac}}{R_{dc}}} \right)^{2/3} \cdot I_{2max}^{-1/3} \quad (5.32)$$

Le coefficient de foisonnement K_f (correspondant à $\sqrt{S_{effective}/S_{cu}}$) des fils de Litz possédant quelques centaines de brins est d'environ 1,4 d'après le catalogue du fabricant.

Les bobinages sont placés dans des supports plastiques et par conséquent ils ne sont en contact direct avec l'air que sur une fraction de leur surface. L'échange de chaleur entre les bobinages et l'extérieur se fait partiellement par convection naturelle directe et partiellement par conduction puis convection via le support plastique et les plaques d'aluminium. Les plaques d'aluminium peuvent être remplacées par des dissipateurs si besoin.

Avec les différents éléments ci-dessus on peut maintenant exprimer le diamètre des spires par défaut :

- Au primaire :

$$D_{spire_{prim_{default}}} = K_f \cdot \sqrt{I_{1max_{default}} \cdot \frac{4}{J_{1max_{default}} \cdot \pi}} \quad (5.33)$$

- Au secondaire :

$$D_{spire_{second_{default}}} = K_f \cdot \sqrt{I_{2max} \cdot \frac{4}{J_{2max_{default}} \cdot \pi}} \quad (5.34)$$

DIMENSIONS DU BOBINAGE PRIMAIRE

- Largeur intérieure :

La largeur intérieure du bobinage est calculée en se basant sur le diamètre des spires primaire. Le rayon de courbure minimum d'un fil de Litz doit être supérieur ou égale à 10 fois le diamètre du fil (d'après le fabricant du fil). Par conséquent la largeur intérieure du bobinage primaire est:

$$a_{int_{bob_p_{default}}} = 1,3.2 \cdot (10 \cdot D_{spire_{p_{default}}}) \quad (5.35)$$

- Diamètre extérieur :

Le nombre de spires par défaut :

$$N_{p_{default}} = 10 \quad (5.36)$$

Par conséquent, le diamètre extérieur du bobinage primaire est :

$$\begin{aligned}
 a_{extbob_p_{default}} &= a_{intbob_p_{default}} \\
 &+ 2. \left(N_{p_{default}} \cdot D_{spire_{p_{default}}} \right. \\
 &\left. + \left(N_{p_{default}} - 1 \right) \cdot esp_{spires_{p_{default}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.37}$$

$esp_{spires_{p_{default}}}$ étant l'espacements entre spires par défaut :

$$esp_{spires_{p_{default}}} = 0,3 \cdot D_{spire_{p_{default}}} \tag{5.38}$$

DIMENSIONS DU BOBINAGE SECONDAIRE

- Diamètre extérieur :

Afin d'avoir un bon couplage entre le primaire et le secondaire il faut que le diamètre extérieur du bobinage secondaire soit proche de celui du bobinage primaire. Par défaut :

$$a_{extbob_s_{default}} \approx a_{extbob_p_{default}} \tag{5.39}$$

- Diamètre intérieur :

Le nombre de spires par défaut est :

$$N_{s_{default}} = N_{p_{default}} \cdot \sqrt{\left(\frac{L_s}{L_p} \right)_{cible_{default}}} \tag{5.40}$$

Par conséquent, le diamètre intérieur du bobinage secondaire est :

$$\begin{aligned}
 a_{intbob_s_{default}} &= a_{extbob_s_{default}} \\
 &- 2. \left(N_{s_{default}} \cdot D_{spire_{s_{default}}} \right. \\
 &\left. + \left(N_{s_{default}} - 1 \right) \cdot esp_{spires_{s_{default}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.41}$$

$esp_{spires_{s_{default}}}$ étant l'espacements entre spires par défaut :

$$esp_{spires_{s_{default}}} = 0,3 \cdot D_{spire_{s_{default}}} \tag{5.42}$$

DIMENSIONS DES PLAQUES DE FERRITE

Les dimensions des plaques de ferrite primaire et secondaire sont identiques et doivent être supérieures aux dimensions des bobinages afin d'avoir un meilleur coefficient de couplage. En se plaçant au point optimum identifié au paragraphe 5.5.3.2, le rapport par défaut résultant est :

$$a_{ferrite_{default}} = 1,25 \cdot a_{extbob_p_{default}} \tag{5.43}$$

En ce qui concerne l'épaisseur des plaques de ferrite, une contrainte forte est imposée par les épaisseurs des circuits magnétiques plats disponibles sur le marché qui sont de l'ordre de 4mm à 5mm.

Afin d'avoir des pertes raisonnables dans le circuit magnétique à 85kHz, il ne faut pas que l'intensité du champ magnétique maximale dépasse une valeur maximale de l'ordre de 100mT, liée aux performances des matériaux ferrite classiques utilisables dans de telles applications (3C95, N87 ou autres).

L'amplitude du champ magnétique canalisé par la ferrite est maximale sous les conducteurs. Si l'intensité maximale dépasse la limite fixée dans certaines zones, il faut envisager d'y introduire localement une couche de ferrite supplémentaire. Cette couche ne modifie pas les inductances ni le couplage entre les bobines. Par défaut nous retiendrons :

$$eps_{ferrite_defaut} = 5mm \quad (5.44)$$

ESPACEMENT ENTRE LE CIRCUIT MAGNÉTIQUE ET LE BOBINAGE

L'épaisseur totale du support plastique est égale à :

$$epaisseur_{support} = esp_{bobi_ferrite} + D_{spire} \quad (5.45)$$

L'épaisseur du support doit être suffisamment grande pour lui permettre d'avoir une rigidité mécanique correcte, c.à.d. lui permettre de supporter son propre poids. De plus il faut que l'épaisseur du support secondaire soit assez importante pour qu'il puisse supporter le poids de la ferrite et de l'aluminium placés dessus. A ce stade, les dimensions du support et les poids de la ferrite et de l'aluminium ne sont pas connus. Par défaut, nous fixerons :

$$esp_{bobi_ferrite} = 5mm \quad (5.46)$$

DIMENSIONS DES PLAQUES D'ALUMINIUM

Les dimensions de la plaque d'aluminium primaire sont égales aux dimensions de la plaque de ferrite :

$$a_{alum_p_defaut} = a_{ferrite_defaut} \quad (5.47)$$

La plaque d'aluminium secondaire doit être assez large pour que l'intensité du champ magnétique dans le véhicule soit inférieure à 27uT. On fixe :

$$a_{alum_s_defaut} = a_{ferrite_defaut} + X_{max} \quad (5.48)$$

X_{max} étant le désalignement maximum toléré.

- Influence des dimensions de la plaque d'aluminium sur le couplage :

Remarque : En faisant varier les dimensions de la plaque d'aluminium au-delà de $1,1 \cdot a_{ferrite}$, la plaque n'a plus d'influence ni sur le couplage magnétique ni sur les inductances des bobines.

L'épaisseur de la plaque n'a aucune influence sur le couplage magnétique ni sur les inductances des bobines. En revanche, plus la plaque est épaisse et moins les pertes par courant de Foucault dans la plaque sont importantes. Par défaut on choisira :

$$eps_{alum_{default}} = 3mm \quad (5.49)$$

Compte tenu de l'observation précédente, si les pertes à évacuer (dans la ferrite et dans les bobinages) sont importantes, on peut envisager de remplacer les plaques d'aluminium primaire et/ou secondaire par des dissipateurs à ailettes dont la semelle remplira la fonction de blindage.

5.5.3.4. ORGANISATION DU BLOC 1 DE L'OUTIL DE CONCEPTION

A partir des observations précédentes et en utilisant les différentes valeurs par défauts listées précédemment, l'organisation du bloc 1 de l'outil de conception est donnée Figure 5.15. La mise en œuvre est réalisée par une procédure Matlab. Dans cette partie, on peut utiliser soit la résolution analytique, soit la simulation numérique. Dans le premier cas, on obtiendra un résultat moins précis, puisque ne prenant pas en compte les ferrites et l'aluminium, mais avec un temps de calcul plus court. Ceci est particulièrement intéressant dans le cas des bobinages rectangulaires qui nécessitent des simulations EF 3D. On peut donc imaginer de réaliser l'essentiel des itérations en analytique puis de raffiner la résolution avec un minimum d'itérations EF.

CAHIER DES CHARGES

$eps_{ferrite_defaut} = 5mm ;$
 $eps_{alum_defaut} = 3mm ;$
 $esp_{bobi_ferrite_defaut} = 5mm$
 $N_p_defaut = 10$

M_{cible}
 (5.1)

$\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible_defaut}$
 (5.26)

$a_{int_{bob_p}} ; a_{int_{bob_s}} ; a_{ext_{bob_p}} ; a_{ext_{bob_s}} ; D_{spire_p} ; D_{spire_s} ; a_{ferrite} ;$
 $a_{alum_p} ; a_{alum_s} ; esp_{spires_p} ; esp_{spires_s} ; N_p ; N_s ; I_1 ; I_2$

Lancement de l'outil de conception MEF/analytique : @Z_{min} & X = 0 & Y = 0

$L_p ; L_s$

Coefficient de couplage 'k'

$L_{p_{cible}} ; L_{s_{cible}}$ (5.50) (5.51)
 (à partir de: $k ; M_{cible} ; \left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible}$)

Si :
 $L_p \neq L_{p_{cible}}$
 et / ou:
 $L_s \neq L_{s_{cible}}$

Si :
 $L_p = L_{p_{cible}}$
 ET
 $L_s = L_{s_{cible}}$

Modification de :
 N_p et/ou N_s
 et/ou esp_{spires_prim}
 et/ou esp_{spires_second}

Le design du coupleur est
 exporté vers le BLOC 2 ou
 le BLOC 3

Figure 5.15: Bloc 1

Les inductances cibles $L_{p_{cible}}$ et $L_{s_{cible}}$ dépendent de M_{cible} et du coefficient de couplage k :

$$L_{p_{cible}} = \frac{M_{cible}}{k \cdot \sqrt{\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible}}} \quad (5.50)$$

$$L_{s_{cible}} = \frac{M_{cible}}{k} \cdot \sqrt{\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible}} \quad (5.51)$$

A chaque itération, le coefficient de couplage est déterminé. La Figure 5.16, montre l'évolution des valeurs $L_{p_{cible}}$ et $L_{s_{cible}}$ calculée à partir des valeurs successives du coefficient de couplage au fur et à mesure des itérations.

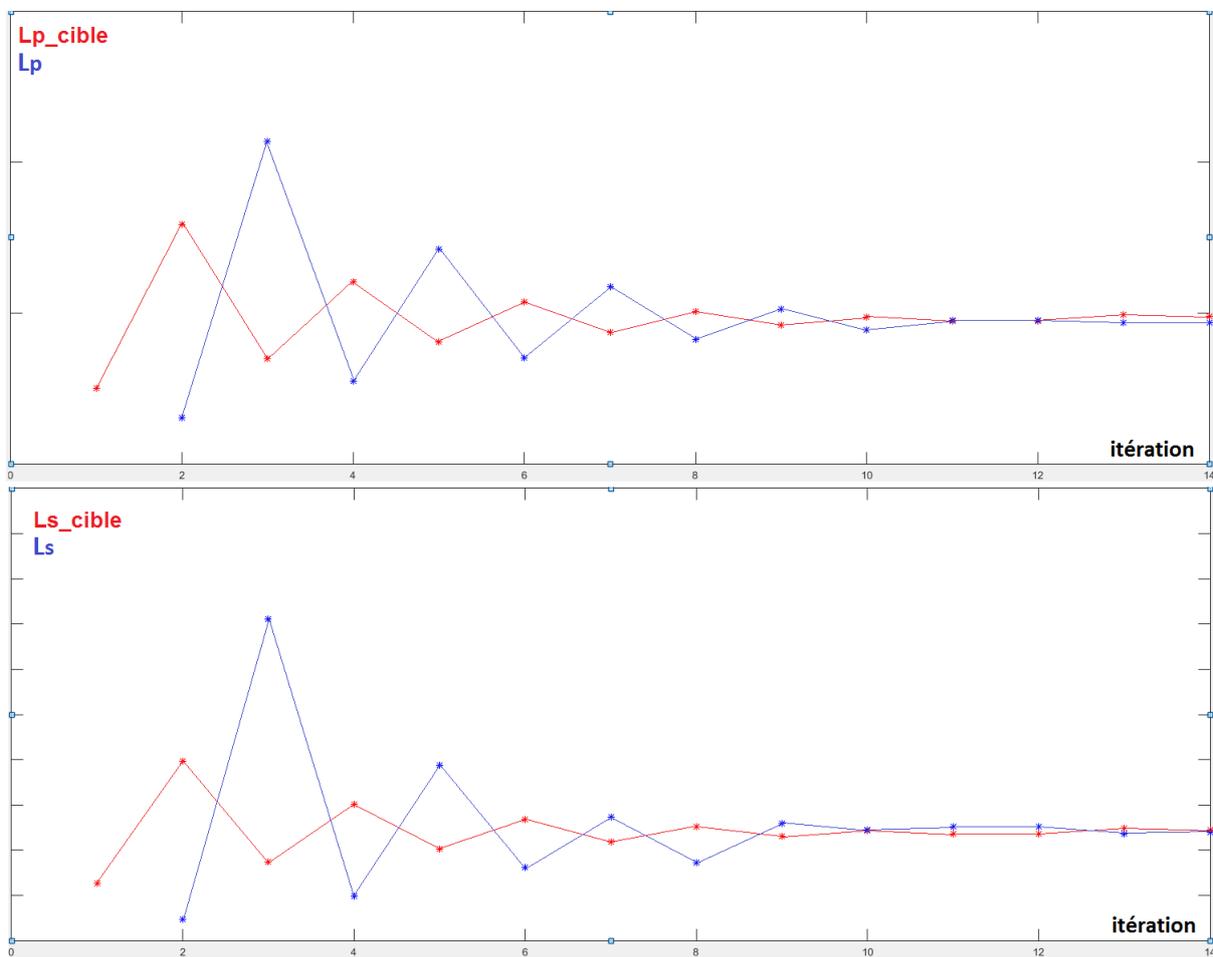


Figure 5.16: Convergence de l'algorithme d'optimisation

5.5.4. OPTIMISATION DU DESIGN DE L'INDUCTEUR ET DE L'INDUIT – BLOC 2

Le coefficient de couplage est à présent connu. Jusque-là, la conception a été réalisée en utilisant le rapport $\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible_{default}}$ (5.26). Ce rapport par défaut $\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible_{default}}$ est calculé de façon à minimiser les pertes dans les bobinages quand les pulsations de résonance du primaire et du secondaire sont identiques, c.à.d. quand :

$$\frac{1}{\sqrt{L_p \cdot C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (5.52)$$

Or dans la réalité les pulsations de résonance du primaire et du secondaire ne sont jamais parfaitement égales, principalement du fait de la tolérance des condensateurs. D'après (5.27) le courant primaire I_1 est indépendant du rapport (L_s/L_p) mais ceci n'est plus vrai (en phase shift à fréquence variable) lorsqu'il y a un écart entre les pulsations de résonance primaire et secondaire.

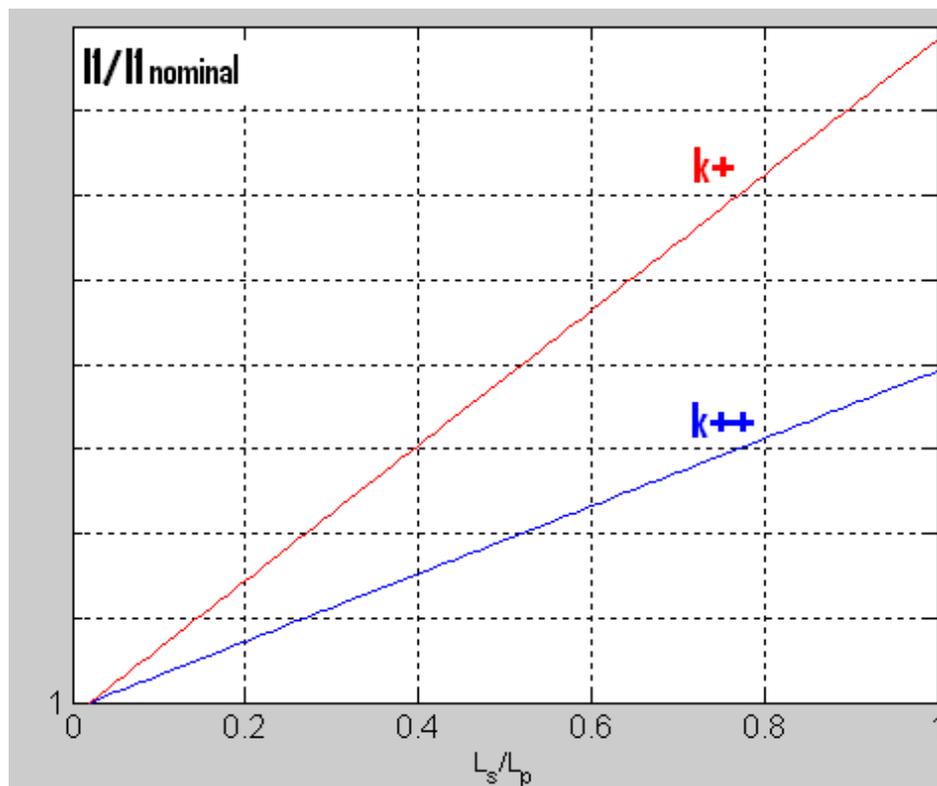


Figure 5.17: Courant primaire en fonction du rapport L_s/L_p

Le graphe de **Figure 5.17** montre l'évolution qualitative du rapport $(I_1/I_{1_{nominal}})$ en fonction du rapport (L_s/L_p) (commande phase shift à fréquence variable) pour deux systèmes de coefficients de couplage distincts (k^{++} supérieur à k^+). Dans les deux systèmes il existe le même écart entre les fréquences de résonance primaire et secondaire. Le courant primaire augmente donc avec le rapport (L_s/L_p) et ce d'autant plus vite que le coefficient de couplage est faible.

L'inductance $L_{p_{cible}}$ que doit présenter l'inducteur en fonction du rapport (L_s/L_p) est donnée dans (5.50). À mutuelle donnée et en supposant le coefficient de couplage k quasi invariant lorsque le rapport (L_s/L_p) varie, on considère que $L_{p_{cible}}$ varie en $\frac{1}{\sqrt{L_s/L_p}}$ (Figure 5.18).

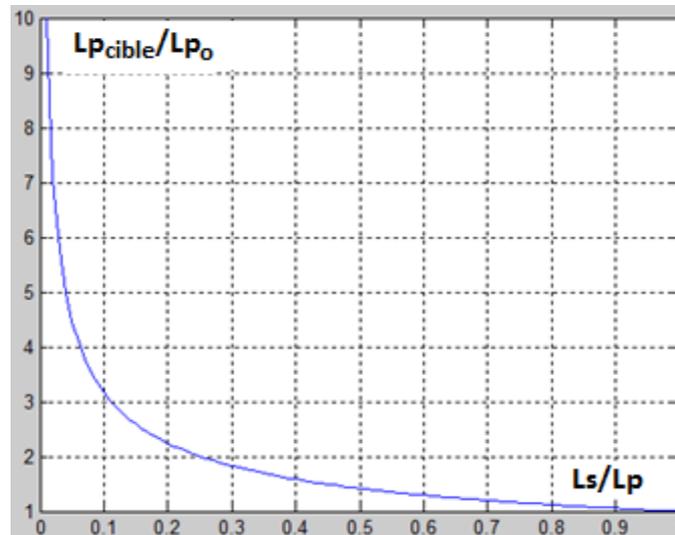


Figure 5.18: L'inductance que doit avoir l'inducteur en fonction du rapport L_s/L_p

L_{p_0} étant la valeur de L_p cible pour $(L_s/L_p) = 1$.

La taille de l'inducteur est croissante avec L_p croissant donc plus le rapport (L_s/L_p) est faible plus l'inducteur est grand.

Le choix du rapport (L_s/L_p) est donc un compromis. Plus (L_s/L_p) est proche de 1 et plus le courant I_1 est élevé et il faut surdimensionner l'onduleur et les conducteurs. Plus (L_s/L_p) est faible et plus l'inducteur est grand.

Le rapport $(I_1/I_{1_{nominal}})$ en fonction (L_s/L_p) peut être tracé en utilisant les équations de l'annexe A- ou en utilisant un logiciel de simulation.

Il faut insister sur le fait que le traitement de cette partie ne peut être automatique. Le concepteur doit décider du compromis en fonction du contexte de développement du coupleur. Nous verrons dans la suite des données plus concrètes obtenues dans le dimensionnement de notre démonstrateur et le choix qui en a résulté.

En réalité, l'algorithme calcule $(I_1/I_{1_{max}})$ au lieu $(I_1/I_{1_{nominal}})$, $I_{1_{max}}$ étant le courant primaire quand le désalignement est maximum et quand les fréquences de résonance du primaire et du secondaire sont égales. C'est une approche plus réaliste en terme de contraintes et qui ne remet pas en cause le principe proposé.

$I_{1_{max}}$ s'écrit (à partir de (5.27)) :

$$I_{1_{max}} = \frac{V_{batt_{max}}}{\omega_0 \cdot M_{min}} \cdot \left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right) \quad (5.53)$$

M_{min} est la mutuelle quand le désalignement entre l'induit et l'inducteur est maximum (@ X_{max}, Y_{max} et @ Z_{max}).

La structure du bloc 2 est donnée Figure 5.19.

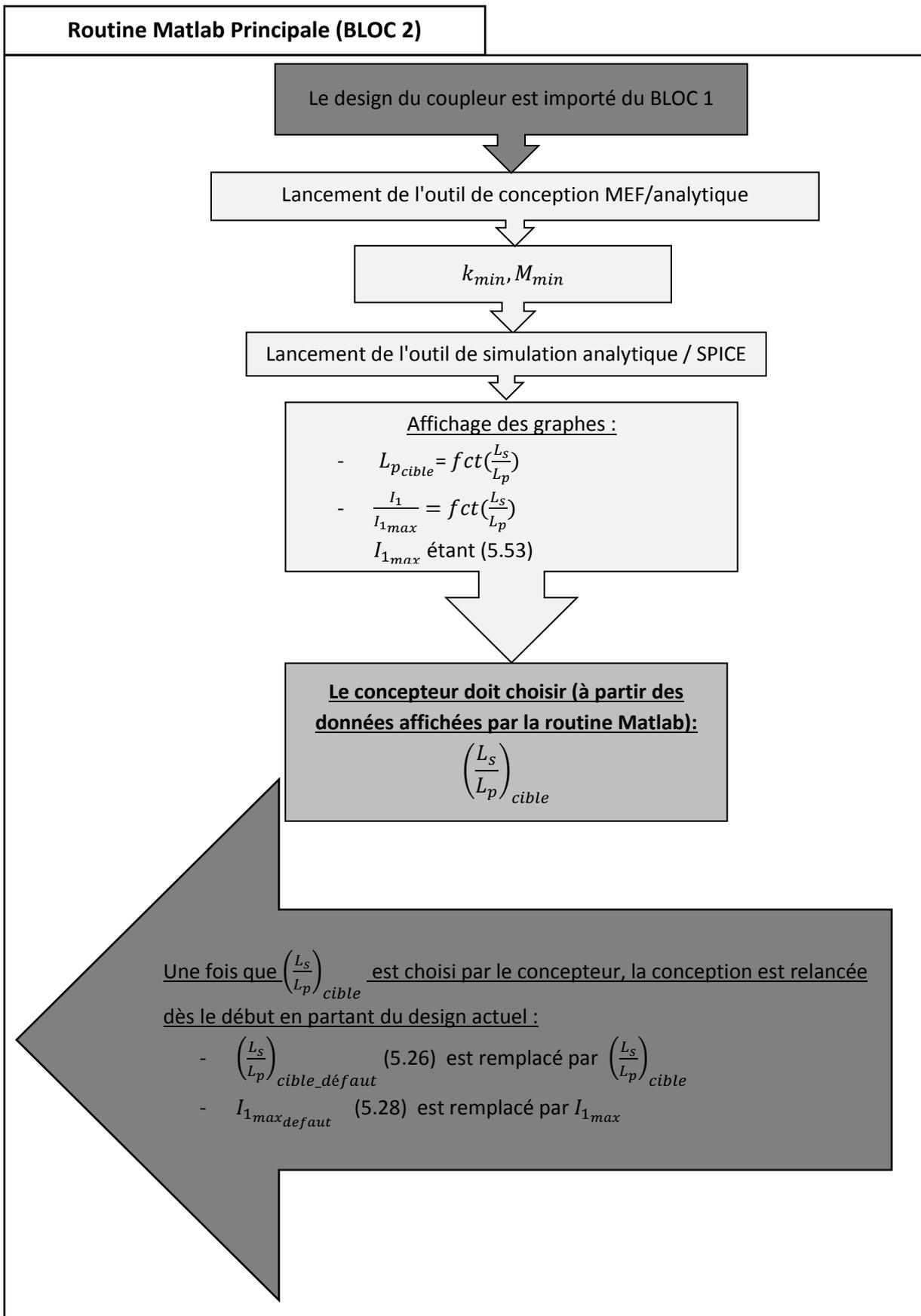


Figure 5.19: Bloc 2

Ce bloc 2 est donc un simple bloc de calcul qui nécessite l'intervention du concepteur avant de revenir au BLOC1. Il ne s'exécute qu'une seule fois. Lors de la deuxième exécution, il est court-circuité et l'algorithme passe directement du bloc 1 au bloc 3.

5.5.5. OPTIMISATION DU DESIGN DE L'INDUCTEUR ET DE L'INDUIT – BLOC 3

5.5.5.1. FONCTION DU BLOC 3

Le troisième bloc a pour fonction de calculer les pertes et le rendement pour permettre ensuite l'atteinte d'un objectif en rendement en repassant éventuellement par le bloc1.

Ce troisième bloc permet en particulier d'optimiser la définition du fil de Litz, caractérisé par le nombre de brins et le diamètre des brins.

Dans l'inducteur et l'induit les pertes sont générées par le bobinage, la ferrite et l'aluminium. Dans un premier temps il faut déterminer les pertes (et le rendement), puis calculer les résistances thermiques nécessaires pour limiter les échauffements, ce qui peut impliquer l'introduction d'échangeurs.

Les pertes sont maximales dans la situation suivante :

- @ P_{max} (@ I_{batt_max} et V_{batt_max})
- @Désalignement maximum (X_{max} et Y_{max} et @ Z_{max})

Les pertes dans les bobinages sont calculées en utilisant l'outil analytique (chapitre 4). Les pertes dans les ferrites sont calculées en utilisant la datasheet des ferrites et le logiciel MEF (voir l'explication dans la suite).

Les pertes par courant de Foucault dans les dissipateurs/les plaques d'aluminiums sont directement déterminées par le logiciel MEF.

Le rendement de la topologie de compensation s'écrit :

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + p_{bobinage_{prim}} + p_{bobinage_{second}} + p_{ferrite_{prim}} + p_{ferrite_{second}} + p_{alum_p} + p_{alum_s} + p_{condo_{prim}} + p_{conu}} \quad (5.54)$$

5.5.5.2. ESPACEMENT ENTRE LES SPIRES

Nous avons vu dans le chapitre 4 que les pertes dans les bobinages restent constantes tant que les dimensions du coupleur et les nombres de spires restent fixes. Ainsi, pour que les pertes dans les bobinages restent constantes lorsque l'on fait varier le diamètre des spires, il faut modifier simultanément l'espacement entre les spires de façon à ce que les dimensions des bobinages restent fixes.

A dimensions et nombres de spires invariants, les valeurs des inductances et de la mutuelle restent également constantes.

Remarque : Une fois que les caractéristiques du fil de Litz sont déterminées, il faut mettre à jour les paramètres D_{spire_p} , D_{spire_s} , esp_{spires_p} , esp_{spires_s} dans le logiciel MEF.

5.5.5.3. PERTES DANS LES FERRITES

Pour déterminer les pertes dans les ferrites on utilise le logiciel EF auquel on fournit une expression des pertes volumiques fonction de l'amplitude du champ magnétique déduite de la datasheet du matériau utilisé. Le logiciel calcule l'amplitude du champ magnétique dans tout le volume puis les pertes totales par intégration de la puissance volumique.

Afin de déterminer l'équation des pertes volumiques dans la ferrite en fonction du champ magnétique à partir de la datasheet : il faut interpoler la droite logarithmique des pertes volumique (en W/m^3) en fonction de l'intensité du champ.

$$\log(\text{pertes_ferrite}_{volumique}) = K1.\log(\hat{B}) + K2 \quad (5.55)$$

Soit donc :

$$\text{pertes_ferrite}_{volumique} = \hat{B}^{K1}.e^{K2.\ln(10)} \quad (5.56)$$

$\text{pertes_ferrite}_{volumique}$ [W/m^3].

\hat{B} [T] (valeur maximale).

5.5.5.4. RÉSISTANCES THERMIQUES DES DISSIPATEURS

Lorsque l'ensemble des pertes sont estimées, une simulation thermique est réalisée avec le logiciel EF. Les températures des plaques d'aluminium dans la simulation thermique sont fixées de façon à ce que les températures de la ferrite et du bobinage soient inférieures aux températures maximales tolérées.

Une fois que la température maximale que le dissipateur peut avoir est déterminée, la résistance thermique maximale que le dissipateur peut avoir est calculée :

$$R_{th_dissipateur_max} = \frac{T_{dissipateur} - T_{ambiante}}{\text{Flux de chaleur dissipé par l'aluminium}} \quad (5.57)$$

« Flux de chaleur dissipé par l'aluminium » est calculé par le logiciel MEF.

5.5.5.5. ORGANISATION DU BLOC 3 DE L'OUTIL DE CONCEPTION

L'organisation du bloc 3 est donnée Figure 5.20.

Routine Matlab Principale (BLOC 3)

Le design du coupleur est importé du BLOC 1

Lancement de l'outil de calcul des pertes dans un fil de Litz
 $@Z_{max} & X_{max} & Y_{max}, I_{1,max}, I_{2,max}, f_{max}$

- Calcul des pertes dans les bobinages (en fonction de la section du fil pour différents diamètres de brins)
- Pertes dans les ferrites
- Pertes les plaques d'aluminium

Maintenant que le diamètre du fil est connu, mettre à jour dans le logiciel MEF :

D_{spire} et esp_{spires}

Calcul du rendement du coupleur
 $@Z_{max} & X_{max} & Y_{max}$ et P_{max}

Si:

$$\eta < \eta_{min}$$

Si:

$$\eta \geq \eta_{min}$$

Le concepteur doit relancer la conception dès le début :

- En Augmentant $a_{int_{bobp}}$
- Et/ou en augmentant l'épaisseur de la ferrite
- Et/ou en augmentant l'épaisseur de l'aluminium

Lancement d'une simulation thermique MEF

Calcul des résistances thermiques que les dissipateurs doivent avoir

FIN

Figure 5.20: Bloc 3

5.6. CONCEPTION ET TEST DU DÉMONSTRATEUR

Dans ce paragraphe, nous allons tout d'abord présenter quelques points clé du travail de conception relatif au coupleur du démonstrateur, qui a été mené en utilisant l'outil précédent. Ce coupleur a ensuite été réalisé puis inséré dans un système complet basé sur l'architecture présentée dans le chapitre 3, qui sera rapidement décrit. La présentation des résultats des essais conclura ce chapitre.

5.6.1. CONCEPTION DU COUPLEUR

5.6.1.1. CHOIX DU RAPPORT L_S/L_P

Dans la première étape du bloc 2 le coefficient de couplage minimum k_{min} a été déterminé @ Z_{max} , X_{max} et Y_{max} et $\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible_défaut}$. L'inductance mutuelle ayant préalablement été calculée dans le bloc 1. Les principales valeurs obtenues sont données dans le Tableau 5.4.

$\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible_défaut}$ (5.26)	0,37
M_{cible}	28 μH
k_{min}	0,14
M_{min}	21 μH
I_{1max} (5.53)	44 A

Tableau 5.4: La mutuelle et le coefficient de couplage du démonstrateur

La valeur de M_{cible} donnée dans ce tableau a été calculée en utilisant l'équation (5.1) puis réduite de 20% afin de tenir compte de la tolérance des condensateurs de résonance. Cette réduction permet d'avoir une marge sur le courant secondaire qui évolue en raison inverse de la mutuelle.

Il faut ensuite choisir le rapport $\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible}$ en utilisant la procédure décrite dans le bloc 2.

Il existe sur le marché des condensateurs adaptés à l'application (Polypropylène) qui ont des tolérances de +/-5%. Afin de prendre une marge permettant d'anticiper un éventuel vieillissement des condensateurs, nous avons fait le dimensionnement en supposant que les tolérances des condensateurs étaient de +/-8%. Nous avons également supposé que les tolérances des inductances du coupleur étaient du même ordre.

De fait, dans le pire cas, l'écart entre les fréquences de résonance peut donc être de 16%, valeur que nous avons retenue pour effectuer le calcul du rapport $\frac{I_1}{I_{1max}}$.

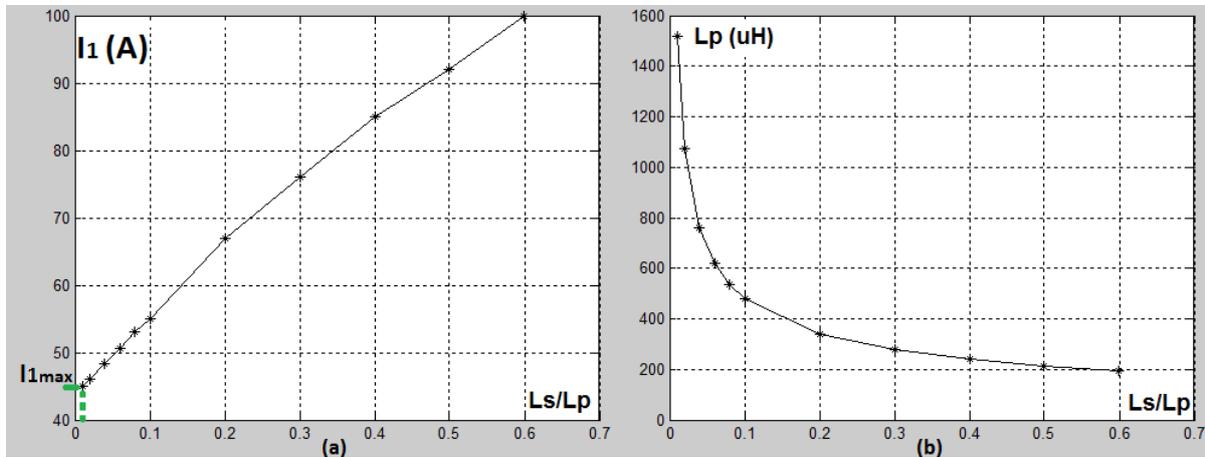


Figure 5.21: Le courant I_1 (a) et l'inductance consigne de l'inducteur (b) en fonction de L_s/L_p

Conformément à ce qui a été dit dans paragraphe (Bloc2), il faut maintenant faire un compromis sur le choix du rapport (L_s/L_p) qui joue de façon opposée sur le courant primaire et sur la taille de l'inducteur. La **Figure 5.21** présente les courbes d'évolution correspondantes tracées pour les paramètres et la tolérance donnés plus haut. Le courant I_{1max} correspond au courant primaire maximum quand les pulsations de résonance primaire et secondaire sont identiques (5.53). L_p est calculée en utilisant (5.50).

Ce choix, à la charge du concepteur, présente obligatoirement un caractère partiellement arbitraire. Pour l'effectuer en meilleure connaissance de cause, nous avons calculé les caractéristiques de trois solutions basées sur un échantillonnage de rapports (L_s/L_p) compris entre 0,04 et 0,2 (Tableau 5.5).

	$\frac{L_s}{L_p} = 0,22$	$\frac{L_s}{L_p} = 0,12$	$\frac{L_s}{L_p} = 0,04$
I_{1max} [A]	45		
a_{ext} [cm]	68		
a_{int} [cm]	35	35	32
I_1 [A]	70	58	52
N1	17	20	27
N2	7	6	4
Longueur fil P [m]	35	41	54
Longueur fil S [m]	13	11	8
Longueur totale [m]	48	52	62

	Pertes (W)		
Bobinage P	1801	1448	1533
Ferrite P	191	170	260
Condensateurs P	106	101	136
Aluminium P	160	143	200
Bobinage S	171	145	105
Ferrite S	60	48	51
Condensateurs S	10	7	5
Aluminium S	30	24	30
Pertes Totales	2529	2086	2321
Rendement topo SS %	89,7	91,3	90,5

Tableau 5.5: Caractéristiques comparées de trois coupleurs 22kW

Le courant I_1 et les pertes sont déterminés dans les conditions suivantes :

- $P_2 = 22kW$.
- Le désalignement est maximum ($X = Y = 10cm$) et $Z = 25cm$.
- L'écart entre les pulsations de résonance primaire et secondaire est maximum (16%).
- Les pertes dans les bobinages primaire et secondaire affichées dans le Tableau 5.5 sont calculées en se basant sur les résistances linéiques primaire et secondaire **mesurées** du démonstrateur. Le fil utilisé étant un Litz 3360x0,071. Les résistances linéiques des trois bobinages primaires du Tableau 5.5 sont supposées identiques tout comme les résistances linéiques des trois bobinages secondaires (on n'a pas tenu compte de l'augmentation du rapport $\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$ quand le nombre de spires augmente).

Compte tenu des résultats de cette analyse, le rapport (L_s/L_p) du démonstrateur sera égal à 0,22.

5.6.1.2. CARACTÉRISTIQUES FINALES DU COUPLEUR

L'architecture générale du coupleur est rappelée Figure 5.22.

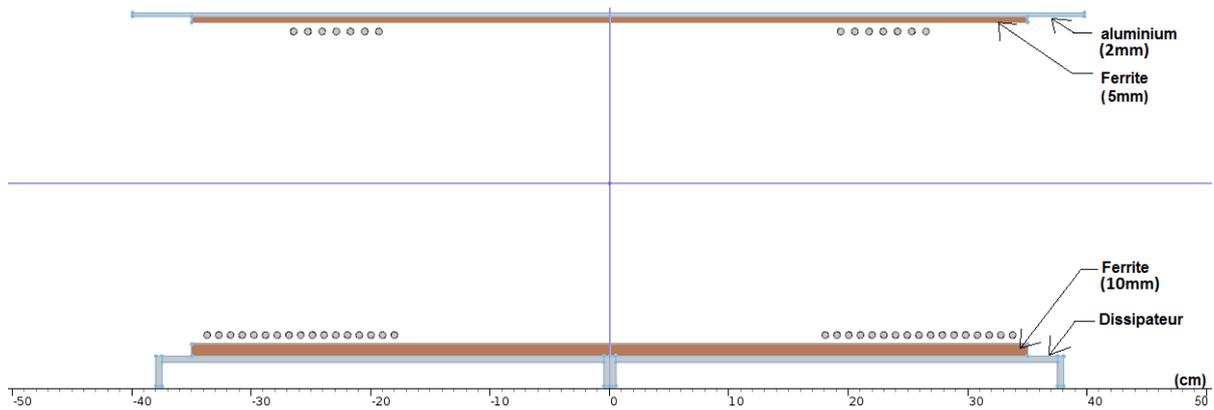


Figure 5.22: Coupe transversale de l'inducteur et de l'induit du démonstrateur

Les principales caractéristiques finales sont données dans le Tableau 5.6 :

Dimensions	
Bobinage primaire (extérieures)	68cm x 68cm
Bobinage secondaire (extérieures)	54cm x 54cm
Ferrite	70cm x 70cm
Dissipateur primaire	76cm x 76cm
Aluminium secondaire	80cm x 80cm
N_p	17
N_s	7
Poids de l'induit (kg)	
Fil de Litz	1,69
Ferrite	11,83
Aluminium	3,5
Support plastique	13,69
Total	30,7

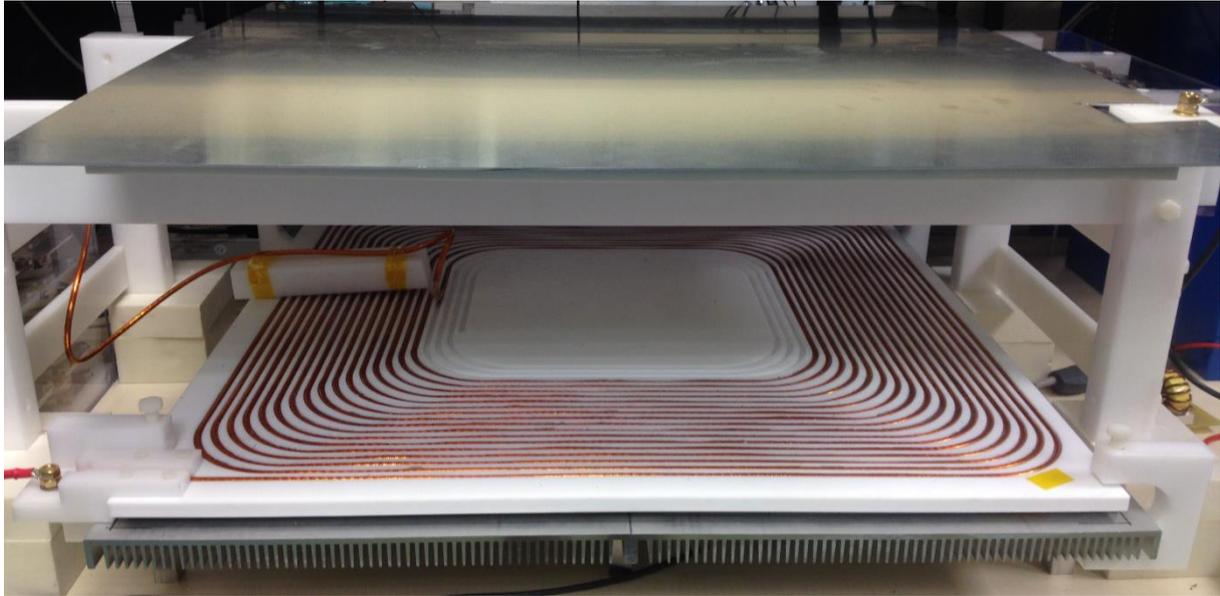
Caractéristiques de la topologie de compensation (données du design)	
$\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible}$	0,22
$M_{max} (= M_{cible})$ [uH]	28
M_{min} [uH]	21
k_{max}	0,185
k_{min}	0,140
L_p [uH]	325
L_s [uH]	70,5
C_p [nF]	10,79
C_s [nF]	49,73

Tableau 5.6: caractéristiques du démonstrateur

Un dissipateur à ailettes (Figure 5.23-a) a été utilisé au primaire pour évacuer les pertes dans le bobinage et dans la ferrite. Au secondaire, l'échange thermique au niveau de l'assemblage est suffisant pour assurer une température de fonctionnement correcte, les pertes dans l'induit étant bien inférieures aux pertes dans l'inducteur.

5.6.2. RÉALISATION DU COUPLEUR

Les vues de la Figure 5.23 montrent le coupleur réalisé à partir des éléments précédents. Les bobinages sont portés par des supports en Téflon (260°C, 20kV/mm) dans lesquelles une gorge a été usinée pour maintenir et positionner parfaitement les conducteurs. Il en résulte une bonne maîtrise des paramètres du coupleur comme en témoigne les caractérisations présentées plus loin.



(a)



(b)

Figure 5.23: L'inducteur et l'induit du démonstrateur (a) et l'induit seul (b)

5.6.3. MESURES ET ESSAIS DU SYSTÈME COMPLET

5.6.3.1. CARACTÉRISATION PRÉLIMINAIRE

Les différents paramètres magnétiques du coupleur ainsi que les valeurs des capacités des condensateurs de résonance ont été préalablement mesurés avec un pont d'impédance et/ou en utilisant le fonctionnement à vide du coupleur, alimenté par l'onduleur utilisé dans la suite.

Le Tableau 5.7 présente les différents résultats en regard des valeurs prévues par le design. On peut noter l'excellente concordance de ces résultats.

	Design (Cibles)	Mesurées expérimentalement	Erreur relative %
$\left(\frac{L_s}{L_p}\right)_{cible}$	0,22	0,21	-5,2
$M_{max} (= M_{cible})$ [uH]	28	28,5	1,8
M_{min} [uH]	21	21,4	1,9
k_{max}	0,185	0,19	2,0
k_{min}	0,140	0,142	1,2
L_p [uH]	325	333	2,5
L_s [uH]	70,5	68,5	-2,8
C_p [nF]	10,79	10,4	-3,6
C_s [nF]	49,73	47,83	-3,8

Tableau 5.7: Comparaison design-caractérisation

5.6.3.2. ÉSSAIS DU SYSTÈME COMPLET

Les essais du système complet ont été réalisés en utilisant la configuration de la Figure 5.24, qui utilise un onduleur et un pont de diodes. L'onduleur est connecté à des alimentations DC régulées (V_{bus}) et la puissance de sortie (après redressement) est injectée dans des charges actives programmées pour avoir un comportement de source de tension (V_{batt}) et simuler ainsi la batterie (Figure 5.25). Ces charges actives réinjectent la puissance sur le réseau.

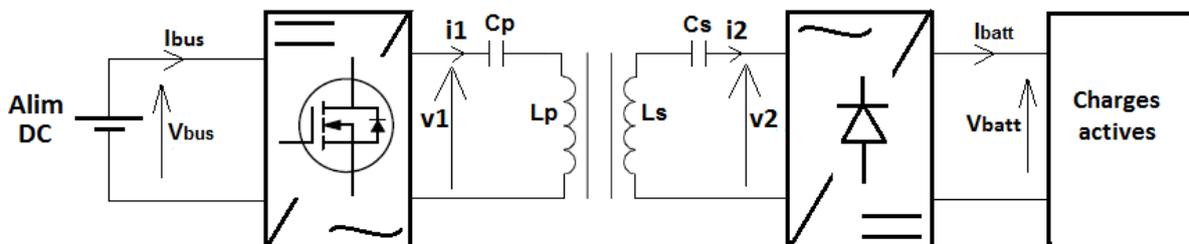


Figure 5.24: Schéma électrique équivalent du montage mis en place pour réaliser les essais

L'onduleur (Figure 5.27) utilise des composants MOS SiC 1200V et peut supporter des tensions d'entrée jusqu'à 900V. Le pont de diodes est réalisé à partir de diodes PIN ultrafast IXYS DSEI2X61-10B.



Figure 5.25: Photo du montage d'essai

Les condensateurs de résonance utilisés sont des ILLINOIS 250nF/700Vac/1,2m Ω (Figure 5.26).

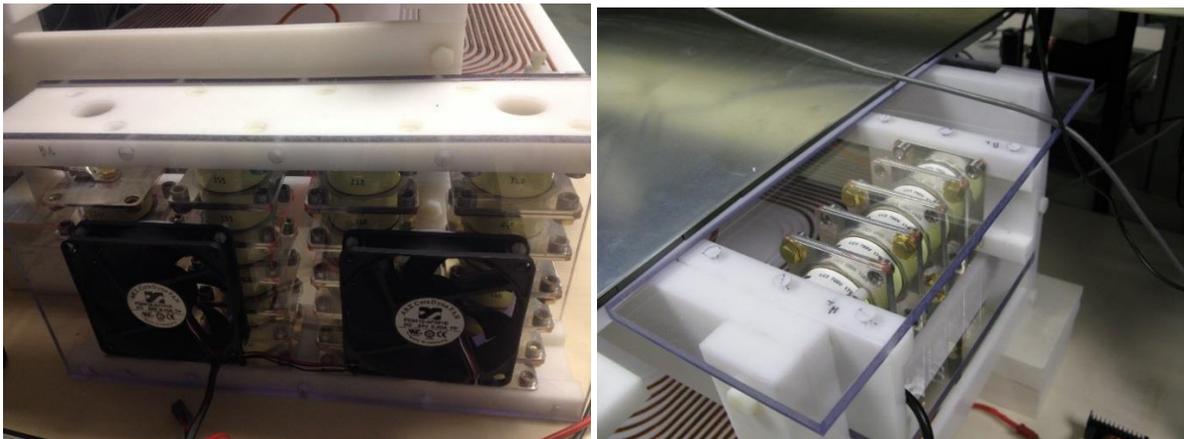


Figure 5.26: Banc de condensateurs de résonance primaire (a) et secondaire (b)

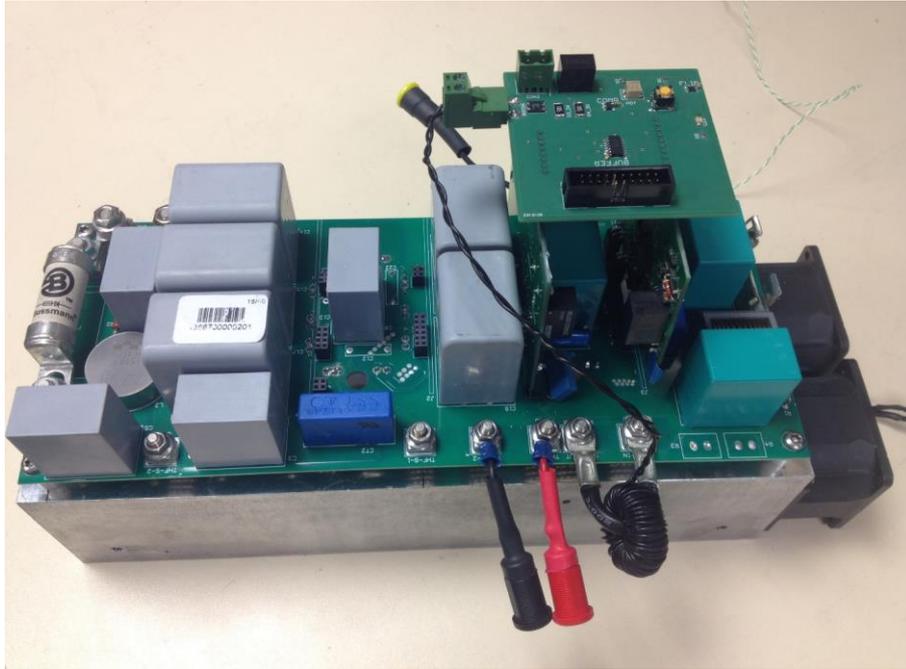


Figure 5.27: Onduleur du prototype

Les résultats de quelques essais significatifs sont indiqués dans le Tableau 5.8. Les oscillogrammes associés montrant les tensions et courants sont présentés Figure 5.28 à Figure 5.30.

	Essai 1 (Figure 5.28) 22kW alignés	Essai 2 (Figure 5.29) 22kW désalignés	Essai 3 (Figure 5.30) 3kW alignés
V_{bus} (imposée) [V]	900	740	700
V_{batt} (imposée) [V]	550	550	550
$P_{alimentations}$ (mesurée) [kW]	23	23,1	3,5
$P_{charges_actives}$ (mesurée) [kW]	22	21,5	2,85
Rendement (bus-charge actives) %	95,6	93	81,5

Tableau 5.8: Mesures expérimentales du rendement du démonstrateur

On peut remarquer que les tensions d'entrée sont élevées et varient de 700V à 900V. Dans tous les chargeurs de puissance réalisés par la société IES, un convertisseur PFC triphasé est placé en entrée. La gamme de tension ci-dessus correspond en réalité aux caractéristiques

d'un tel PFC, qui serait introduit de la même manière en cas de développement d'une solution industrielle de charge par induction.

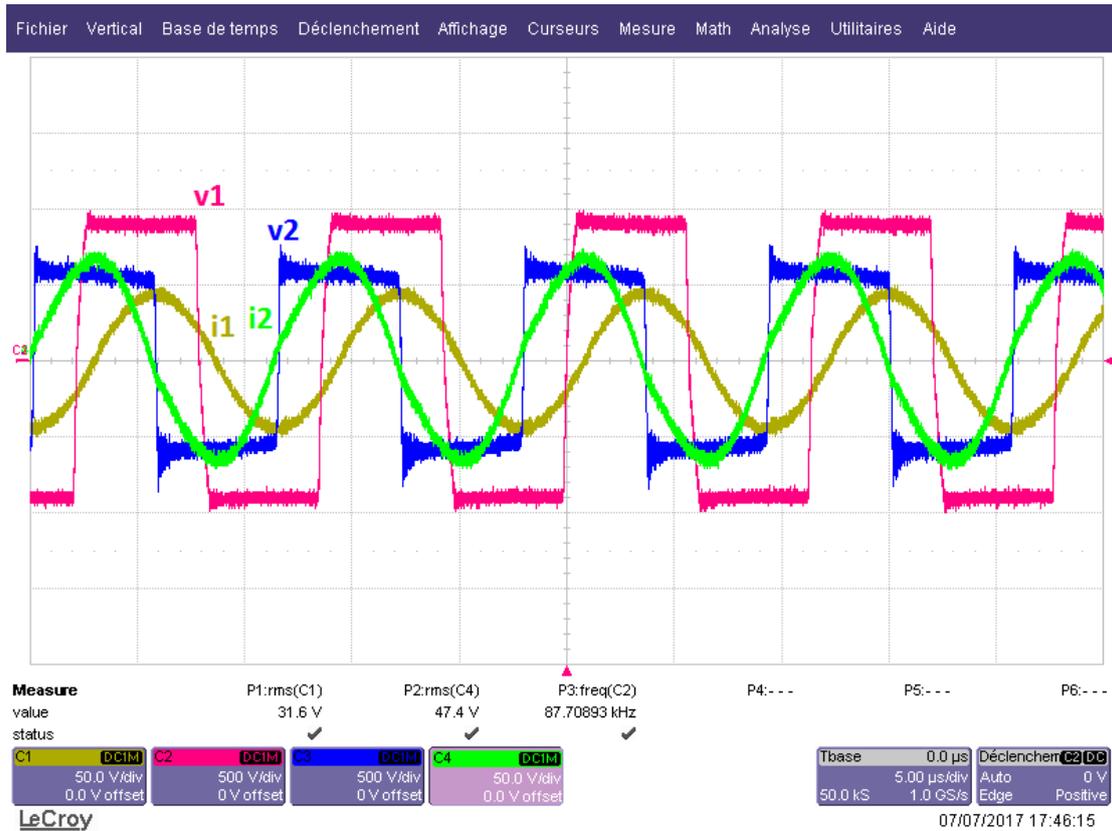


Figure 5.28: Essai 1 : v1, i1, v2, i2 @22kW - inducteur et induit alignés

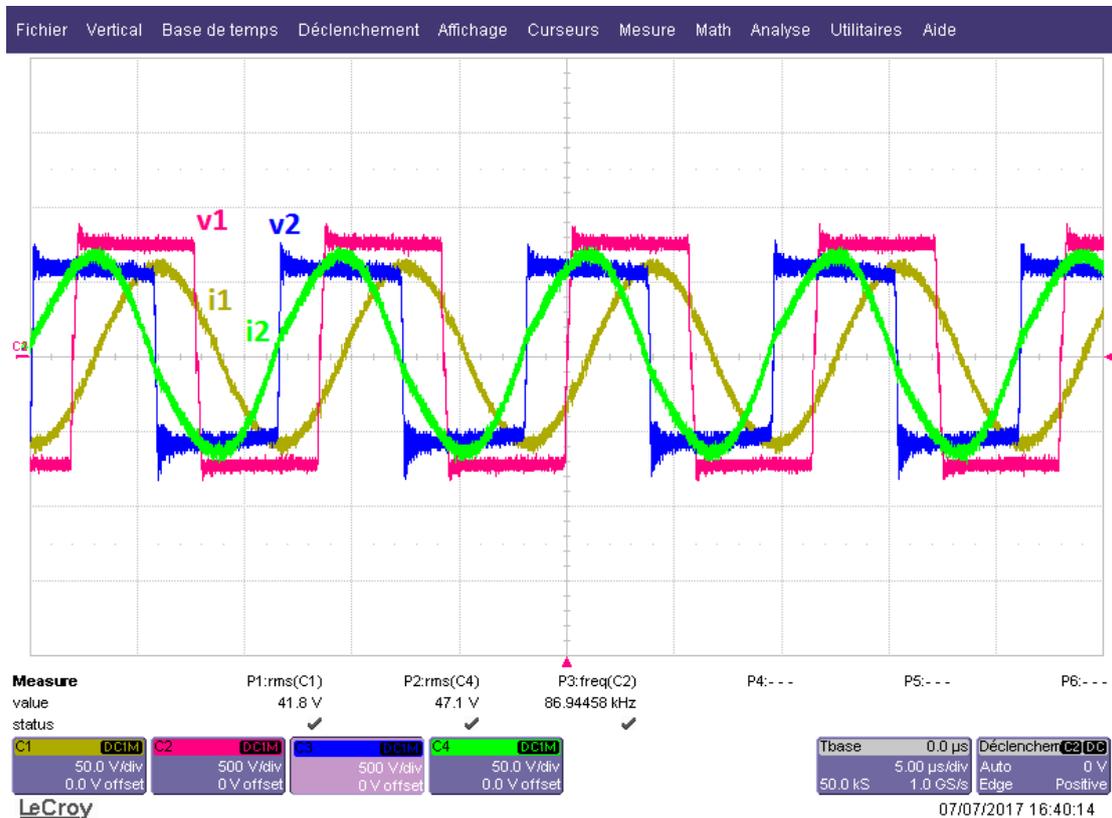


Figure 5.29: Essai 2 : v1, i1, v2, i2 @21,5kW - inducteur et induit désalignés

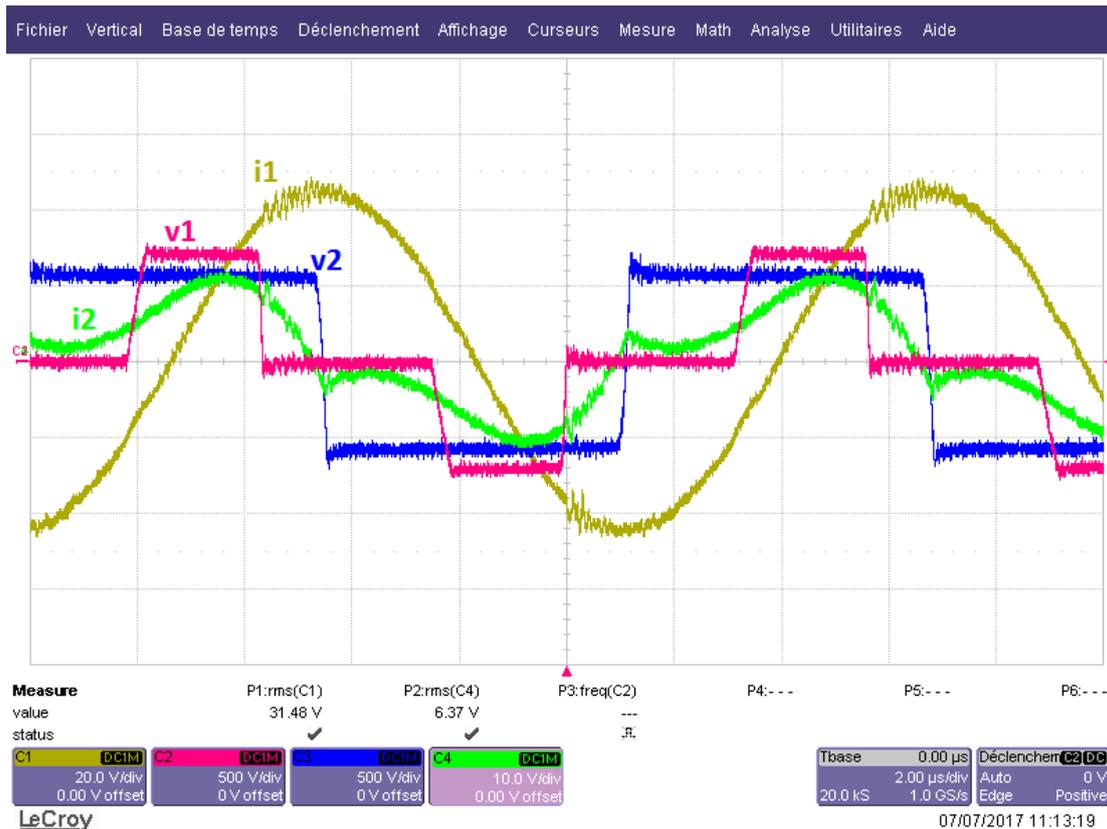


Figure 5.30: Essai 3 : v1, i1, v2, i2 @2,9kW (phase shift) - inducteur et induit alignés

On observe dans le **Tableau 5.8** que le rendement passe de 95,6% à 93% quand on désaligne l'inducteur et l'induit (@22kW). Cette chute du rendement s'explique par le fait que le courant I_1 passe de 31,6A à 41,8A quand on désaligne l'inducteur et l'induit (Figure 5.28&Figure 5.29).

Dans l'essai 3 (Figure 5.30) la commande phase shift est utilisée pour réduire la puissance. La commande phase shift permet de réduire la valeur du fondamental de $v_1(t)$ et la puissance. Le courant I_1 reste constant quand la puissance diminue, ce qui explique la chute du rendement correspondante (Tableau 5.8).

Globalement, les valeurs de rendement sont bien meilleures que celles données dans la partie conception. Ceci s'explique par le fait que les tolérances réelles sur les valeurs des paramètres magnétiques et condensateurs de résonance sont beaucoup plus faibles que celle utilisées dans les calculs.

5.6.3.3. LES PERTES DANS LE COUPLEUR

Le courant primaire I_1 dépend des tolérances des condensateurs, de l'inducteur et de l'induit. Une fois que les capacités et que les inductances du démonstrateur ont été mesurées expérimentalement (Tableau 5.7) le courant I_1 a été recalculé puis a été comparé au courant mesuré expérimentalement dans le Tableau 5.9.

	Calculé	Mesuré (Figure 5.28 & Figure 5.29)	Erreur relative %
I_1 @ $Z = 25cm ; X = 0 ; Y = 0$	32A	31,6A	-1,25
I_1 @ $Z = 25cm ; X = 14cm ; Y = 0cm$	43A	41,8A	-2,8

Tableau 5.9: Courant primaire du démonstrateur @22kW

Étant donné que les erreurs entre les valeurs théoriques et expérimentales des capacités et des inductances du démonstrateur sont bien inférieures au pire cas étudié dans le Tableau 5.5, le courant I_1 mesuré est bien inférieur au courant calculé dans le Tableau 5.5. Le bilan de pertes obtenues sur le démonstrateur est donné dans le Tableau 5.10.

	$Z = 25cm ; X=Y=0$	$Z = 25cm ; X=14cm ; Y=0$
I_1 [A]	31,6	41,8

	Pertes(W)	
Bobinage P	376	680
Ferrite P	21	52
Condensateurs P	28	51
Dissipateur P	60	105
Bobinage S	171	171
Ferrite S	25	33
Condensateurs S	12	12
Aluminium S	15	18
Pertes Totales	709	1122
Rendement topo SS %	96,9	95,1

Tableau 5.10: Pertes et rendement du démonstrateur @22kW

Les pertes dans les bobinages ont été mesurées expérimentalement. Conformément à ce qui a été indiqué dans la partie précédente, Les pertes dans les ferrites ont été déterminées à l'aide du logiciel MEF (Figure 5.31).et en utilisant la datasheet du matériau choisi, à savoir le Ferroxcube 3C95.

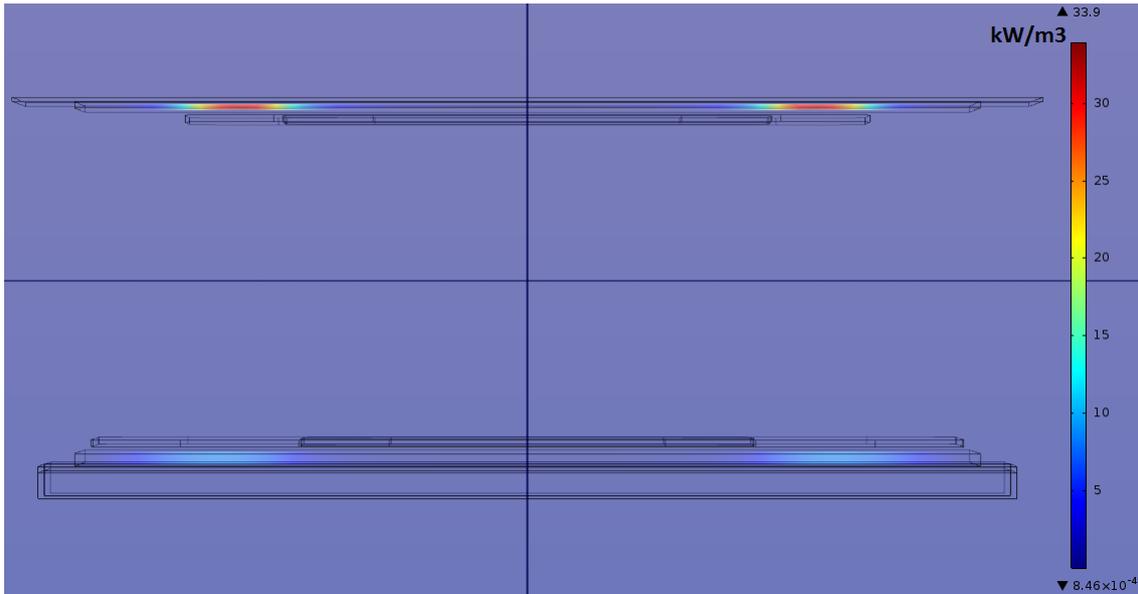


Figure 5.31: Pertes dans les plaques de ferrite primaire et secondaire du démonstrateur

Les pertes volumiques dans les plaques de ferrite de la Figure 5.31 ont été déterminées dans les conditions suivantes :

- L'inducteur et l'induit sont alignés.
- La puissance transférée est de 22kW.

L'équation des pertes volumique déduite des datasheet pour le 3C95 @100kHz est :

$$p_{ferrite_{W/m^3}} = 2,83e^7 \cdot \hat{B}^{2,83} \quad (5.58)$$

$p_{ferrite_{W/m^3}}$ étant les pertes volumiques dans la ferrite et \hat{B} l'intensité maximale du champ magnétique en Tesla (déterminée par le logiciel MEF).

Les pertes dans le dissipateur et dans la plaque d'aluminium secondaire ont également été déterminées en utilisant le logiciel MEF.

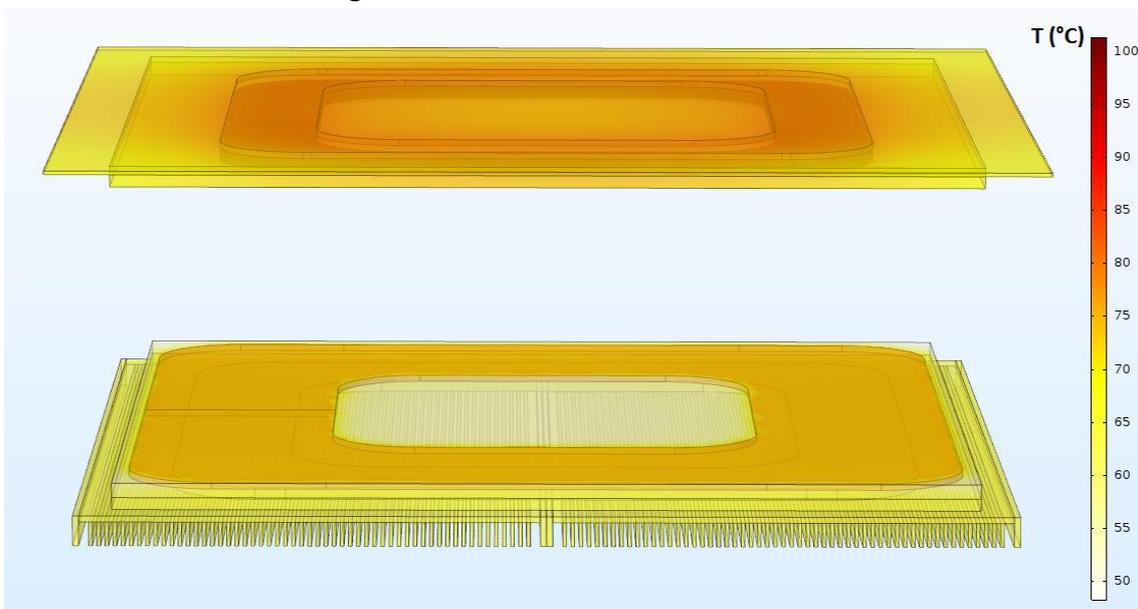


Figure 5.32: Echauffement de l'inducteur et de l'induit (régime permanent)

La Figure 5.32 montre les températures de l'inducteur et de l'induit du démonstrateur en régime permanent @22kW quand l'inducteur et l'induit sont alignés (pour une température ambiante de 30°C). Les résistances thermiques de chacun des deux dissipateurs primaire sont de 0,3°C/W.

D'après la Figure 5.32 la température de l'inducteur n'excède pas 75°C et la température de l'induit n'excède pas 100°C. Les matériaux utilisés (l'isolant du fil de Litz, la ferrite et le téflon) sont tout à fait capables de tenir ces températures.

5.6.4. RAYONNEMENT DU DÉMONSTRATEUR

Le rayonnement du démonstrateur n'a pu être mesuré. Nous proposons donc ici quelques résultats à nouveau obtenus par simulation EF.

La Figure 5.33 montre le rayonnement magnétique simulé du démonstrateur dans les conditions suivantes :

- L'inducteur et l'induit sont alignés.
- La puissance transférée est de 22kW.

D'après la SAE le grand public ne doit pas être exposé à un champ magnétique d'intensité supérieure à 27uT. Sur la Figure 5.33 l'intensité du champ magnétique devient inférieure à 27uT :

- À 73cm du centre des bobines sur l'axe horizontal médian du coupleur : L'intensité du champ magnétique est donc supérieure à 27uT dans un périmètre circulaire de 1,5 mètre autour de l'axe vertical du coupleur. La plupart des véhicules sur le marché ont une largeur supérieure à 1,5 mètre.
- 25cm au-dessus de l'induit (verticalement).

Dans cette première simulation, la plaque d'aluminium secondaire mesure 80cm x 80cm. Afin de réduire d'avantage l'intensité du champ magnétique rayonné dans l'axe verticale, il suffit d'augmenter les dimensions de cette plaque. C'est ce qui est fait dans la simulation de la Figure 5.34 ou la plaque d'aluminium mesure maintenant 100cm x 100cm. Dans ce cas, l'intensité du champ magnétique devient inférieure à 27uT à 12cm au-dessus de l'induit (contre 25cm dans la Figure 5.33).

Remarque : Dans les deux simulations, le champ proche du coupleur a une amplitude bien supérieure à celle de l'échelle de couleur latérale choisie et le logiciel impose alors une couleur unique dans cette zone.

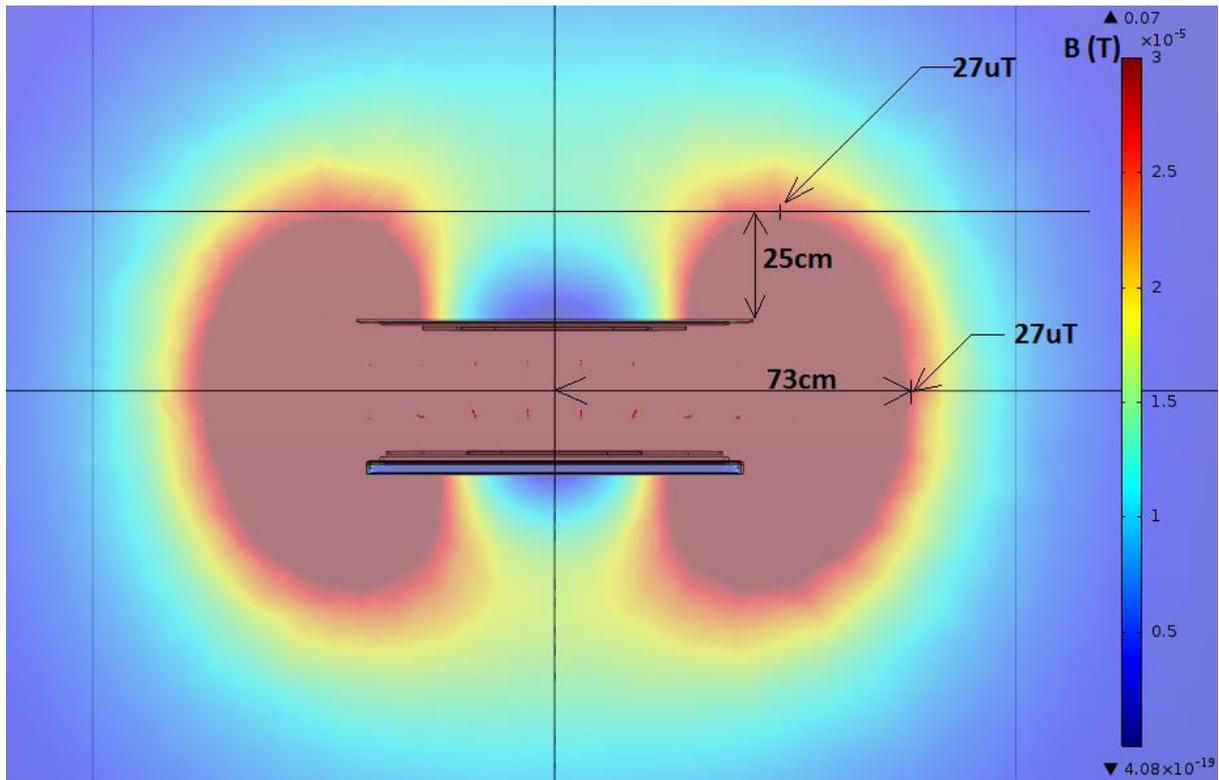


Figure 5.33: Rayonnement magnétique du démonstrateur (coupe transversale)

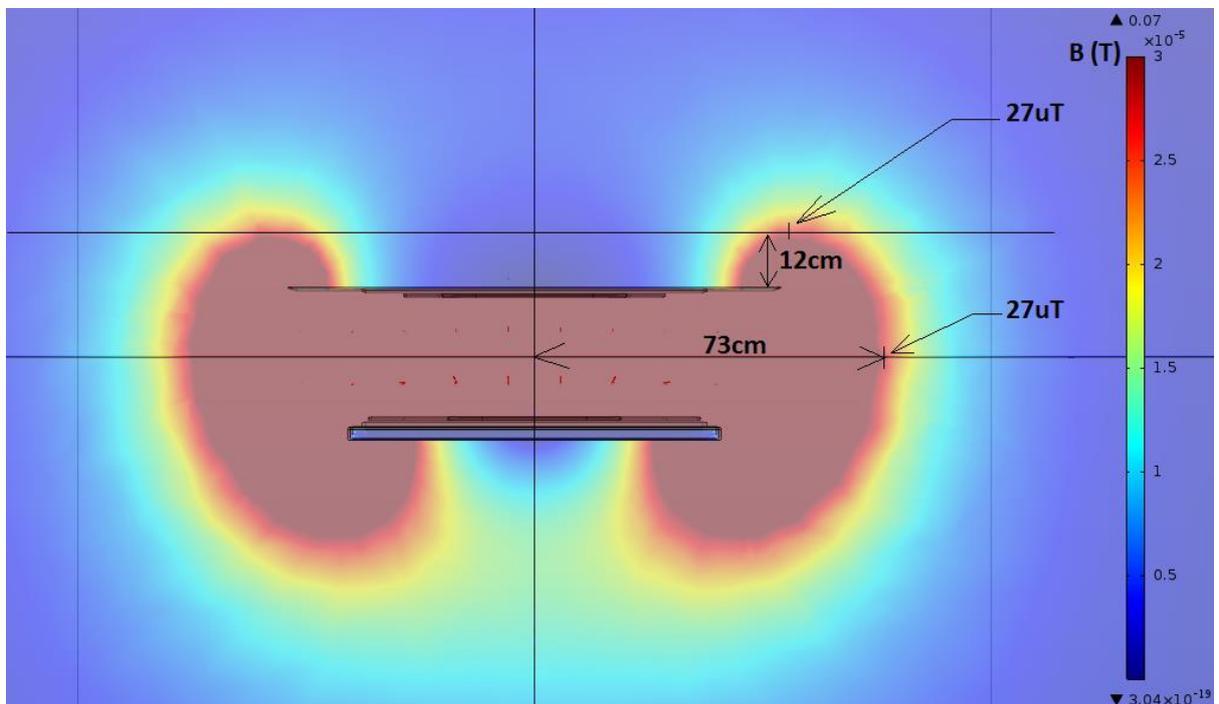


Figure 5.34: Rayonnement magnétique en remplaçant la plaque d'aluminium secondaire par une plaque plus grande (coupe transversale)

5.7. CONCLUSION DU CHAPITRE

Dans ce chapitre, un outil d'aide à la conception globale de coupleurs magnétiques complets (bobinages, ferrites, blindage aluminium) a d'abord été mis en place. Le concepteur saisit les paramètres du coupleur tels que les dimensions, le nombre de spires et la distance entre l'inducteur et l'induit. À partir de ces paramètres, l'outil calcule les inductances, la mutuelle et le coefficient de couplage. Il est basé sur un modèle analytique mais fait aussi appel à un logiciel EF. En effet, les équations du modèle analytique ne peuvent prendre compte la ferrite et de l'aluminium. Le modèle analytique est particulièrement intéressant dans le cas des bobinages rectangulaires qui nécessitent des simulations EF 3D très chronophages. On peut donc imaginer de réaliser l'essentiel des itérations en analytique puis de raffiner la résolution avec un minimum d'itérations EF.

Un montage expérimental de validation a été ensuite réalisé à partir d'un coupleur circulaire à échelle réduite et a permis de valider cet outil de conception.

Dans une seconde phase, les relations entre les différents paramètres du coupleur et ses performances ont été étudiées, ce qui a permis d'identifier les tendances suivantes :

- La minimisation de l'espacement entre les spires permet de minimiser les dimensions du coupleur.
- Le fait d'augmenter les dimensions extérieures du coupleur (tout en minimisant l'espacement entre les spires) permet de réduire les pertes dans ce dernier et d'améliorer donc le rendement. Cela permet également de limiter la chute du couplage en cas de désalignement, ce qui limite l'augmentation du courant primaire et améliore donc le rendement en cas de désalignement.
- Du fait de la tolérance éventuelle des condensateurs de résonance, le courant primaire est dépendant du rapport (L_s/L_p) . Le fait de réduire ce rapport permet de réduire le courant primaire et évite donc un surdimensionnement de l'onduleur. L'inconvénient est que les dimensions de l'inducteur sont inversement proportionnelles à (L_s/L_p) .
- Le rapport entre les dimensions des bobinages et celles de la ferrite a un impact direct sur les performances du coupleur. Le coefficient de couplage et les inductances sont proportionnels à ce rapport quand il est bien inférieur à 1. ils deviennent ensuite inversement proportionnels à ce rapport et diminuent fortement lorsqu'il tend vers 1.

Sur la base de ces éléments un algorithme d'optimisation a été mis en place pour concevoir le coupleur à partir du cahier des charges. Il est divisé en trois blocs.

Le premier bloc permet de concevoir le coupleur à partir d'un choix de (L_s/L_p) (valeur initiale par défaut $(L_s/L_p)_{cible_défaut}$). Le second bloc calcul et affiche tous les éléments permettant au concepteur de choisir le rapport $(L_s/L_p)_{cible}$ en connaissance de cause. Enfin, le dernier bloc calcul les pertes et le rendement du coupleur en fonction de la section du fil de Litz et du

diamètre des brins. Ce bloc permet donc théoriquement de choisir le fil de Litz permettant de minimiser les pertes dans les bobinages. Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il existait des écarts importants entre les valeurs données par les modèles et l'expérience. Ceci ne remet pas en cause la construction de cette partie mais des études/mesures complémentaires doivent être réalisées pour introduire des facteurs correctifs.

Finalement, un démonstrateur de 22kW transmettant la puissance sur une distance de 25cm a été réalisé et testé. La puissance nominale a été transférée avec succès et le rendement est de 95% entre le bus DC et les charges actives (au secondaire) quand l'inducteur et l'induit sont alignés. Pour la même puissance, le rendement baisse de 2% si le désalignement est de 15cm. Enfin, le démonstrateur a également été testé à puissance réduite et une puissance de 4kW a été transférée, validant ainsi l'usage d'une commande phase shift.

6. CONCLUSION

Les deux principaux objectifs de cette thèse étaient, d'une part, de développer des outils d'aide à la conception de coupleurs électromagnétiques pour la charge par induction, d'autre part, de réaliser un démonstrateur validant les outils en question et montrant la faisabilité d'un système de transfert à grand entrefer. Les spécifications de ce démonstrateur ont été établies en s'inspirant de la norme J2954 en cours de rédaction par la SAE, dont la finalité est de standardiser les systèmes de charge par induction d'une puissance allant jusqu'à 22kW et dont la distance verticale (entre l'inducteur et l'induit) atteint 25cm. Ces deux valeurs caractéristiques sont donc celles qui ont été retenues.

La première étape de la conception de tels systèmes est le choix de la topologie de compensation qui doit être obligatoirement associée au coupleur. Les quatre topologies principales ont été comparées et la structure Série-Série (SS) a été adoptée pour les raisons suivantes :

- La puissance réactive reste compensée en cas de désalignement ou quand la distance verticale entre l'inducteur et l'induit varie. Cet avantage est très important puisque la baisse du couplage magnétique peut dépasser 50% en cas de désalignement et/ou quand la distance verticale augmente.
- Le secondaire de la topologie SS se comporte comme une source de courant, ce qui est bien adaptée pour recharger des batteries. De plus, le primaire de cette topologie peut être alimenté par un onduleur de tension ce qui n'est pas le cas des topologies PS et PP.
- Du fait de la résonance en tension, les courants dans les bobinages de la topologie SS sont inférieurs à ceux des trois autres topologies (notamment à ceux de la topologie PP).

Une fois la topologie de compensation choisie, différentes architectures d'électronique de puissance ont été comparées. La régulation du courant, la complexité de l'architecture (nombre et types de convertisseurs) et les pertes dans le coupleur magnétique ont été étudiées pour chacune des architectures. Pour notre démonstrateur, nous avons souhaité réguler la puissance tout en simplifiant au maximum l'électronique de puissance (notamment l'électronique de puissance intégré au véhicule). Nous avons donc utilisé un onduleur au primaire et un simple pont de diode au secondaire. La commande phase shift à fréquence variable de l'onduleur permet de réguler la puissance tout en veillant à ce que le l'onduleur fonctionne en ZVS sur toute la plage de puissance.

L'étape suivante a consisté à mettre en place les outils de conception et de calcul des pertes dans les différents éléments du coupleur.

Dans un premier temps, un outil de calcul des pertes dans le fil de Litz a été développé, son objectif étant de calculer les pertes dans les bobinages en fonction de la section du fil et du diamètre des brins pour faciliter le choix de la combinaison "section de fil,/diamètre de brins" permettant de minimiser les pertes dans le coupleur magnétique. Cet outil est basé sur l'exploitation de formulations analytiques et de simulations par éléments finis. Un montage expérimental à échelle réduite a été réalisé pour comparer les pertes calculées aux pertes mesurées. Les pertes dans le fil ont été mesurées par une méthode calorimétrique puis comparées aux pertes calculées. L'écart entre les pertes mesurées et les pertes calculées est inférieur à 10%.

Des mesures de pertes dans des fils de Litz contenant un nombre de brins beaucoup plus élevé ont également été réalisées. Les écarts entre les pertes mesurées dans des fils de 216, 729 et 3360 brins et les pertes calculées s'avèrent beaucoup plus élevés. A ce stade, l'explication qui peut être donnée est une imperfection croissante du toronnage avec le nombre de brins, ce qui conduirait à un déséquilibre croissant des courants de brin. Cette hypothèse doit être vérifiée et un processus de correction des équations analytiques doit être trouvé pour que ce module "pertes Joule" soit fiable et puisse être véritablement utilisé dans la procédure d'optimisation. Ceci peut certainement constituer une perspective de ce travail.

Dans un second temps, un outil de conception magnétique a été mis en place. Il s'appuie sur une description analytique du coupleur simplifié et sur l'usage de simulations EF complémentaires pour prendre en compte le circuit magnétique et le blindage en aluminium. L'ensemble permet de calculer les inductances, la mutuelle et le coefficient de couplage à partir des paramètres d'entrée tels que les dimensions des bobinages et le nombre de spires. Sur cette base, les principales tendances reliant les performances du coupleur à l'évolution des différents paramètres ont été analysées :

- La minimisation de l'espacement entre les spires permet de minimiser les dimensions du coupleur.
- Le fait d'augmenter les dimensions extérieures du coupleur (tout en minimisant l'espacement entre les spires) permet de réduire les pertes dans ce dernier et d'améliorer donc le rendement. Cela permet également de limiter l'affaiblissement du couplage et d'augmenter le rendement en cas de désalignement.
- Du fait de la tolérance des condensateurs de résonance, le courant primaire est dépendant du rapport (L_s/L_p). Le fait de réduire ce rapport permet de réduire le courant primaire et évite donc de surdimensionner l'onduleur. L'inconvénient est que les dimensions de l'inducteur sont inversement proportionnelles à (L_s/L_p).
- Le rapport entre les dimensions des bobinages et celles de la ferrite a un impact direct sur les performances du coupleur. Le coefficient de couplage et les inductances sont proportionnels à ce rapport quand il est très inférieur à 1 puis diminuent rapidement quand il tend vers 1.

Les outils précédents ont ensuite été insérés dans un algorithme d'optimisation pour aider à la conception du coupleur à partir du cahier des charges. Il est divisé en trois blocs.

Le premier bloc a pour tâche de réaliser un premier dimensionnement du coupleur en utilisant le rapport par défaut $(L_s/L_p)_{cible_défaut}$. Le second bloc calcule et affiche tous les éléments permettant au concepteur de choisir le rapport $(L_s/L_p)_{cible}$ en connaissance de cause et correspond donc à une partie du processus où l'expertise du concepteur est nécessaire. Enfin, le dernier bloc calcule les pertes et le rendement du coupleur en fonction de la section du fil de Litz et du diamètre des brins et aboutit au choix du fil de Litz permettant de minimiser les pertes dans les bobinages.

Un démonstrateur de 22kW transmettant la puissance sur une distance de 25cm a finalement été réalisé et testé. La puissance nominale a été transférée avec succès et le rendement est de 95% entre le bus DC et les charges actives placées au secondaire, quand l'inducteur et l'induit sont alignés. À la même puissance, le rendement ne baisse que de 2% pour un désalignement de 15 cm entre inducteur et induit.

Globalement, on peut donc estimer que les deux objectifs principaux rappelés au début de cette conclusion ont été atteints. Les résultats consignés dans ce mémoire démontrent à la fois le bon fonctionnement des outils mis en place pour la conception et la faisabilité d'un système à "grand entrefer" présentant un bon rendement. Le développement de véritables systèmes industriels basés sur ce principe nécessitera de résoudre quelques problèmes d'ordre technologique (matériaux, isolement, refroidissement...) mais l'accès à des puissances de l'ordre de 50kW pour des véhicules de tourisme paraît tout à fait envisageable.

A- MODÉLISATION DE LA TOPOLOGIE SS – COMMANDE PHASE SHIFT A FRÉQUENCE VARIABLE

- Déterminer la fréquence de fonctionnement en phase shift à fréquence variable :

Afin de déterminer analytiquement la fréquence de fonctionnement du système (commande phase shift à fréquence variable) il faut déterminer l'impédance d'entrée \underline{Z}_1 en fonction de la fréquence à tensions V_1 et V_2 fixes. Rappelons que V_1 en phase shift est donné par (A.1) et que V_2 est imposée par la batterie (A.2) :

$$V_1 = V_{bus} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \right) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\phi_{ps}}{2}\right) \quad (A.1)$$

$$V_2 = V_{batt} \cdot \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \right) \quad (A.2)$$

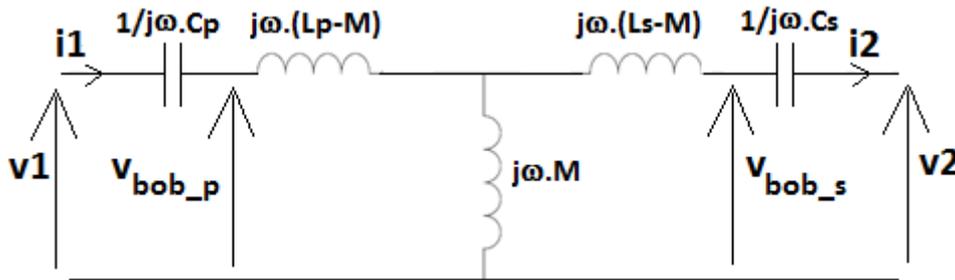


Figure A.1: Schéma électrique équivalent de la topologie SS

L'impédance d'entrée \underline{Z}_1 s'écrit :

$$\underline{Z}_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (A.3)$$

Or (en supposant que l'impédance de sortie est purement résistive):

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 & \quad (A.4) \\ &= \frac{V_1}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_p} + j \cdot \omega \cdot (L_p - M) + j \cdot \omega \cdot M \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot (L_s - M) + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_s} + \frac{V_2}{I_2}}{j \cdot \omega \cdot L_s + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_s} + \frac{V_2}{I_2}}} \end{aligned}$$

I_2 s'écrit :

$$I_2 = \left| \frac{j \cdot \omega \cdot M}{j \cdot \omega \cdot L_s + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_s} + \frac{V_2}{I_2}} \cdot I_1 \right| \quad (A.5)$$

En injectant (A.4) dans (A.5) puis en calculant le module de (A.5) :

$$I_2 \tag{A.6}$$

$$= \frac{\sqrt{(\omega \cdot M \cdot V_1)^2 - V_2^2 \cdot \left(\omega \cdot L_p - \frac{1}{\omega \cdot C_p}\right)^2}}{-\omega \cdot M \cdot \left[\omega \cdot (L_s - M) - \frac{1}{\omega \cdot C_s}\right] - \left(\omega \cdot L_s - \frac{1}{\omega \cdot C_s}\right) \cdot \left(\omega \cdot (L_p - M) - \frac{1}{\omega \cdot C_p}\right)}$$

À présent il suffit d'injecter (A.6) dans (A.4) puis (A.4) dans (A.3) pour tracer $\Delta\varphi_1 = \text{argument}\left(\underline{Z}_1\right)$ en fonction de la fréquence. La fréquence de fonctionnement f_{zvs} correspond tout simplement à la fréquence à partir de laquelle $\Delta\varphi_1$ devient supérieur à $\frac{\Delta\varphi_{ps}}{2}$.

- Le courant primaire I_1 :

Maintenant que la fréquence de fonctionnement f_{zvs} est connue, pour calculer le courant I_1 il suffit d'injecter f_{zvs} dans l'équation (A.4).

B-PROCÉDURE POUR MESURER LES INDUCTANCES DE L'INDUCTEUR ET DE L'INDUIT AINSI QUE LE COEFFICIENT DE COUPLAGE

- 1- Mesure de l'inductance de l'inducteur en présence de l'induit (l'induit est placé en face de l'inducteur)

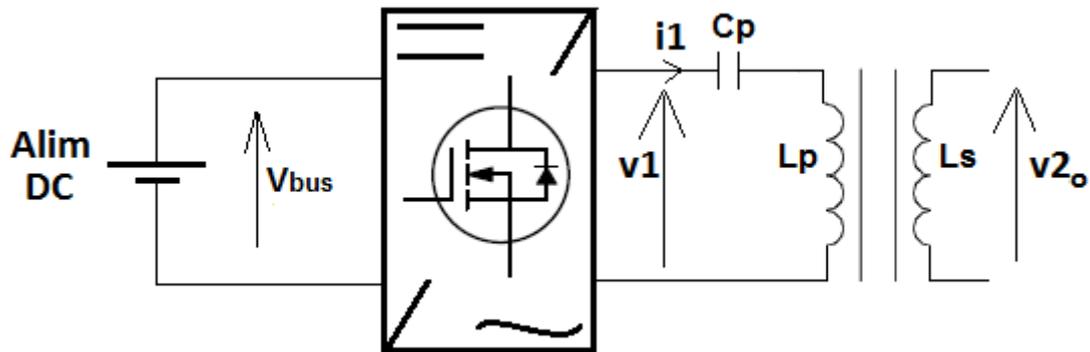


Figure B.1: Montage pour mesurer l'inductance de l'inducteur et la mutuelle

Le montage pour mesurer l'inductance de l'inducteur est celui de la Figure B.1. La tension V_{bus} est de quelques volts (étant donné que le courant dans la bobine primaire n'est limité que par les résistances parasites).

A présent il faut faire varier la fréquence tout en surveillant le courant I_1 dans le bobinage primaire. Il faut trouver la fréquence f_0 à laquelle le courant dans le bobinage primaire atteint son maximum. L'inductance de l'induit s'écrit :

$$L_p = \frac{1}{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_p} \quad (B.1)$$

- 2- Mesure de l'inductance de l'induit :

La même procédure s'applique pour mesurer l'inductance L_s .

- 3- Mesure de la mutuelle :

Le montage pour mesurer la mutuelle est celui de la Figure B.1. La tension V_{bus} est de quelques volts (étant donné que le courant dans le bobinage primaire n'est limité que par les résistances parasites).

Quelle que soit la fréquence de fonctionnement (elle peut être différente de la fréquence de résonance), la mutuelle s'écrit :

$$M = \frac{V_{2o}}{\omega \cdot I_1} \quad (B.2)$$

- 4- Le coefficient de couplage s'écrit :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot L_s}} = \frac{V_{2o}}{\omega \cdot I_1 \cdot \sqrt{L_p \cdot L_s}} \quad (B.3)$$

C-CALCUL DE LA DENSITÉ DE COURANT MAXIMALE POUR LIMITER L'ÉCHAUFFEMENT DU FIL

Calcul de la densité de courant à avoir dans un fil de Litz afin de limiter l'élévation de la température du fil à ΔT_{max} :

$$\Delta T = \frac{R_{ac/m}}{2 \cdot \pi \cdot R_{fil} \cdot h_c} \cdot I^2 \quad (C.1)$$

h_c étant le coefficient de convection et I le courant efficace.

$$\Delta T = \frac{\frac{\rho_{cu}}{S_{cu}} \cdot \frac{R_{ac}}{R_{dc}}}{2 \cdot \pi \cdot R_{fil} \cdot h_c} \cdot I^2 \quad (C.2)$$

Or

$$D_{fil} = K_f \cdot \sqrt{nbr_{brin}} \cdot d_0 \quad (C.3)$$

$$\Rightarrow D_{fil}^2 = K_f^2 \cdot nbr_{brin} \cdot d_0^2 \quad (C.4)$$

$$\Rightarrow D_{fil}^2 = K_f^2 \cdot S_{cu} \cdot \frac{4}{\pi} \quad (C.5)$$

$$\Rightarrow R_{fil} = \frac{1}{2} \cdot K_f \cdot \sqrt{S_{cu} \cdot \frac{4}{\pi}} \quad (C.6)$$

En injectant (C.6) dans (C.1):

$$\Delta T = \frac{\rho_{cu} \cdot \frac{R_{ac}}{R_{dc}}}{h_c \cdot K_f \cdot 2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot S_{cu}^{3/2}} \cdot I^2 \quad (C.7)$$

Or

$$S_{cu} = \frac{I}{J} \quad (C.8)$$

$$\Rightarrow \Delta T = \frac{\rho \cdot \frac{R_{ac}}{R_{dc}}}{h_c \cdot K_f \cdot 2 \cdot \sqrt{\pi}} \cdot J^{3/2} \cdot I^{1/2} \quad (C.9)$$

La densité de courant maximale J_{max} dans un fil de Litz à ne pas dépasser afin de limiter l'élévation de la température du fil à ΔT_{max} @ I_{max} :

$$J_{max} = \left(\frac{h_c \cdot K_f \cdot 2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \Delta T_{max}}{\rho_{cu} \cdot \frac{R_{ac}}{R_{dc}}} \right)^{2/3} \cdot I_{max}^{-1/3} \quad (C.10)$$

Remarque :

Le foisonnement des fils de Litz LGM possédant quelques centaines de brins est d'environ 1,4 (voir le catalogue LGM).

D- LA TOPOLOGIE DE COMPENSATION SS SOUS COMSOL (OUTIL DE CONCEPTION MEF)

Avec une topologie SS, à la fréquence de résonance, le courant i_2 est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à i_1 puisque d'après le schéma électrique Figure 3.4 :

$$\frac{I_2}{I_1} = j \cdot \frac{\omega_0 \cdot M}{R_{charge}} \quad (D.1)$$

R_{charge} étant l'impédance de sortie purement résistive.

C'est pourquoi pour simuler le comportement de la topologie SS sous COMSOL il suffit de dessiner, dans la physique « Magnetic Fields (mf) », un couple inducteur/induit et d'alimenter l'induit avec un courant i_2 déphasé de $\pi/2$ par rapport à i_1 . Il faut donc écrire dans COMSOL :

$$\underline{I}_{1COMSOL} = I_1 \cdot \sqrt{2} \quad (D.2)$$

$$\underline{I}_{2COMSOL} = -(I_2 \cdot \sqrt{2}) \cdot j \quad (D.3)$$

Les tensions aux bornes des bobinages primaire et secondaire affichées par COMSOL correspondent aux tensions \underline{V}_{bob_p} et \underline{V}_{bob_s} de la Figure A.1 (les tensions aux bornes des bobinages primaire et secondaire). Or :

$$\underline{V}_{bob_p} = \underline{V}_1 - \frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_p} \cdot \underline{I}_1 \quad (D.4)$$

Etant donné que le circuit est résonant:

$$\frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_p} + j \cdot \omega_0 \cdot L_p = 0 \quad (D.5)$$

Donc :

$$\underline{V}_{bob_p} = \underline{V}_1 + j \cdot \omega_0 \cdot L_p \cdot \underline{I}_1 \quad (D.6)$$

Par conséquent la partie réelle de la tension affichée par COMSOL correspond à la tension V_1 .

Pour calculer la mutuelle à partir du \underline{V}_{bob_p} :

$$M = \frac{real(\underline{V}_{bob_p})}{\omega_0 \cdot I_2} \quad (D.7)$$

De même la tension aux bornes du bobinage secondaire :

$$\underline{V}_{bob_s} = \underline{V}_2 + \frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_s} \cdot \underline{I}_2 \quad (D.8)$$

Etant donné que le circuit est résonant :

$$\frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_s} + j \cdot \omega_0 \cdot L_s = 0 \quad (D.9)$$

Donc :

$$\underline{V}_{bob_s} = \underline{V}_2 - j \cdot \omega_0 \cdot L_s \cdot \underline{I}_2 \quad (D.10)$$

E- EMPLACEMENT DE LA THERMISTANCE

Un support plastique est utilisé pour guider le bobinage (Figure E.2). La température du support n'est pas homogène en régime transitoire (à cause de la capacité thermique du plastique). De plus, étant donné que l'intensité du champ magnétique augmente en allant de l'extrémité du bobinage vers le centre, les pertes linéiques dans les spires en AC augmentent en allant vers le centre du bobinage. En revanche en DC les pertes linéiques sont identiques dans toutes les spires. Le thermocouple doit être placé à un endroit où la température mesurée est l'image des pertes totales dans le bobinage. Concrètement on cherche à placer le thermocouple à un endroit où la courbe $\frac{dT}{dt}(T)$ mesurée grâce au thermocouple dépendra uniquement de la puissance totale dissipée.

L'idéal pour que la température mesurée soit l'image des pertes totales dans le bobinage est de placer le thermocouple le plus loin possible du bobinage (de la source de chaleur). Le problème est que si on éloigne trop le thermocouple du bobinage, la température du bobinage risque de devenir très élevée avant que la température mesurée commence à augmenter. Si on rapproche beaucoup le thermocouple des spires alors la température mesurée ne sera plus l'image des pertes totales.

Afin de trouver un emplacement « correct » du thermocouple nous avons réalisé des simulations thermiques du bobinage avec le support plastique sous un logiciel MEF. À des emplacements différents, nous avons comparé l'évolution de la température en fonction du temps à **pertes totales fixes** en régime DC à l'évolution de la température en AC.

Pour simuler le régime DC, les pertes linéiques imposées dans les spires (dans le modèle thermique du logiciel MEF) sont identiques. Pour simuler le régime AC, les pertes linéiques imposées dans les spires augmentent en allant vers le centre du bobinage.

La Figure E.1 montre l'évolution de la température en fonction du temps déterminée par le logiciel MEF à l'endroit indiqué dans la Figure E.2. Les 2 courbes sont à pertes totales identiques. La courbe bleue correspond au régime DC (les pertes linéiques sont identiques dans les différentes spires). La courbe orange correspond au régime AC.

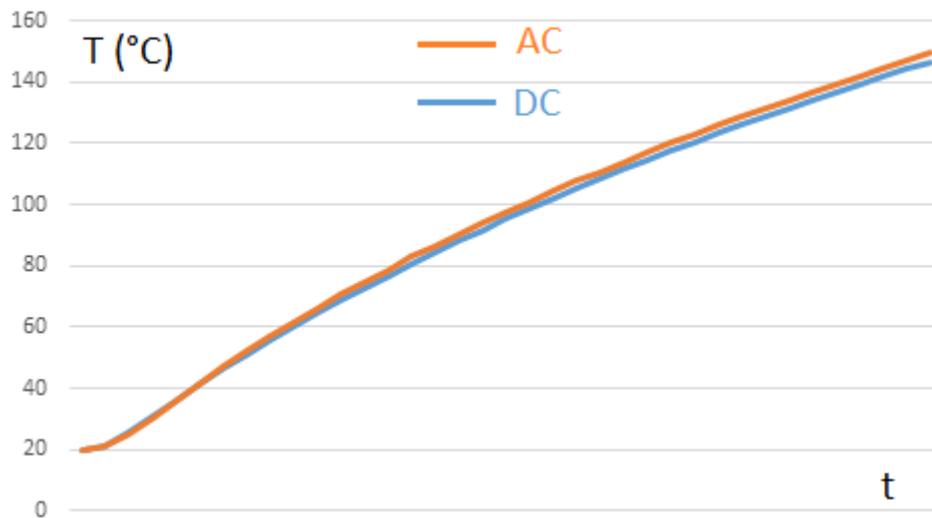


Figure E.1: Température en fonction du temps déterminée par le logiciel MEF en régime DC et AC

La Figure E.1 montre que la température mesurée par le thermocouple de la Figure E.2 est l'image des pertes totales dans le bobinage (indépendamment du régime). Par conséquent cet endroit est adapté pour placer le thermocouple.

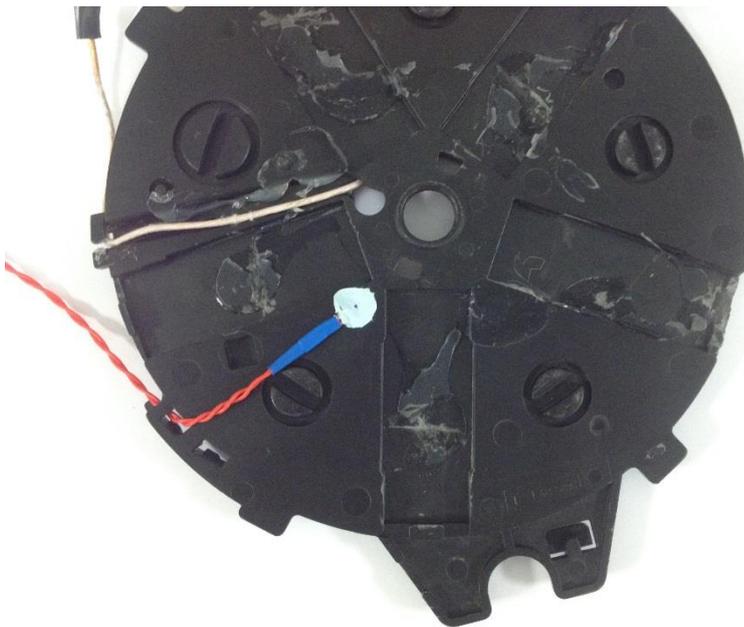


Figure E.2: Le thermocouple(en rouge et bleu) fixé sur le support

F- MÉTHODE DE MESURE DES PERTES DANS L'ONDULEUR

Cette méthode consiste à déterminer indirectement les pertes dans le module de puissance de l'onduleur en mesurant la température du module de puissance en fonction du temps.

- 1- La première étape consiste à déterminer expérimentalement la capacité thermique C_{th_ond} du dissipateur de l'onduleur. Les pertes dans le module de puissance en fonction de la température :

$$p_{ond} = C_{th_ond} \cdot \frac{d(T)}{dt} + \frac{1}{R_{th_conv}} \cdot \Delta T \quad (F.1)$$

Pendant les deux premières minutes de la mise sous tension de l'onduleur $\frac{1}{R_{th_conv}} \cdot \Delta T$ est négligeable par rapport à $C_{th_ond} \cdot \frac{d(T)}{dt}$. Par conséquent pendant les deux premières minutes :

$$C_{th_ond} \approx \frac{p_{ond}}{\frac{dT}{dt}} \quad (F.2)$$

Pour déterminer expérimentalement C_{th_ond} il faut dans un premier temps fermer les quatre transistors du module de puissance (mettre les deux bras du module en court-circuit). Ensuite il faut alimenter en DC le module de puissance à une puissance fixe et relever la température en fonction du temps pendant les deux premières minutes. À présent il suffit utiliser l'équation (F.2) pour déterminer expérimentalement C_{th_ond} (la puissance dissipée correspond tout simplement à la puissance en sortie de l'alimentation).

- 2- Mesure des pertes dans le module de puissance en AC :

Maintenant que C_{th_ond} est connu, pour mesurer les pertes dans le module de puissance en AC il faut mesurer la température en fonction du temps pendant les deux premières minutes après la mise sous tension de l'onduleur. Les pertes dans le module de puissance sont ensuite calculées en utilisant l'équation (F.3) :

$$p_{ond} = C_{th_ond} \cdot \frac{dT}{dt} \quad (F.3)$$

NOMENCLATURE

a_{int}	Largeur intérieure du bobinage
a_{ext}	Largeur extérieure du bobinage
a_{alum_p}	Largeur de la plaque d'aluminium primaire
a_{alum_s}	Largeur de la plaque d'aluminium secondaire
$a_{ferrite}$	Largeur de la plaque de ferrite
C_p	Capacité de compensation primaire
C_s	Capacité de compensation secondaire
C_{th_ond}	Capacité thermique du dissipateur de l'onduleur
d_0	Diamètre d'un brin du fil de Litz
D	Diamètre d'un fil
D_{spire_p}	Diamètre des spires primaire
D_{spire_s}	Diamètre des spires secondaire
esp_{spires_p}	Espacement entre les spires primaire
esp_{spires_s}	Espacement entre les spires secondaire
$esp_{bobi_ferrite}$	Espacement entre le bobinage et la ferrite
eps_{alum}	Épaisseur de la plaque d'aluminium
$eps_{ferrite}$	Épaisseur de la plaque de ferrite
f_0	Fréquence de résonance
f	Fréquence de l'onduleur
h_c	Coefficient de convection
H_i	Intensité du champ interne dans le fil de Litz (valeur efficace)
H_e	Intensité du champ externe appliqué au fil de Litz (valeur efficace)
H_{equ}	Intensité du champ équivalent vu par le fil de Litz (valeur efficace)
I_{batt}	Courant injecté dans les batteries (courant de charge)
I	Courant efficace
I_1	Courant efficace d'entrée de la topologie de compensation primaire
I_2	Courant efficace de sortie de la topologie de compensation secondaire
I_{2dc}	Courant I_2 redressé (courant de sortie du PDD)
I_p	Courant efficace dans le bobinage primaire
I_s	Courant efficace dans le bobinage secondaire
J	Densité de courant
J_1	Densité de courant dans le bobinage primaire
J_2	Densité de courant dans le bobinage secondaire
k	Coefficient de couplage entre primaire et secondaire
K_f	Coefficient de foisonnement du fil de Litz
k_{min}	Coefficient de couplage minimum entre primaire et secondaire
L_p	Inductance propre de la bobine primaire

L_s	Inductance propre de la bobine secondaire
M	Inductance mutuelle entre primaire et secondaire
M_{max}	La mutuelle quand l'inducteur et l'induit sont alignés (@ Z_{min})
M_{min}	La mutuelle (@ Z_{max} , X_{max} et Y_{max})
N_p	Nombre de spires au primaire
N_s	Nombre de spires au secondaire
nbr_{brin}	Nombre de brins du fil de Litz
P	Puissance transférée
P_1	Puissance d'entrée
P_2	Puissance de sortie
$p_{fil/m}$	Pertes linéiques dans un fil
$p_{peau/m}$	Pertes linéiques par effet de peau
$p_{proxi/m}$	Pertes linéiques par effet de proximité
$p_{totalesbob}$	Pertes totales dans les bobinages primaire et secondaire
p_{ond}	Les pertes dans le module de puissance de l'onduleur
Q_{L_p}	Facteur de qualité de la bobine primaire
Q_{L_s}	Facteur de qualité de la bobine secondaire
R_{ac}	Résistance AC
$R_{ac/m}$	Résistance linéique AC
R_{dc}	Résistance DC
$R_{dc/m}$	Résistance linéique DC du fil
$R_{dcbrin/m}$	Résistance linéique DC d'un brin
R_{fil}	Rayon du fil
r_p	Résistance du bobinage primaire
r_s	Résistance du bobinage secondaire
S_{cu}	Section du cuivre
T	Température
V_1	Tension d'entrée de la topologie de compensation primaire (valeur efficace du fondamental de $v_1(t)$)
V_2	Tension de sortie de la topologie de compensation secondaire (valeur efficace du fondamental de $v_2(t)$)
V_{2dc}	Tension de sortie du PDD secondaire
V_{batt}	Tension des batteries
V_{bob_p}	Tension efficace aux bornes du bobinage primaire
V_{bob_s}	Tension efficace aux bornes du bobinage secondaire
V_{bus}	Tension du bus DC
ω_0	Pulsation de résonance
ω	Pulsation de l'onduleur
Z_1	Impédance d'entrée de la topologie de compensation
X, Y	Désalignement entre l'inducteur et l'induit

Z	Séparation verticale entre l'inducteur et l'induit
μ_0	Perméabilité du vide
ρ_{cu}	Résistivité du cuivre
σ_{cu}	Conductivité du cuivre
$\Delta\varphi_{ps}$	Déphasage entre la commande des 2 bras de l'onduleur (phase shift)
$\Delta\varphi_1$	Déphasage entre les fondamentaux de tension et de courant en entrée de la topologie de compensation
$\varnothing_{p \rightarrow s}$	Flux mutuel généré par la bobine primaire et traversant la bobine secondaire
$\varnothing_{s \rightarrow p}$	Flux mutuel généré par la bobine secondaire et traversant la bobine primaire
$\varnothing_{p\text{propre}}$	Flux propre généré par le bobinage primaire
$\varnothing_{s\text{propre}}$	Flux propre généré par le bobinage secondaire
\varnothing_p	Flux total vu par le bobinage primaire
\varnothing_s	Flux total vu par le bobinage secondaire
ΔT	Élévation de la température

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Mi, «High Power Capacitive Power Transfer for Electric Vehicle Charging,» *IEEE Xplore*, 04 février 2016.
- [2] «Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology - J2954,» *SAE*, mai 2016.
- [3] «ICNIRP Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz-100kHz),» *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*, p. 827, 2010.
- [4] EVATRAN, «2nd generation plugless technical specifications,» 2017. [En ligne]. Available: <https://www.pluglesspower.com/gen2-tech-specs/>. [Accès le juillet 2017].
- [5] Qualcomm, «From wireless to dynamic electric vehicle charging: The evolution of Qualcomm Halo,» 18 mai 2017. [En ligne]. Available: <https://www.qualcomm.com/news/onq/2017/05/18/wireless-dynamic-ev-charging-evolution-qualcomm-halo>. [Accès le 18 juillet 2017].
- [6] CNET, «Qualcomm's inductive charging road could pave the way to new EVs,» 18 mai 2017. [En ligne]. Available: <https://www.cnet.com/roadshow/news/qualcomms-inductive-charging-road-could-change-the-way-we-build-evs/>. [Accès le 18 juillet 2017].
- [7] «DRIVE 11 Evaluation System - Wireless charging for EV & PHEV Platforms,» 04 janvier 2017. [En ligne]. Available: http://witricity.com/wp-content/uploads/2017/01/DRIVE_11_20170104-1.pdf. [Accès le 18 juillet 2017].
- [8] R.Bosshard, U.Iruretagoyena et J.W.Kolar, «Comprehensive Evaluation of Rectangular and Double-D Coil Geometry for 50 kW/85 kHz IPT System,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics on Power Electronics (JESTPE)*, pp. 1406-1415, décembre 2016.
- [9] «KAIST OLEV Transport System,» KAIST Wireless Power Transmission Research Center, [En ligne]. Available: http://www.smfir.co.kr/20120323/sub02/KAIST_OLEV_en.pdf. [Accès le 18 juillet 2017].
- [10] S.Ahn, J.Y.Lee, D.H.Cho et J.Kim, «Magnetic Field Design for Low EMF and High Efficiency Wireless Power Transfer,» chez *CIRP Design Conference*, Corée, pp. 233-239, 2011.
- [11] «Recharger les véhicules électriques à chaque opportunité,» Bombardier Primove, 2017. [En ligne]. Available: <http://primove.bombardier.com/fr/produits/recharge.html>. [Accès le 18 juillet 2017].
- [12] «Bombardier Primove: la recarga inductiva para autobuses,» *movilidad electrica*, 24 janvier 2017. [En ligne]. Available: <http://movilidadelectrica.com/bombardier-primove-induccion-autobuses/>. [Accès le 18 juillet 2017].

- [13] «VISEON PRIMOVE: a study on power line-free electric mobility for public service buses,» Passenger transport - Bulgarian Federation for Passenger Transport, [En ligne]. Available: <http://www.passengertransport.bg/en/viseon-primove-a-study-on-power-line-free-electric-mobility-for-public-service-buses/>. [Accès le 18 juillet 2017].
- [14] T. Nindl, Écrivain, *Qualcomm Halo™ WEVC Interoperability Multi-coil resonant magnetic induction*. [Performance]. Qualcomm, 21 juillet 2014.
- [15] J.T.Boys et G.A.Covic, «IPT Fact Sheet Series: No. 2 Magnetic Circuits for Powering Electric Vehicles,» Department of Electrical and Computer Engineering, The University of Auckland, Auckland.
- [16] S. Raju, R. Wu, M. Chan et C. P. Yue, «Modeling of mutual coupling between planar inductors in wireless power applications,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 29, NO. 1, JANUARY 2014, janvier 2014.
- [17] C. B. AUVIGNE, «Electrical and Magnetical Modeling of Inductive Coupled Power Transfer Systems,» Thèse, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, 2015.
- [18] J. Muhlethaler, «Modeling and multi-objective optimization of inductive power components,» Thèse, ETH Zurich, Zurich, 2012.
- [19] J. Biela, «Optimierung des elektromagnetisch integrierten Serien-Parallel- resonanzkonverters mit eingeprengtem ausgangsstrom,» Zurich, Thèse, ETH Zurich, 2005, pp. 242-245.
- [20] D. Flumian, «Caractérisation des pertes dans les composants magnétiques mise en oeuvre d'une méthode calorimétrique,» Insitut National Polytechnique de Toulouse, Université de Toulouse, Toulouse, 2011.
- [21] M. Kesler, «Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance,» WiTricity Corporation, 2013.
- [22] E. B. Rosa, *The self and mutual inductances of linear conductors*, U.S. Dept. of Commerce and Labor, Bureau of Standards, 1908.
- [23] E. B. Rosa, *On the geometrical mean distances of rectangular areas and the calculation of self-inductance*, 1907.
- [24] H.A.Wheeler (Hazeltine Corporation), «Simple inductance formulas for radio coils,» New Jersey, 1928, pp. 1398-1400.
- [25] J. Acero, C. Carretero, I. Lope, R. Alonso, Ó. Lucía et J. M. Burdio, «Analysis of the Mutual Inductance of Planar-Lumped Inductive Power Transfer Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 410-420, janvier 2013.

- [26] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic et C.-Y. Huang, «Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 318-328, janvier 2013.
- [27] J. Sallán, J. L. Villa, A. Llombart et J. F. Sanz, «Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 2140-2149, juin 2009.
- [28] G. A. J. Elliott, S. Raabe, G. A. Covic et J. T. Boys, «Multiphase Pickups for Large Lateral Tolerance Contactless Power-Transfer Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 57, NO. 5, pp. 1590-1598, mai 2010.
- [29] R. Bosshard, U. Badstübner, J. Kolar et I. Stevanovic, «Comparative Evaluation of Control Methods for Inductive Power Transfer,» chez *Proceedings of the International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA 2012)*, Nagasaki, Novembre 11-14, 2012.
- [30] K. Aditya et S. S. Williamson, «Comparative Study of Series-Series and Series-Parallel Compensation Topologies for Electric Vehicle Charging,» IEEE, 2014.
- [31] O. Knecht et J. W. Kolar, «Comparative Evaluation of IPT Resonant Circuit Topologies for Wireless Power Supplies of Implantable Mechanical Circulatory Support Systems,» IEEE, 2017.
- [32] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse et Q. Chen, «Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series-Series Compensated Inductive Power Transfer Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 29, NO. 1, pp. 191-200, janvier 2014.
- [33] C.-S. Wang, O. H. Stielau et G. A. Covic, «Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 52, NO. 5, pp. 1308-1314, octobre 2005.
- [34] I. Nam, R. Dougal et E. Santi, «Optimal Design Method to Achieve Both Good Robustness and Efficiency in Loosely-coupled Wireless Charging System Employing Series-Parallel Resonant Tank with Asymmetrical Magnetic,» IEEE, 2013.
- [35] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse et Q. Chen, «Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio,» IEEE, 2013.
- [36] Z. N. Low, R. A. Chinga, R. Tseng et J. Lin, «Design and Test of a High-Power High-Efficiency Loosely Coupled Planar Wireless Power Transfer System,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 56, NO. 5, pp. 1801-1812, mai 2009.
- [37] G. A. Covic, J. T. Boys, M. L. G. Kissin et H. G. Lu, «A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 54, NO. 6, pp. 3370-3378, décembre 2007.

- [38] H. Matsumoto, Y. Neba, K. Ishizaka et R. Itoh, «Model for a Three-Phase Contactless Power Transfer System,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 26, NO. 9, pp. 2676-2687, septembre 2011.
- [39] H. Matsumoto, Y. Neba, K. Ishizaka et R. Itoh, «Comparison of Characteristics on Planar Contactless Power Transfer Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 27, NO. 6, pp. 2980-2993, juin 2012.
- [40] J.-R. SIBUE, «Conception de systèmes d'alimentation sans contact pour la traction ferroviaire,» Université de Grenoble, thèse soutenue le 13 décembre 2011.
- [41] C. R. Sullivan, «Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 14, NO. 2, pp. 283-291, mars 1999.
- [42] X. Nan et C. R. Sullivan, «An Improved Calculation of Proximity-Effect Loss in High-Frequency Windings of Round Conductors,» IEEE, 2003.
- [43] F. E. Terman, *Radio engineers' handbook*, New York and London: McGRAW-HILL BOOK COMPANY, 1943.
- [44] M. L. G. Kissin, C.-Y. Huang, G. A. Covic et J. T. Boys, «Detection of the Tuned Point of a Fixed-Frequency LCL Resonant Power Supply,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 24, NO. 4, pp. 1140-1143, avril 2009.
- [45] C. S. Tang, Y. Sun, Y. G. Su, S. K. Nguang et A. P. Hu, «Determining Multiple Steady-State ZCS Operating Points of a Switch-Mode Contactless Power Transfer System,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 24, NO. 2, pp. 416-425, février 2009.
- [46] C.-S. Wang, G. A. Covic et O. H. Stielau, «Investigating an LCL Load Resonant Inverter for Inductive Power Transfer Applications,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 19, NO. 4, pp. 995-1002, juillet 2004.
- [47] W. Fu, B. Zhang et D. Qiu, «Study on Frequency-tracking Wireless Power Transfer System by Resonant Coupling,» IEEE, 2009.
- [48] T.-S. Chan et C.-L. Chen, «A Primary Side Control Method for Wireless Energy Transmission System,» *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: REGULAR PAPERS*, VOL. 59, NO. 8, pp. 1805-1814, août 2012.
- [49] Z. Pantic, S. Bai et S. M. Lukic, «ZCS LCC-Compensated Resonant Inverter for Inductive-Power-Transfer Application,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 58, NO. 8, pp. 3500-3510, août 2011.
- [50] J.-U. W. Hsu, A. P. Hu et A. Swain, «A Wireless Power Pickup Based on Directional Tuning Control of Magnetic Amplifier,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 56, NO. 7, pp. 2771-2781, juillet 2009.

- [51] N. A. Keeling, G. A. Covic et J. T. Boys, «A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 57, NO. 2, pp. 744-751, février 2010.