HAL open science

Caractérisation et modélisation des systèmes de charge sans contact du véhicule éclectrique en mouvement pour l'évaluation des champs magnétiques générés.

Salim Guerroudj

▶ **To cite this version:**

Salim Guerroudj. Caractérisation et modélisation des systèmes de charge sans contact du véhicule éclectrique en mouvement pour l'évaluation des champs magnétiques générés.. Electromagnétisme. Normandie Université, 2020. Français. NNT : 2020NORMR046 . tel-03125283

HAL Id: tel-03125283

https://theses.hal.science/tel-03125283

Submitted on 29 Jan 2021

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.

Normandie Université

THÈSE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

ELECTRONIQUE, MICROELECTRONIQUE, OPTIQUE ET LASERS, OPTOELECTRONIQUE MICROONDES

Préparée au sein de l'Université de Rouen

Caractérisation et modélisation des systèmes de charge sans contact du véhicule électrique en mouvement pour l'évaluation des champs magnétiques générés

Présentée et soutenue par
Salim GUERROUDJ

Thèse soutenue publiquement le 17/11/2020 devant le jury composé de		
M. Lionel PICHON	Directeur de Recherche CNRS, GeePs, École Centralesupelec	Rapporteur
M. Fabien NDAGIJIMANA	Professeur, G2ELAB, Université de Grenoble Alpes	Rapporteur
M. Christian VOLLAIRE	Professeur, Ampère, École Centrale de Lyon	Examinateur
Mme. Virginie DENIAU	Chargée de Recherche HDR, IFSTTAR, Université Gustave Eiffel	Examinateur
M. Zouheir RIAH	Enseignant-Chercheur, HDR, IRSEEM, ESIGELEC	Directeur de thèse
M. Habib BOULZAZEN	Enseignant-Chercheur, IRSEEM, ESIGELEC	Co-encadrant
Mme. Leyla HABAREK ARIOUA	Docteur Ingénieur de recherche, VEDECOM	Invitée

Thèse dirigée par Zouheir RIAH, laboratoire IRSEEM (EA 4353)
Thèse co-encadrée par Habib BOULZAZEN, laboratoire IRSEEM (EA 4353)

UNIVERSITÉ DE ROUEN NORMANDIE

ed MIIS

irseem

Je dédie ce travail à tous ceux et celles que je considère comme étant ma famille, de naissance ou de cœur, pour leur soutien au début de cette aventure, pendant cette aventure et pour tout ce qui s'en suivra. Je le dédie également à mes amis, car grâce à eux le quotidien est plus joyeux.

Remerciements

Dans le cadre de ma thèse j'ai eu l'occasion de passer 4 ans au sein de VEDECOM, d'abord dans l'équipe VEH 07 avec M. Zouheir RIAH en tant que chef de projet et de directeur de thèse que je tiens à remercier particulièrement pour sa confiance d'abord en me confiant ce sujet de thèse et pour son encadrement sur ces quatre dernières années avec ses conseils avisés ainsi que sa patience. Je remercie également M. Habib BOULZAZEN co-encadrant qui a été présent tout le long de la thèse avec des suggestions et idées qui se sont avérées très utiles.

Je voudrais également remercier M. Lionel PICHON directeur de recherche au GeePs ainsi que M. Fabien NDAGIJIMANA professeur à l'université de Grenoble Alpes, d'avoir accepté de rapporter ma thèse, je tiens également à remercier Mme Virginie DENIAU chargée de recherche à l'université de Gustave Eiffel ainsi que M. Christian VOLLAIRE d'avoir accepté d'examiner ma thèse et pour l'intérêt qu'ils portent à mes travaux. Je tiens particulièrement à remercier la personne désignée pour présider ce jury le jour de la soutenance.

Je remercie spécialement Mme Leyla ARIOUA HABAREK de m'avoir accompagné sur les dernières années de ma thèse, car elle a dû prendre le train en marche et je tiens à la remercier pour son implication et son soutien malgré les circonstances particulières.

Je veux exprimer ma gratitude envers l'équipe Mermoz pour l'aide et les différentes discussions que nous avons eu autour d'un café, particulièrement M. Tahar HAMITI qui sans lui le modèle mixte n'aurait jamais existé. Je remercie également le groupe Mermoz, les OG Ali, Ludovic, Nadjym, Quentin, Illango, Erwann, ValentinN, sans oublier les derniers arrivés Benoit, Joao, Marco et Paul et spécialement M. Yasser ALAYLI, sans qui je n'aurais jamais décroché cette thèse.

Pour terminer ,j'adresse mes remerciements les plus sincères à mes parents, mes frères, ma tante et son mari, sans qui je n'aurais jamais pu étudier en France.

Résumé

Caractérisation et modélisation des systèmes de charge sans contact du véhicule électrique en mouvement pour l'évaluation des champs magnétiques générés

Dans cette thèse, nous abordons la question des champs magnétiques générés par les systèmes de transfert d'énergie sans contact pour les véhicules en mouvement. En effet, ces systèmes utilisent de fortes puissances afin de transférer le plus d'énergie possible en un laps de temps très court, par conséquent, les champs magnétiques mis en jeu sont très intenses et peuvent être nocifs pour la santé humaine. L'objectif des travaux présentés dans ce document est de développer une plateforme de simulation, permettant d'obtenir la répartition des champs magnétiques autour du coupleur pour des systèmes génériques (indépendant de la géométrie ou de la fréquence), afin de mettre en place les périmètres de sécurité visant à garantir la sécurité physique des usagers.

Les chapitres de ce manuscrit illustrent, étape par étape, la modélisation, la co-simulation et la validation expérimentale d'un système de charge sans contact simplifié en mouvement. En effet, d'une part une méthodologie de modélisation du coupleur conjuguée à la simulation globale du système de charge sans contact est proposée, et d'autre part, un modèle analytique est développé permettant de calculer les courants induits dans le secondaire d'une configuration simpliste du coupleur, ce modèle se distingue par un temps de résolution très court et des résultats très précis. Afin de valider l'approche de modélisation développée, un banc de test expérimental est réalisé. Les grandeurs électriques (courants, tensions) et magnétiques (inductances, induction magnétique) calculées numériquement sont confrontées aux mesures réalisées sur ce banc, dans le but d'attester de la précision des modèles de simulation et du modèle analytique proposés.

Mots clés :
- Modélisation,
- Champs magnétiques,
- Recharge dynamique sans contact,
- Caractérisation,
- Compatibilité électromagnétique.

Abstract

Characterization and modeling of dynamic wireless charging systems of electric vehicle to evaluate the generated magnetic fields

This thesis deals with the magnetic fields generated in the vicinity of a dynamic wireless power transfer system for electric vehicles. The objective of this work is to develop a novel methodology dedicated to these systems, fully independent of the characteristics of the system (i.e. geometry and frequency). The magnetic fields generated by such systems can be harmful to human health, since they are induced by high intensity currents in order to transfer high power in short ranges, thus the assessment of the magnetic fields in vicinity of the system is critical for this technology.

The chapters of this thesis describe step by step, the modeling, the co-simulation and the experimental validation of a simplified dynamic wireless power transfer system. Indeed, a modeling methodology of the coupler considering the simulation of the whole system is suggested. Furthermore, an analytical model was developed especially for these systems, in order to get the induced current in a short time for any generic system. For the purpose of approving the modeling approach, an experimental bench consisting of a real scale dynamic wireless power transfer system was designed in order to compare the electric (current, voltage) and the magnetic quantities (inductance, magnetic induction) obtained from the simulation and from the experimental datas.

Keywords :
— Modeling,
— Magnetic fields,
— Dynamic wireless charging,
— Characterization,
— Electromagnetic compatibility.

Table des matières

Remerciements **5**

Introduction Générale **vii**

I La charge sans contact pour le véhicule électrique - État de l'art **1**

I.1 Introduction 1

I.2 Bref historique du transfert d'énergie sans contact 3

I.3 Transfert d'énergie sans contact 6

I.3.1 Types de piste 7

I.3.2 Géométrie des bobines 9

I.3.2.1 Bobines non polarisées (standards) 9

I.3.2.2 Bobines polarisées 9

I.3.3 Modèle électrique équivalent 11

I.3.4 Topologies de compensation 12

I.4 Recharge statique sans contact 15

I.5 Recharge dynamique sans contact 18

I.6 La piste de charge sans contact 3 kW de VEDECOM 24

I.6.1 Le coupleur 24

I.6.2 L'onduleur 26

I.6.3 Séquencement des bobines du primaire 27

I.6.4 Émulation de la charge (batterie) 28

I.6.5 Le mouvement 28

I.7 La compatibilité électromagnétique - CEM 28

I.7.1 Environnement de mesure des émissions rayonnées 29

I.7.2 Instruments de mesure 31

I.7.2.1 Sondes de tension 32

I.7.2.2 Sondes de courant 32

I.7.2.3 Antennes et sondes 33

I.8 Conclusion 33

II Modélisation numérique des systèmes de transfert d'énergie sans contact **35**

II.1 Introduction 35

II.2 Développement d'une plateforme de simulation pour les systèmes de charge sans contact en mouvement . . . 38
II.2.1 Modélisation électrique des bobines de la piste 3 kW de VEDECOM . . . 38
II.2.1.1 Variation de l'entrefer . . . 40
II.2.1.2 Variation de la distance entre la plaque de ferrite et la bobine . . . 42
II.2.1.3 Variation de l'épaisseur de la plaque de ferrite . . . 42
II.2.1.4 Variation du désalignement . . . 43
II.2.2 Modélisation du système d'alimentation de la bobine primaire . . . 44
II.2.3 Modèle de la charge du système . . . 45
II.3 Simulation du système de charge sans contact en mode dynamique . . . 46
II.3.1 Source d'alimentation sinusoïdale connectée au primaire (bobine isolée) . . . 48
II.3.2 Source de courant sinusoïdal connectée au coupleur . . . 50
II.3.3 Simulation statique d'un modèle électrique d'onduleur connecté au coupleur . . . 52
II.3.4 Simulation dynamique d'un modèle électrique d'onduleur connecté au coupleur . . . 58
II.4 Optimisation du temps de simulation . . . 64
II.4.1 Exploitation de la symétrie . . . 65
II.4.2 Méthode de réduction d'échelle . . . 67
II.5 Estimation de l'exposition humaine au champ magnétique . . . 73
II.5.1 Indice d'exposition . . . 74
II.5.2 Méthode de crête pondérée. . . . 76
II.5.2.1 Méthode de crête pondérée modifiée . . . 79
II.6 Conclusion . . . 82

III Modèle Mixte **85**
III.1 Introduction . . . 85
III.2 Développement analytique du modèle mixte . . . 86
III.2.1 Données d'entrée du modèle mixte . . . 88
III.2.1.1 Éléments électriques (résistances et inductances) et leurs dérivées . . . 88
III.2.1.2 Courant du primaire . . . 89
III.2.2 Hypothèses . . . 90
III.2.2.1 Courant du primaire . . . 90
III.2.2.2 Fréquence de fonctionnement . . . 90
III.2.2.3 Vitesse de déplacement du secondaire . . . 90

III.3 Limites du modèle mixte développé 90
III.3.1 Topologie de compensation 90
III.3.2 Commande des onduleurs 91
III.4 Validation numérique du modèle mixte 91
III.4.1 Modèles numériques de validation 91
III.4.1.1 Coupleur mono-primaire à échelle réduite 91
III.4.1.2 Coupleur avec trois bobines au primaire à échelle réduite . 95
III.4.1.3 Coupleur mono-primaire à échelle réelle du prototype . . . 99
III.5 Conclusion 101

IV Dispositif expérimental de test de la recharge dynamique sans contact 103
IV.1 Introduction 103
IV.2 Dimensionnement de la piste de recharge sans contact 104
IV.2.1 Bobines du coupleur et plaques de ferrite 104
IV.2.2 Condensateurs de compensation 105
IV.2.3 Résistances supplémentaires 108
IV.2.4 Redresseur 109
IV.2.5 Projecteur à LED 110
IV.3 Environnement de mesure 111
IV.3.1 Intrumentation 111
IV.3.1.1 Sondes de tension 111
IV.3.1.2 Sondes de courant 112
IV.3.1.3 Oscilloscope 112
IV.3.1.4 Analyseur d'impédance 113
IV.3.1.5 Sonde de champ magnétique 114
IV.3.2 Méthodes expérimentales de mesure 115
IV.4 Résultats de mesure et validations 115
IV.4.1 Mesures en quasi-statique 118
IV.4.1.1 Validation des paramètres électriques du système 118
IV.4.1.2 Validation des grandeurs magnétiques du système 120
IV.4.1.2.1 Mesure au point central 120
IV.4.1.2.2 Mesure au point 1 121
IV.4.1.2.3 Mesure au point 2 122
IV.4.2 Mesures en dynamique 123
IV.4.2.1 Primaire avec une bobine émettrice 123
IV.4.2.2 Mesures des grandeurs électriques 124
IV.4.2.3 Mesures des grandeurs magnétiques 126
IV.4.3 Validation Expérimentale 128
IV.4.3.1 Validation du modèle de simulation 129
IV.4.3.2 Validation du modèle mixte 130

IV.4.3.3 Validation de l'induction magnétique 132
IV.5 Conclusion 135

V Conclusion et perspectives 137

Bibliographie 141

Liste des figures 148

Annexes 157

Annexe A : Datasheet des sondes et de l'alimentation 157
A.1 Alimentation Regatron 157
A.2 Sonde de tension HVD3106A 157
A.3 Sonde de courant CP150 158

Annexe B : Méthode d'éléments finis et logiciel de simulation 161
B.1 La méthode des éléments finis et logiciel de simulation 161
B.2 Outils de simulation - Maxwell 3D 162
B.2.1 Le solveur magnéto-statique 162
B.2.2 Le solveur harmonique (Eddy current) 163
B.2.3 Le solveur Transitoire 163
B.2.4 Association du déplacement 164
B.3 Co-simulation 165
B.3.1 Configuration du couplage Maxwell 3D-Simplorer 166
B.3.2 Configuration du déplacement 167
B.3.3 Le maillage 168

Annexe C : Comparaison de la simulation statique paramétrique et la simulation dynamique 171
C.1 Simulation paramétrique et dynamique 171

Annexe D : Interactions du corps humain avec les champs magnétiques 173
D.1 Effet directs 173
D.1.1 Champs magnétiques statiques 173
D.1.2 Champs magnétiques basses fréquences 1 Hz - 100 kHz 174
D.1.3 Champs magnétiques à fréquence intermédiaire 100 kHz - 10 MHz 174
D.1.4 Effets sensoriels 175
D.1.5 Effets sanitaires 176
D.1.6 Champs magnétiques à haute fréquence 176
D.2 Effets indirects 177
D.3 Méthode d'estimation de l'impact des champs magnétiques 177

Introduction Générale

La contrainte majeure des véhicules électriques depuis leur invention a toujours été leur faible autonomie due à l'utilisation de batterie présentant des densités énergétiques moins importantes que celles des carburants usuels, figure 1.

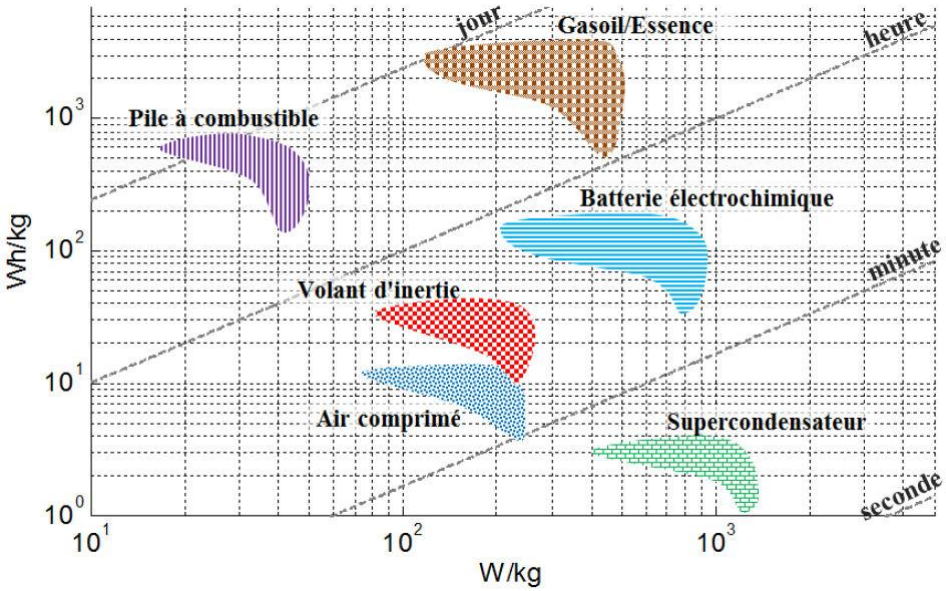


Figure 1 – Diagramme de Ragone.

Avec un taux d'émissions de gaz à effet de serre de 16% pour les véhicules particuliers, figure 2, les états investissent dans les moyens de transport plus écologiques, notamment le véhicule électrique qui connaît un essor fulgurant et cela depuis l'avènement des batteries au lithium. Malgré leur faible densité énergétique, en comparaison à l'essence ou au diesel, les batteries au lithium sont très utilisées dans les véhicules électriques.

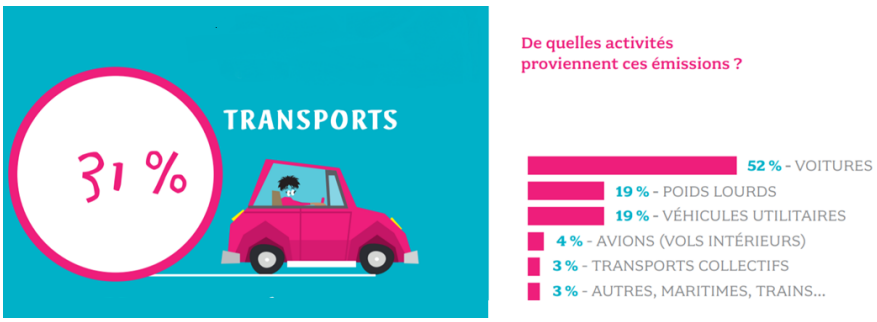


Figure 2 – Participation du domaine de transport dans les émissions de gaz à effet de serre en France en 2019. Source : Haut conseil pour le climat.

La recharge filaire est la méthode la plus utilisée en France pour l'alimentation des véhicules électriques, sauf que ce type de recharge nécessite l'utilisation d'un conducteur

encombrant et potentiellement dangereux pour l'usager. Ainsi la recharge sans contact dans le domaine automobile pourrait être la solution la plus pratique car elle ne nécessite pas la manipulation du conducteur et peut transmettre de fortes puissances, [1], grâce à l'utilisation des champs magnétiques intenses en champ proche.

Les travaux de recherche réalisés dans le domaine du transfert d'énergie sans contact pour les véhicules électriques sont axés principalement sur le rendement et la conception de ces systèmes, figure 3, car cette technologie reste relativement nouvelle et n'est pas encore mature. Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse s'intéressent à la simulation des systèmes de transfert d'énergie sans contact en mouvement, car le déplacement implique un changement en temps réel des caractéristiques du système qui doivent être évaluées et puis optimisées afin d'avoir un fonctionnement robuste et d'assurer la sécurité des utilisateurs.

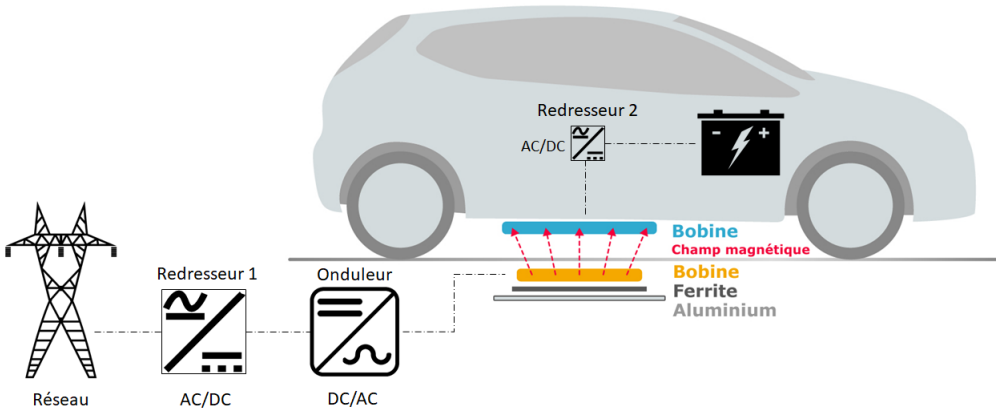


Figure 3 – Système de transfert d'énergie sans contact.

La sécurité et la sûreté des usagers vis-à-vis des champs magnétiques générés par le système est une contrainte à laquelle les constructeurs doivent répondre avant de pouvoir commercialiser leurs systèmes. En effet, la conception ainsi que la réalisation de tel système nécessitent du temps homme et un beaucoup d'investissement avec un risque d'erreur élevé si aucune étude n'est faite au préalable.

Afin de s'assurer d'avoir un système respectant les normes de sécurité il est primordial de passer par des simulations numériques des champs magnétiques générés avec prise en compte du mouvement. En effet, cette thèse s'inscrit dans cette perspective en travaillant sur le développement d'une méthodologie de modélisation et de simulation des systèmes de charge sans contact en mode dynamique afin de pouvoir évaluer le risque, sur l'environnement, l'infrastructure ainsi que les personnes se trouvant à l'intérieur et à l'extérieur du véhicule.

La thèse est structurée de la manière suivante, le premier chapitre concerne l'état de l'art des technologies de transfert d'énergie sans contact en reprenant les travaux de

thèses et les publications récentes sur le sujet, ainsi que les industriels et laboratoires de recherche ayant réalisé ces systèmes. Nous décrivons également dans le détail tous les composants des systèmes de transfert d'énergie sans contact aussi bien statiques que dynamiques avec un focus sur le système de VEDECOM 3 kW qui servira de base pour le banc expérimental décrit dans le chapitre 4.

S'en suit le chapitre 2 traitant de la modélisation numérique des systèmes de transfert d'énergie sans contact, en présentant différentes méthodes de simulation de ces derniers en statique et dynamique. Nous exposons également une plateforme de simulation innovante développée dans ce chapitre qui tient compte du mouvement du secondaire et utilise à la fois les fonctionnalités d'un simulateur électrique et un autre magnétique. Cette plateforme de co-simulation est présentée en détail et est aussi appliquée sur des modèles à échelle réelle. Nous clôturons le chapitre 2 en abordant les techniques d'optimisation du temps de calcul, développées dans le cadre de ces travaux de thèse, avant d'examiner l'indice d'exposition humain au champ magnétique ainsi que la méthode de crête pondérée.

Dans le chapitre 3, nous traitons le modèle mathématique, dit mixte, développé pour obtenir le courant induit dans un bobinage secondaire. En effet, ce modèle est inspiré du modèle électrique du transformateur et se base sur la loi de Faraday, en prenant en considération les variations temporelles des différentes grandeurs qui rentrent en jeu. Grâce à différentes hypothèses et approximations, nous sommes en mesure de calculer, en un temps raisonnable, le courant induit dans le bobinage secondaire à travers la résolution d'une équation différentielle. Afin de valider cette approche analytique et d'attester de la précision et du gain en temps de résolution, les courants induits obtenus grâce à ce modèle mixte sont confrontés aux résultats de 3 modèles différents de simulations numériques. Une seconde validation expérimentale sera également présentée dans le chapitre 4.

Le dernier chapitre est dédié à la partie expérimentale dans laquelle nous décrivons le banc d'essai réalisé, en commençant par le dimensionnement des condensateurs de compensations en fonction de la fréquence de fonctionnement choisie, car nous avons conservé les mêmes bobines décrites dans le chapitre 2. Cette étape est cruciale, car les éléments les plus sensibles dans le système sont ces condensateurs. Ensuite, nous décrivons l'instrumentation utilisée afin de réaliser les mesures sur le système en mouvement et nous clôturons le chapitre avec la validation des modèles numériques présentés dans le chapitre 2, mais aussi la validation du modèle mixte développé dans le chapitre 3. Nous présentons également des cartographies du champ magnétique généré par notre système à différents instants et positions.

Enfin nous terminons ce manuscrit par une conclusion générale et des perspectives de recherche qui pourraient être intéressantes pour la communauté scientifique.

Chapitre I

La charge sans contact pour le véhicule électrique - État de l'art

I.1 Introduction

La recharge des véhicules électriques (VEs) est une question qui a suscité beaucoup d'intérêt, à la fois scientifique et technique. En effet, il y a eu plusieurs innovations concernant la recharge conventionnelle, filaire, telle que la diminution du temps de recharge total d'une dizaine d'heures à moins d'une heure, grâce à différentes technologies de bornes [2], [3].

Les différentes technologies de bornes sont :

— Borne de recharge de niveau 1 : ce type de recharge est le plus lent, utilisant le 120 V alternatif du réseau domestique nord-américain (USA-Canada), la puissance transférée varie entre $1,4$ kW et $1,9$ kW pour une durée de recharge totale de 8 h à 16 *heures* en moyenne [4].

— Borne de recharge de niveau 2 : c'est le niveau de recharge le plus répandu, notamment aux États-Unis, avec une durée de recharge allant de 4 h à 8 *heures* grâce au 400 V alternatif triphasé en vigueur dans les installations publiques [4], [5].

— Borne de recharge de niveau 3 : ce dernier niveau peut être considéré comme la technologie de recharge la plus appropriée pour une utilisation commerciale ou domestique, car il permet de restaurer jusqu'à 80% de l'état de charge de la batterie en moins de 20 min, grâce à une tension allant jusqu'à 600 V et un courant pouvant atteindre 200 A [6], [7].

Malgré les bonnes performances des bornes de recharge de niveaux 2 et 3, ces technologies restent onéreuses et nécessitent une infrastructure complexe comme le montre la figure I.1.

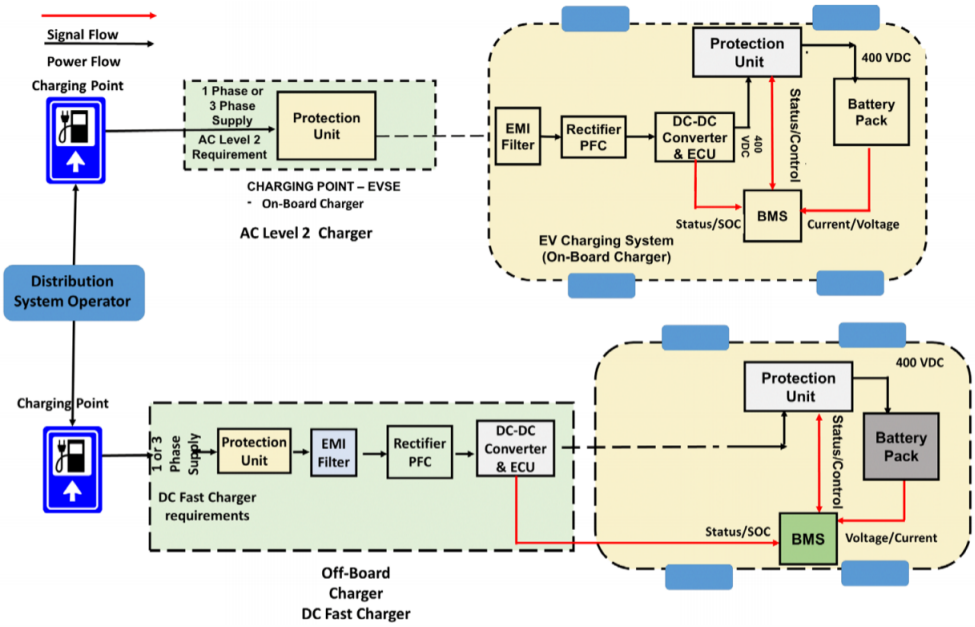


Figure I.1 – Chargeur conductif intra et extra-véhicule [8].

Le danger d'électrocution que peut présenter l'utilisation d'un câble conducteur, encombrant et imposant, a poussé les chercheurs à s'intéresser au transfert d'énergie sans contact déjà appliqué dans les domaines industriel et domotique. En effet, en adaptant les systèmes, en termes de puissance et de fréquence, il est possible de transférer des puissances considérables sur des distances qui peuvent atteindre jusqu'à 200 mm [9]. Le transfert d'énergie sans contact (Wireless Power Transfer "WPT" en Anglais) peut se faire selon différents principes, comme le résume la figure I.2.

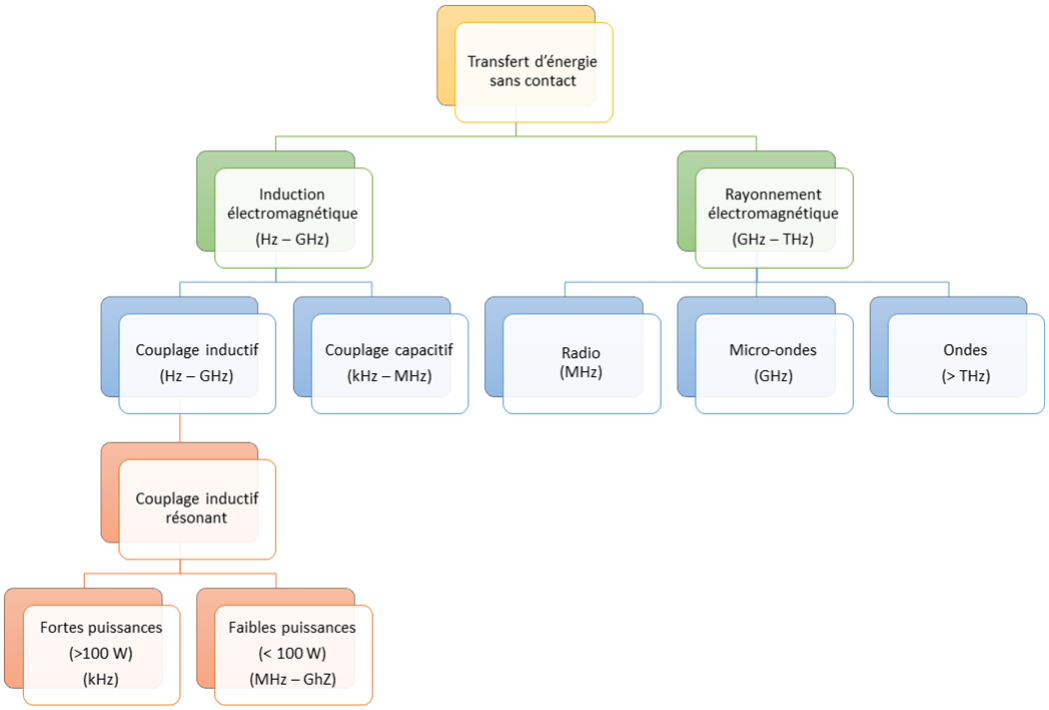


Figure I.2 – Différents principes du transfert d'énergie sans contact.

Le transfert d'énergie sans contact inductif se divise en deux sous catégories en fonction

de la puissance et de la fréquence de fonctionnement du système. En effet, la montée en fréquence implique une diminution de la puissance mise en jeu. Typiquement, les téléphones portables et les brosses à dent équipés de cette technologie transfèrent des puissances allant de 10 W jusqu'à 24 W à des fréquences proches de 1 MHz [10], [11].

Dans le cas du transfert d'énergie sans contact pour un véhicule électrique, une diminution de la fréquence de travail est nécessaire afin de permettre un transfert de puissance conséquent. La norme SAE-J2954 [9], impose une fréquence de fonctionnement comprise entre $81,38$ kHz et $90,00$ kHz afin d'éviter toutes interférences, avec d'autres appareils, et d'avoir des dimensions d'émetteur/récepteur adaptées aux dimensions du véhicule.

La figure I.3 illustre les zones de champ proche et de champ lointain qui sont directement dépendantes de la longueur d'onde λ du signal émit par la source, ceci est valable dans le cas d'une source élémentaire de taille très petite devant la longueur d'onde. En effet, la gamme de fréquences choisie $[81,38\ kHz - 90,00\ kHz]$ implique un transfert d'énergie en champ proche car les longueurs d'ondes respectives sont très grandes devant les dimensions du système. À titre d'exemple, la longueur d'onde correspondante à la fréquence 85 kHz est de 3529 m.

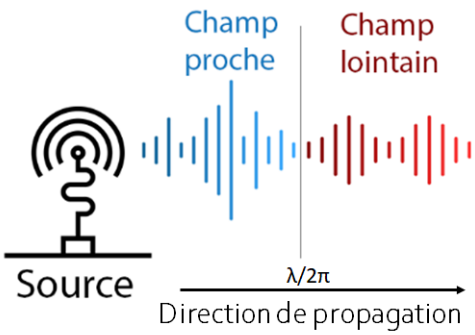


Figure I.3 – Limite des zones de champ proche et de champ lointain.

En champ proche, le transfert de puissance est inversement proportionnel au carré de la distance source-récepteur [12]. En conséquence, pour augmenter le rendement du système nous devons connecter des condensateurs appropriés aux bobines afin de stimuler le fonctionnement en résonance électrique de l'ensemble [13], [14].

Le principe physique, de cette technologie, est expliqué dans la section (I.3) suivi des différentes topologies et types de transfert d'énergie statique et dynamique dans les sections (I.4) et (I.5) respectivement. Une description de la piste de recharge sans contact de 3 kW de VEDECOM est décrite en détail dans la section (I.6) et enfin nous définissons les différents domaines et application de la compatibilité électromagnétique dans la section (I.7).

I.2 Bref historique du transfert d'énergie sans contact

Théoriquement, le transfert d'énergie sans contact a été prédit en 1868 par *James Clerk Maxwell* qui a synthétisé les équations dites de Maxwell-Ampère et de Maxwell-

Faraday.

À partir de ces équations, quelques années plus tard, *John Henry Poynting* a dérivé le flux d'énergie appliqué au champ électromagnétique et ainsi le vecteur de Poynting a vu le jour.

La recherche dans le domaine des télécommunications a continué de percer pendant le 20ème siècle et s'est avérée être cruciale pendant la première guerre mondiale notamment pour l'utilisation des stations radio longues distances. En 1960, *William C.Brown*, [15], a réalisé le premier transfert d'énergie sans contact longue distance, il inventa par la suite, en 1964, "The special string rectenna", figure I.4, un appareil qui permet de convertir les micro-ondes en courant continue. Pendant la même année, il en réalisa une maquette d'un hélicoptère inhabité, alimenté grâce à un faisceau de micro-ondes rayonné à partir du sol qui faisait tourner une hélice placée sur le "String Rectenna". À partir de là, il eut un engouement chez les chercheurs du monde entier pour y investir et y trouver de nouvelles applications. Entre 1970 et 1980, la NASA et le département d'énergie (DoE) cherchaient à déployer des satellites pour collecter l'énergie solaire et l'envoyer sur terre en utilisant des micro-ondes, figure I.5.

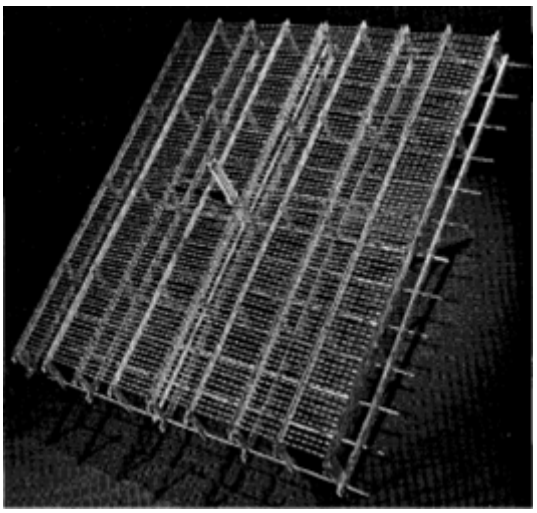


Figure I.4 – "String rectenna" réalisé spécialement pour le premier hélicoptère fonctionnant aux micro-ondes [15].

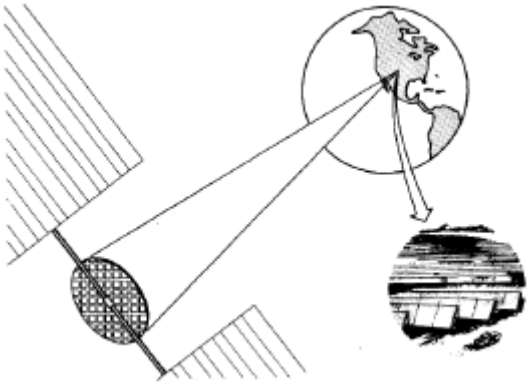


Figure I.5 – Schéma du système d'énergie spatial [16].

La NASA a réalisé un modèle réduit et a prouvé la possibilité de réaliser un tel système à une échelle plus grande. En 1975, *C. Brown* a pu transférer 475 W à courte portée avec un rendement de 54% en utilisant des micro-ondes, un peu plus tard, il a encore pu transférer 450 kW sur le site "Venus" de "JPL Goldstone Facility" sur une distance de $1,6$ km en utilisant une antenne de transmission de 26 $mètres$ de diamètre et une antenne de réception rectangulaire qui faisait $3,4$ x $7,2$ mètres avec un rendement de $82,5\%$. Malgré ces résultats encourageants le projet a été abandonné, en partie en raison de son coût [17], [16]. Par la suite, plusieurs projets ont été réalisés grâce à ces avancées notamment le projet "MINIX" (Microwave Ionosphere Nonlinear Interaction Experiment), un projet japonais datant de 1983 qui consistait à transmettre de l'énergie à des appareils se trouvant dans la ionosphère [18]. Quelques années plus tard, le Canada a réussi à lancer le premier avion sans carburant alimenté grâce à des microondes à $2,4$ GHz, le "SHARP" (Stationnary High Altitude Relay Platform) a été réalisé afin de faire le relais des communications en effectuant des vols circulaires de deux kilomètres de diamètre à une altitude de 21 km [19].

Le transfert d'énergie par laser a été breveté dès son invention en 1950, le laser a été utilisé pour illuminer des cellules photovoltaïques, le projet a été abandonné à cause du faible rendement des cellules. A la fin du vingtième siècle, l'idée d'utiliser les lasers réapparait grâce à des documents traitant des expériences secrètes utilisant les lasers pour la transmission de l'énergie en 1980 dans le cadre de la "SDI" (US Strategic Defense Initiative). L'utilisation de cette technologie a été possible grâce à l'utilisation des lasers de la mission "Apollo" pour mesurer la distance terre-lune [20]. Par la suite, le "Dryden Flight Research Center" de la NASA a réalisé un avion, figure I.6 [21], couvert de panneaux solaires et alimenté avec un laser émis à partir d'une base terrestre.

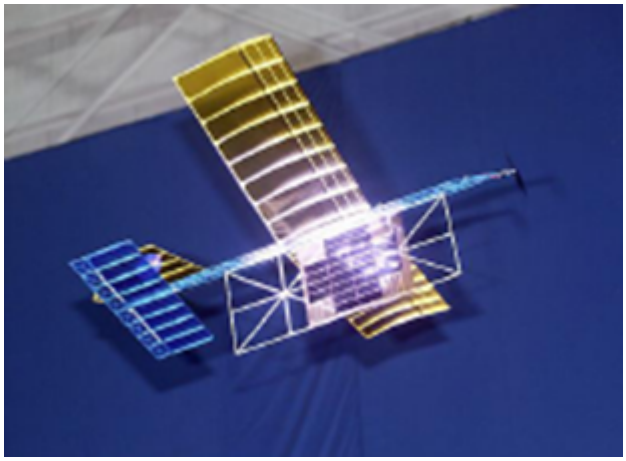


Figure I.6 – Avion alimenté par laser [21].

De 2002 à 2003, "*Steinsiek et Schäfer*" ont réalisé une transmission d'énergie terrestre grâce à un laser à partir d'une station en direction d'un véhicule équipé de cellules photovoltaïques, cette expérience mettait en avant la capacité d'alimenter des véhicules à

distance pour une éventuelle exploration de la lune en utilisant des robots [22].
Concrètement, la première percée pratique en termes de transfert d'énergie sans contact, Contacless Power Transfer (CPT) en anglais, a eu lieu en 1891 grâce à *Nikola Tesla* qui a réalisé un transfert d'énergie par couplages inductif et capacitif en utilisant un transformateur à excitation radio-fréquence connu sous le nom de "Tesla Coils". Il a réussi à allumer trois ampoules à incandescence à une distance de 30 *mètres* en excitant la bobine avec une tension de 20 MV [23]. En 1900, *Nikola Tesla* obtient le brevet d'un appareil permettant de transférer de l'énergie à travers une longue distance en utilisant des bobines.
Grâce à ses travaux, il a pu identifier deux paramètres importants permettant l'amélioration du rendement d'un tel système [24] :

— La montée en fréquence,
— L'association de condensateurs aux bobines afin de créer un système résonant.

La première vraie application du transfert d'énergie sans contact pour les véhicules électriques a été réalisée en 1943 par *George Iljitch Babat*. Le système est composé de tubes en cuivre enterrés générant des champs magnétiques qui sont reçus par une bobine placée sous le véhicule à une distance de 20 cm du sol [25]. La bobine émettrice, dite primaire, est connectée à un oscillateur électronique générant un courant d'une centaine d'Ampères à 50 kHz et délivrant 2 kW avec un rendement global de 4% uniquement [26], [27], [28].
À l'époque cette prouesse technologique a été considérée comme étant un PoC (*Proof Of Concept*) du système et de sa viabilité.
Moyennant une technologie de semi-conducteur avancée, il est possible de transférer des puissances considérables sur des distances relativement élevées.

I.3 Transfert d'énergie sans contact

Tout système de transfert d'énergie sans contact est composé des éléments suivants, figure I.7 :

— Redresseur 1 : son rôle est de transformer la tension alternative du réseau en tension continue adaptée à la tension d'entrée de l'onduleur,
— Onduleur : il sert à transformer la tension continue issue du redresseur 1 en tension alternative de fréquence et d'amplitude convenables au fonctionnement du coupleur,
— Coupleur : il est composé d'une bobine primaire et d'une bobine secondaire permettant de transmettre l'énergie par couplage magnétique,
— Redresseur 2 : de la même manière que le redresseur 1, il transforme la tension alternative issue du secondaire en une tension continue pour alimenter la batterie,
— Batterie : son rôle est de stocker l'énergie afin d'alimenter les organes électriques du véhicule.

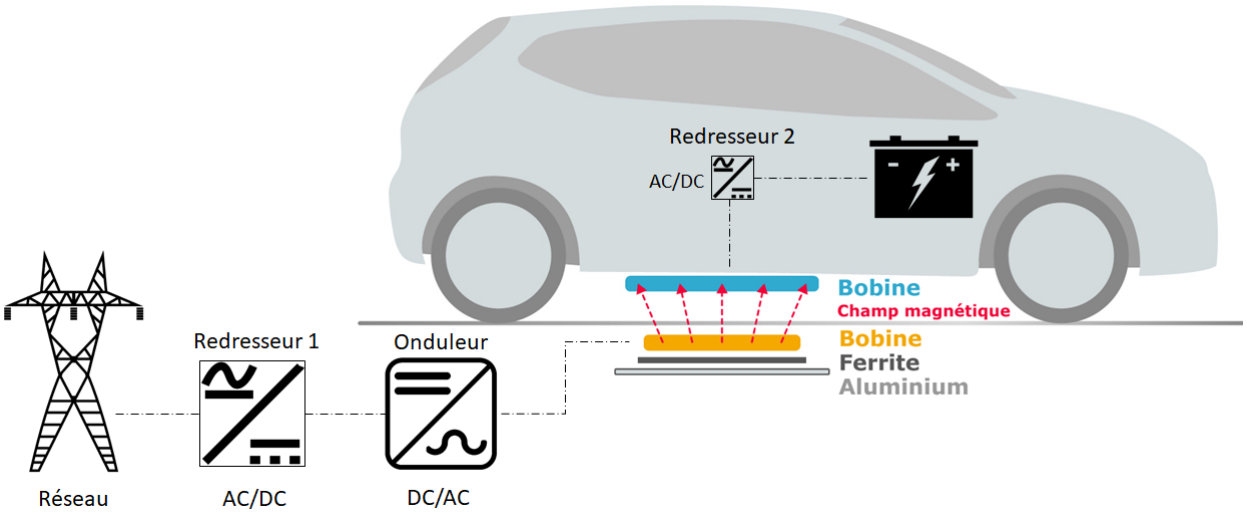


Figure I.7 – Schéma global d'un système de recharge sans contact.

La tension de sortie du réseau est redressée afin d'obtenir la bonne tension d'alimentation de l'onduleur du système, qui a pour rôle de générer un courant d'une fréquence comprise entre $81,38\ kHz$ et $90,00\ kHz$. Ce courant va exciter la bobine primaire qui va induire un courant à la même fréquence, par couplage magnétique, figure I.8, dans le bobinage du secondaire selon la loi de *Lenz-Farday* exprimée par l'équation (I.1).

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \tag{I.1}$$

— e : La force électromotrice générée aux bornes de la bobine du secondaire,
— ϕ : Le flux magnétique traversant la bobine du secondaire.

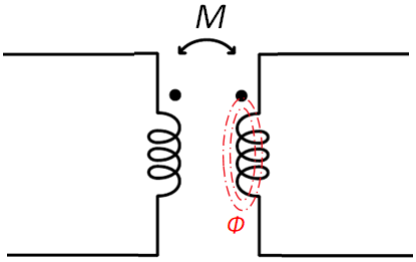


Figure I.8 – Schéma du couplage magnétique.

Le courant induit dans le bobinage secondaire va être redressé par un pont de diodes, [29], [30], ou par un redressement synchrone [31], [32], afin d'alimenter la batterie avec le courant adéquat à son état de charge. La détermination de la valeur du courant de charge est assurée par le BMS *(Battery Management System)* [33].

I.3.1 Types de piste

Le coupleur est l'élément central du système, car il est le cœur battant du transfert d'énergie opéré par le couplage magnétique entre les deux bobines. En effet, il existe deux types de piste de recharge qui se distinguent par la configuration des bobines primaires, comme illustrée dans la figure I.9.

Notons que la piste à émetteur unique présente des bobines primaires ayant une longueur beaucoup plus importante que celle de la bobine secondaire, contrairement à la piste à émetteurs segmentés où les bobines primaire et secondaire sont de mêmes dimensions, dans ce cas le coupleur est dit symétrique.

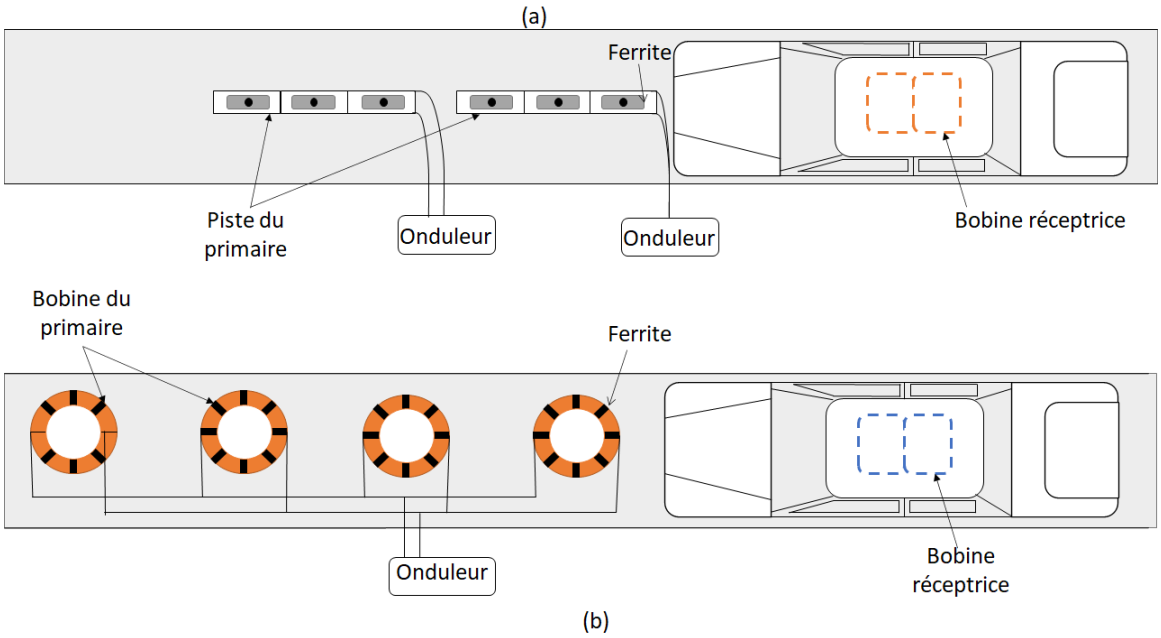


Figure I.9 – Illustration des deux types de pistes de recharge, (a) piste à émetteur unique (b) piste à émetteurs segmentés.

Dans la figure I.9 (a), chaque bobine du primaire, couvrant un long tronçon de la piste, est connectée à une seule source d'alimentation, ce qui permet d'avoir un bon contrôle sur la puissance distribuée, en plus d'avoir un coefficient de couplage quasi-constant sur tout le long de la piste, celui-ci reste relativement faible car les dimensions du secondaire sont plus petites que celles du primaire. La principale problématique de ce système est la sûreté des utilisateurs et de l'environnement. En effet, la piste génère un champ magnétique sur toute sa longueur du fait de l'alimentation constante de la bobine du primaire. Par ailleurs, des condensateurs de compensation assurant un fonctionnement en résonance doivent être distribués tout le long de la piste pour compenser l'inductance élevée des bobines [34], [35].

L'avantage d'une piste segmentée, figure I.9 (b), est la sécurité des usagers et des personnes se trouvant à proximité des émetteurs. En effet, il n'y a que la bobine du primaire en vis-à-vis du secondaire qui est momentanément alimentée. Le principal inconvénient de cette piste est la distanciation entre bobines successives, car si ces dernières sont trop proches, leur couplage va créer une inductance mutuelle parasite. D'autre part, l'utilisation d'un grand nombre de bobines implique un coût élevé mais aussi des contraintes en termes de commande et de séquencement de puissance [34], [36], [37].

I.3.2 Géométrie des bobines

Avec les différents travaux effectués sur l'amélioration et l'optimisation du transfert de puissance, plusieurs géométries de bobines ont vu le jour, chacune ayant des avantages et des inconvénients selon les applications considérées. Les bobines peuvent être classées selon deux grandes catégories : les bobines polarisées et les bobines non polarisées dites aussi standards, comme le montre la figure I.10.

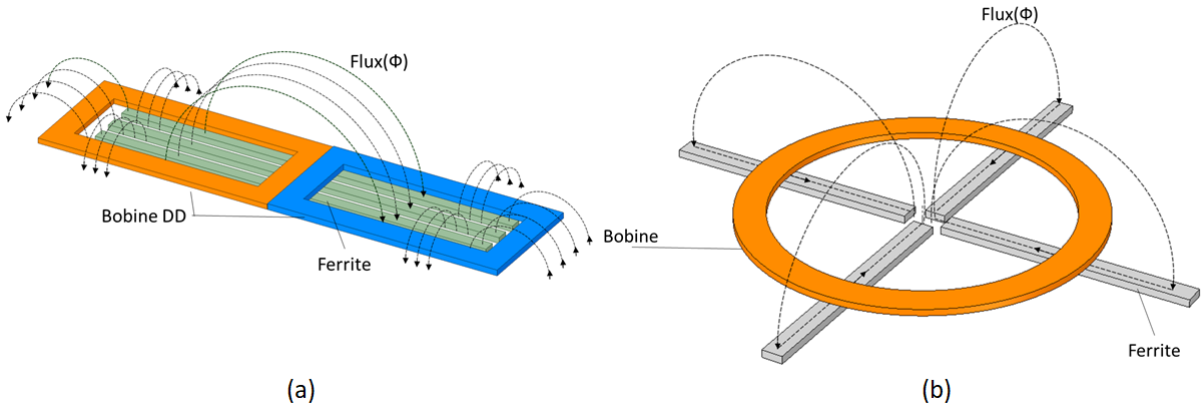


Figure I.10 – Deux catégories de bobines (a) Polarisées (b) Non polarisées.

I.3.2.1 Bobines non polarisées (standards)

Elles sont de géométrie simple, figure I.10 (b), composées de N tours de fil conducteur, et réparties sur un ou plusieurs étages. L'avantage principal de cette géométrie est la simplicité de sa réalisation et de sa caractérisation. En effet, nous pouvons estimer les grandeurs magnétiques (inductances propres et mutuelles) de ces bobines grâce à des formules analytiques existantes et bien connues. Cependant, la tolérance de ces géométries aux désalignements, latéral et transversal, est relativement faible [38], [39].

I.3.2.2 Bobines polarisées

Elles présentent des formes composées, figure I.10 (a). Du fait de cette complexité géométrique, il est difficile voire impossible d'estimer analytiquement les grandeurs magnétiques, des calculs numériques doivent alors être réalisés afin d'extraire ces données nécessaires pour le dimensionnement du système [40], [41]. Cette géométrie présente plusieurs avantages :

— Avoir une meilleure tolérance au désalignement transversal (axes de symétrie des deux bobines),
— Avoir un couplage plus important [42],
— Générer un champ magnétique polarisé, figure I.11.

Les bobines polarisées les plus répandues sont la Double D (DD), la Bipolaire (BP) et la Double D Quadratique (DDQP), figure I.12 (d), (a), (b). Elles présentent une tolérance et une distribution de puissance acceptables au désalignement [42].

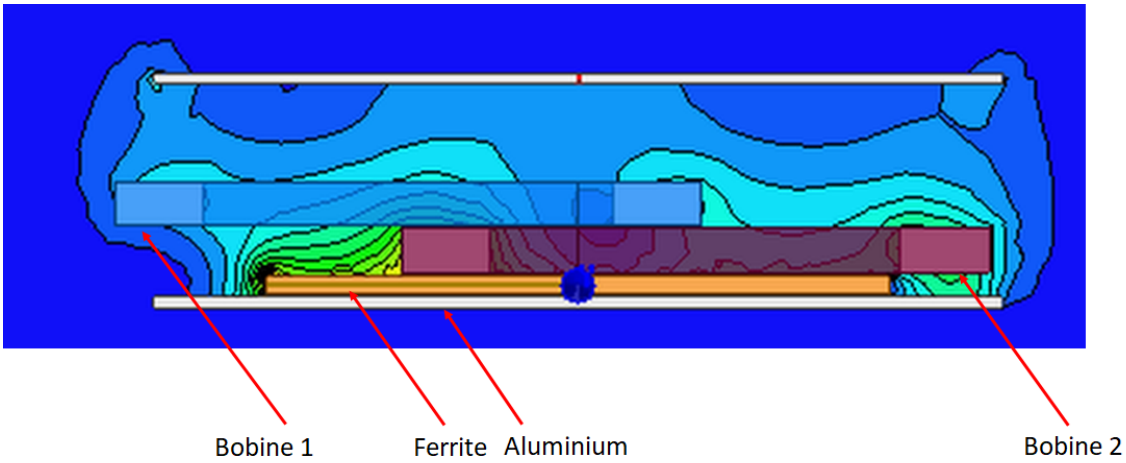


Figure I.11 – Polarisation du champ magnétique dans une bobine BP.

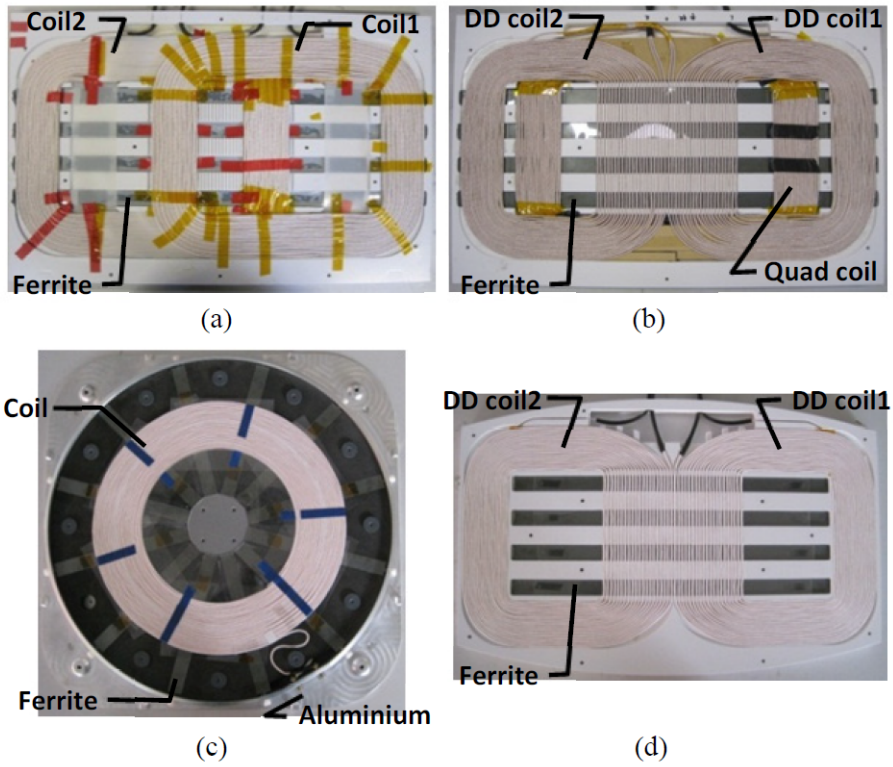


Figure I.12 – Prototype de BP (a), DDQP (b), Circulaire (c), DD (d) [41].

Ces trois géométries sont coûteuses à réaliser car elles requièrent plus de matière (cuivre) 25% de plus en moyenne [43]. En plus du coût de production, il faut prévoir une commande spécifique des onduleurs pour contrôler chacune des bobines composant le primaire. Le but étant d'obtenir le meilleur couplage possible et de réduire les champs magnétiques indésirables, [44], [41], en créant un dipôle magnétique contrôlé grâce à la commande de l'onduleur.

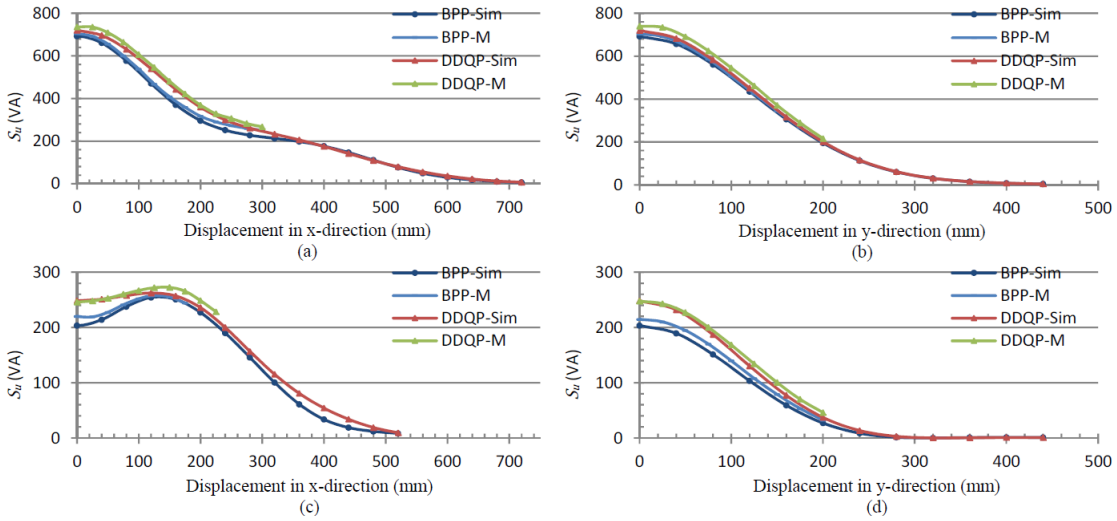


Figure I.13 – Comparaison entre mesure (M) et simulation (Sim) de la puissance de sortie en fonction du désalignement, DD en tant qu'émetteur (a)-(b), Ciculaire en tant qu'émetteur (c)-(d) [41].

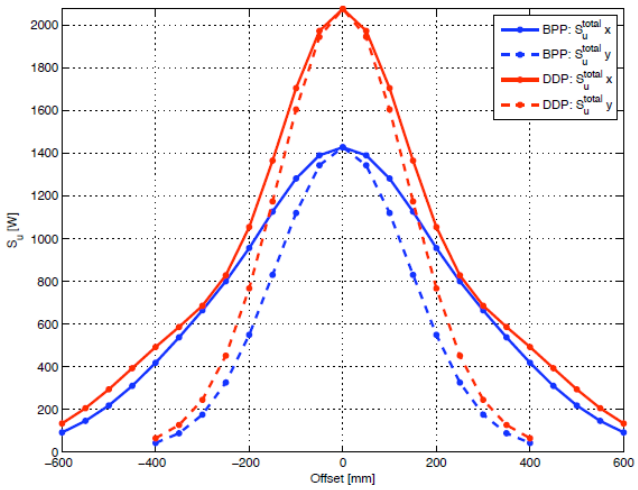


Figure I.14 – Comparaison de la puissance transférée des technologies DDP et BP en fonction du désalignement [42].

I.3.3 Modèle électrique équivalent

Le circuit électrique équivalent d'un système de transfert d'énergie sans contact (WPTS) [1] se rapproche beaucoup de celui du transformateur, figure I.15.

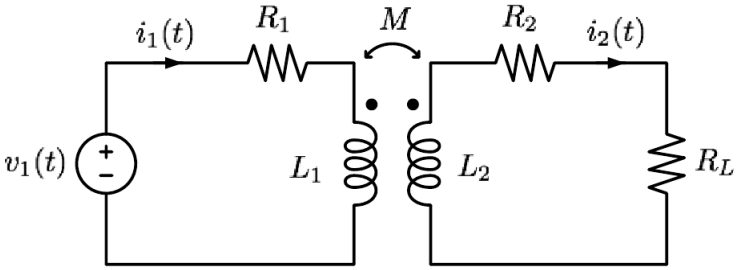


Figure I.15 – Modèle électrique équivalent au système de charge sans contact.

— L_1 : Inductance propre du primaire,

1. Wireless Power Transfer System

— L_2 : Inductance propre du secondaire,
— M : Inductance mutuelle,
— R_1 : Résistance du bobinage primaire,
— R_2 : Résistance du bobinage secondaire,
— R_L : Résistance équivalente de la charge,
— $v_1(t)$: Alimentation en source de tension,
— $i_1(t)$: Courant au bobinage primaire,
— $i_2(t)$: Courant au bobinage secondaire.

En effet, les deux parties du circuit présentent les mêmes composants ainsi que le même comportement. Le WPTS se démarque avec son coefficient de couplage k qui est très faible $k \in [0,1 - 0,3]$, équation (I.3), en comparaison à celui du transformateur qui est proche de l'unité.
Le système d'équation (I.2) représente le comportement électrique du WPTS de la figure I.15.

$$\begin{cases} v_1(t) = R_1 i_1(t) + L_1 \dfrac{di_1}{dt} - M \dfrac{di_2}{dt} \\ M \dfrac{di_1}{dt} = R_2 i_2(t) + L_2 \dfrac{di_2}{dt} + R_L i_2(t) \end{cases} \tag{I.2}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1.L_2}} \tag{I.3}$$

Dans le cas où l'on considère le régime harmonique, les équations du système (I.2) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} \hat{V_1} = R_1 \hat{I_1} + jwL_1 \hat{I_1} - jwM \hat{I_2} \\ jwM \hat{I_1} = R_2 \hat{I_2} + jwL_2 \hat{I_2} + R_L \hat{I_2} \end{cases} \tag{I.4}$$

Avec $\omega = 2\pi f$ étant la fréquence angulaire et le "ˆ" représentant la notation complexe des grandeurs électriques.

En calculant la relation d'impédance totale du système, équation (I.5), nous voyons clairement le caractère inductif du système.

$$\hat{Z_T} = \frac{\hat{V_1}}{\hat{I_1}} = (R_1 + jwL_1) + (\frac{w^2 M^2}{R_2 + jwL_2 + R_L}) \tag{I.5}$$

Dans le but d'obtenir un système de WPT optimal, nous lui associons des condensateurs afin de compenser le caractère inductif du système, c'est-à-dire avoir la tension et le courant en phase à tout instant.
L'intégration des condensateurs dans ce système peut se faire de différentes manières, ce qui donne lieu à différentes topologies, détaillées dans la section suivante.

I.3.4 Topologies de compensation

Les condensateurs de compensation peuvent être mis en série ou en parallèle avec les bobines du coupleur, ce qui donne quatre topologies possibles comme le montre la figure

I.16, tels que :

— C_p : Condensateur du primaire,
— C_s : Condensateur du secondaire.

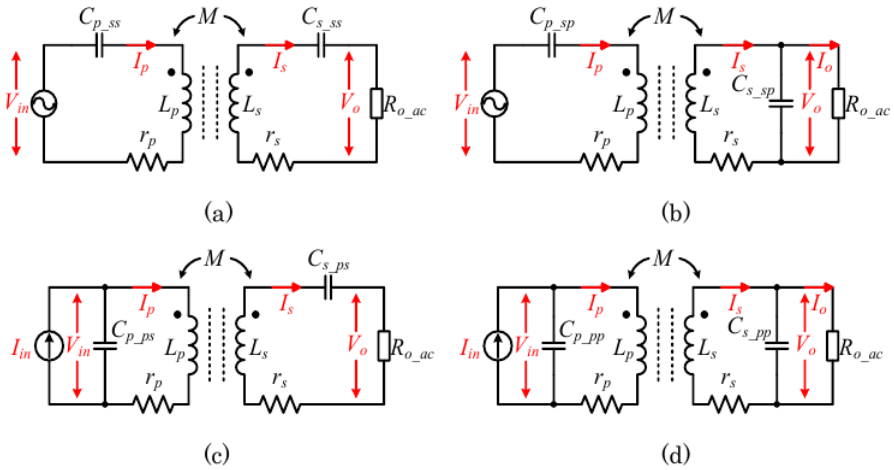


Figure I.16 – Types de topologies pour la recharge inductive, (a) Série-Série (SS), (b) Série-Parallèle (SP), (c) Parallèle-Série (PS) et (d) Parallèle-Parallèle (PP) [45].

Chaque topologie de la figure précédente présente des avantages et des inconvénients correspondant à une application donnée. Nous pouvons étudier le comportement de chacun de ces systèmes en analysant l'impédance totale vue au primaire.
L'impédance du secondaire vue par le primaire est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{Z}_r = \frac{\omega^2.M^2}{\hat{Z}_2} \tag{I.6}$$

Tel que :

$$\hat{Z}_T = \hat{Z}_1 + \hat{Z}_r \tag{I.7}$$

Avec :

— M : Inductance mutuelle,
— $\hat{Z}_1$: Impédance du primaire,
— $\hat{Z}_2$: Impédance du secondaire.

Afin de déterminer la topologie la plus adéquate à l'application considérée, nous devons observer le comportement du système en étudiant l'impédance complexe totale de chaque topologie, mais également l'expression du condensateur associé au primaire [45].

$$\begin{cases} \hat{Z}_T^{ss} = j(wL_p - \dfrac{1}{wC_p}) + \dfrac{w^2M^2}{(R_L + j(wL_s - \dfrac{1}{wC_s}))} \\ C_p = \dfrac{1}{w_0^2 L_p} \end{cases} \tag{I.8}$$

$$\begin{cases} \hat{Z}_T^{sp} = j(wL_p - \dfrac{1}{wC_p}) + \dfrac{w^2M^2}{jwL_s + \dfrac{R_L}{1 + jwR_LC_s}} \\ C_p = \dfrac{1}{w_0^2(L_p - \dfrac{M^2}{L_s})} \end{cases} \tag{I.9}$$

$$\begin{cases} \hat{Z}_T^{ps} = \left(\dfrac{1}{(jwL_p) + \dfrac{w^2M^2}{R_L + j(wL_s - \dfrac{1}{wC_s})}} + jwC_p \right)^{-1} \\ C_p = \dfrac{L_p}{(\dfrac{w_0^2M^2}{R_L})^2 + w_0^2L_s^2} \end{cases} \tag{I.10}$$

$$\begin{cases} \hat{Z}_T^{pp} = \left(\dfrac{1}{(jwL_p) + \dfrac{w^2M^2}{jwL_s + \dfrac{R_L}{1 + jwR_LC_s}}} + jwC_p \right)^{-1} \\ C_p = \dfrac{L_p - \dfrac{M^2}{L_s}}{(\dfrac{M^2R_L}{L_s})^2 + w_0^2(L_p - \frac{M^2}{L_s})^2} \end{cases} \tag{I.11}$$

À travers le système d'équation (I.8) nous pouvons dire que pour tout système dynamique de recharge sans contact (DWPT) [2] la topologie (SS) est la plus avantageuse. En effet, à la résonance l'impédance totale est réelle, c'est-à-dire qu'elle ne va pas engendrer de puissance réactive, qui a tendance à diminuer l'efficacité du système en augmentant les pertes. Le second avantage est l'indépendance de la capacité de compensation du primaire par rapport à l'inductance mutuelle et à la charge du système, ce qui rend cette topologie très pratique pour la recharge dynamique.
Le principal inconvénient de cette topologie est la tension importante aux bornes des condensateurs car ils sont connectés en série au reste du circuit, dans certains cas cette tension peut dépasser les 10 kV [46], [29], [43], [47], [48].

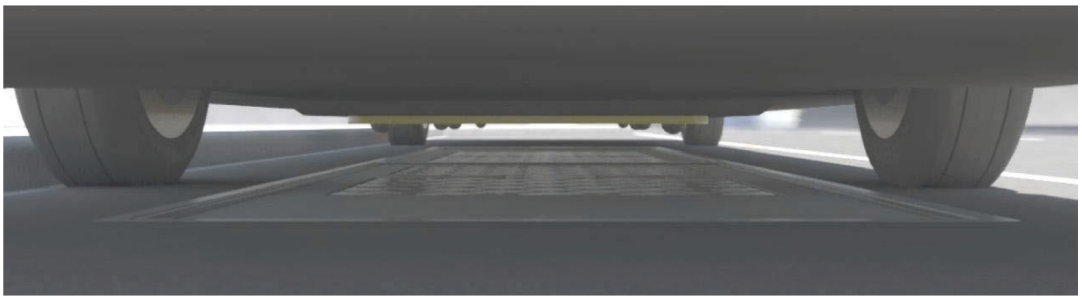
Il existe également d'autres topologies de compensation, dites hybrides, qui combinent les topologies série et parallèle. Ces topologies peuvent présenter un meilleur comportement électrique ou une meilleure tolérance au désalignement mais elles sont plus coûteuses car elles nécessitent l'utilisation de condensateurs supplémentaires [49], [50], [51].

2. Dynamic Wireless Power Transfer

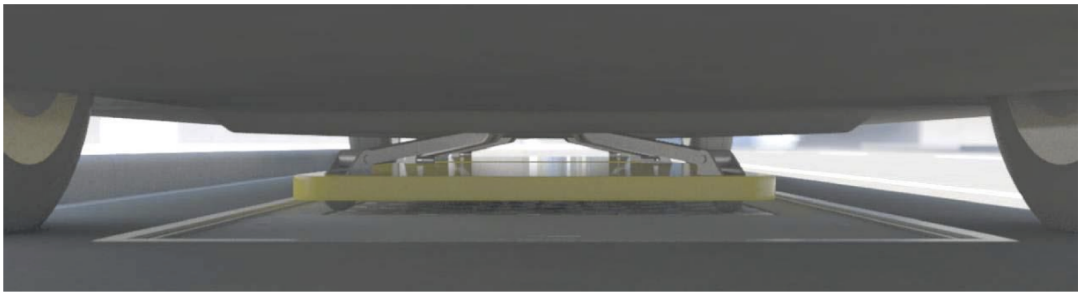
I.4 Recharge statique sans contact

L'un des premiers systèmes de recharge statique sans contact est opérationnel depuis 2002 à Gênes et à Turin [52]. L'entreprise "Conductix-Wampfler" a développé ce système totalement automatisé composé de deux paires de coupleur résonnant à 20 kHz et chacune faisant passer 30 kW pour un total de 60 kW.

Un bon transfert de puissance est assuré en réduisant l'entrefer (espacement entre les bobines du coupleur) grâce à un système mécanique comme le montre la figure I.17. Celui-ci permet d'abaisser la bobine secondaire et de la rapprocher de la bobine primaire [52].



(a)



(b)

Figure I.17 – Système "Conductix-Wampfler" avec bobine secondaire en position haute (a) et position basse (b) [53].

Avant d'être rachetée en 2011, par "Qualcomm", la compagnie "HaloIPT" appartenant jusqu'à lors à l'Université d'Auckland avait testé en 2010 un système de recharge sans contact de puissance 2 kW, ayant un rendement de 85% pour un entrefer de 180 mm [54].

La compagnie "Witricity" est une filiale du "Massachusetts Institute of Technology" (MIT), qui a collaboré avec les constructeurs "Delphi Automotive" et "Toyota" pour le développement d'un système de recharge sans contact, la figure I.18 montre les composants de ce système, appelé "WiT 3300 kit". Ce dernier est caractérisé par une capacité de transfert de $3,3$ kW et un rendement de 90% pour un entrefer de 180 mm [53].

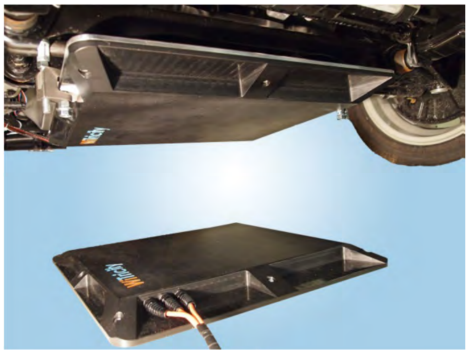
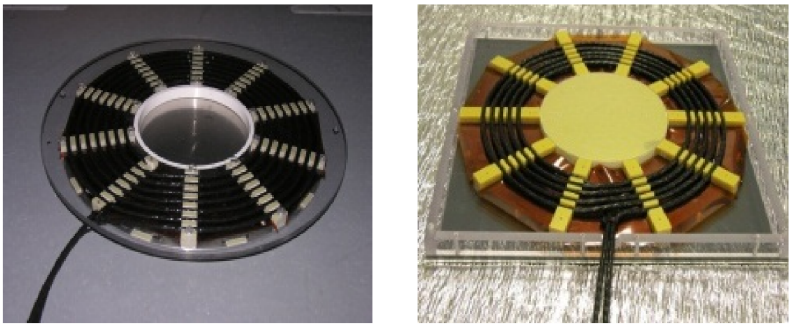


Figure I.18 – Système "WiT 3300 kit" de recharge sans contact [53].

Le laboratoire américain "Oak Ridge National Laboratory" (ORNL), a mis en œuvre en 2012 deux prototypes de transfert d'énergie sans fil :

— Un premier de 7 kW composé de deux bobines en fil multibrins d'un diamètre de 800 mm, placées sur des plaques de ferrite, le rendement du système bobine-à-bobine est estimé à 93%,

— Le second prototype permet de transférer 2 kW et utilise une bobine de 330 mm de diamètre, il a été testé en statique sur le véhicule électrique "Global Electric Motorcars" (GEM), le rendement bobine-à-bobine obtenu est de 91% pour un entrefer de 75 mm [55], [56].



(a) (b)

Figure I.19 – Système "ORNL" de recharge sans contact, bobine du primaire (a) et bobine du secondaire (b) [56].

En 2009 la compagnie "Evatran" a lancé le développement de "Plugless Power" qui est supposé être le premier "Hands Free" (mains libre) ou encore système de recharge sans contact par proximité, ne nécessitant aucune intervention de l'utilisateur.
Le système s'est distingué avec un rendement, de réseau à batterie, de 90% pour un transfert de puissance $3,3$ kW sur une distance de 100 mm séparant le primaire du secondaire. Avec la participation des municipalités et quelques industriels, les tests sur terrain ont été réalisés en Mars 2010, ils ont été couronnés de succès et ainsi des prototypes ont été installés sur les "Nissan Leaf" et "Chevrolet Volt". Par la suite, ce système a été racheté par "Google" en 2011.
En 2012, le programme "Apollo Launch Program" a été lancé avec le but d'intégrer le système "Plugless Power" sur les véhicules électriques en vente sur le marché américain, la compagnie "Evatran" a commercialisé la deuxième génération "Plugless L2 Wireless" au

grand public en 2014 [57].

Figure I.20 – Système "Plugless Power" [57].

Le tableau suivant résume les acteurs majeurs, industriels et académiques, dans le domaine de la recharge statique sans contact ainsi que les caractéristiques des systèmes développés.

Projet	Enterfer (mm)	Fréquence (kHz)	Puissance (kW)	Rendement (%)	Année
Acteurs industriels					
Plugless	102	20	3,3	90	2014-2016
Witricity	100-250	85	3,6-7,7-11	>90	2009-2017
Qualcomm	160-220	85	3,6-6,6-7-20	>90	2010-2017
Hevo Power	/	/	10	90	2017-2018
Bombardier	10-30	/	3,6-7,2-22-200	> 85	2015-2017
MDC [3]	10-30	/	3.6-200	> 85	2015-2017
Conductix	/	20	20	/	2002-2003
Siemens	80-150	/	/	> 3.6	2011-2017
Delphi	200	/	> 3,3	/	2011-2017
Acteurs académiques					
Wuhan	300	100	6-16	81	2017
KITECH [4]	150	85	4	93	2016
MST [5]	200	60	1	82	2016
KAIST	200	90	3,3	96	2016
ORNL [6]	100-160	19,5	3,3	90	2013-2017
UMD [7]	200	/	20	90	2014
Auckland	100-300	10-40	2-5	85	1997-2017

3. Momentum Dynamic Corporation
4. Korea Institute of Industrial Technology
5. Michigan State University
6. Oak Ridge National Lab
7. University of Michigan-Dearborn

Georgia	160	20	3	80	2014-2017
EDL [8]	152-167	20	5	90	2012
KAIST	120-200	20	3	80	2010-2014

Tableau I.1 – Ensemble des acteurs académiques et industriels de la recharge statique sans contact [1].

I.5 Recharge dynamique sans contact

Le premier système de recharge sans contact avec un véhicule en mouvement a vu le jour en 1974, il commutait à 10 kHz et faisait passer un courant de 2000 A [58]. Ce sont ces travaux qui ont inspiré le projet "PATH" en Californie qui avait pour but de développer un tronçon de piste de recharge sans contact pour un bus électrique. Ce système permettait de transférer une puissance de 200 kW associée à un courant de 2000 A à travers un entrefer de 10 cm [59], [60]. Il se caractérisait par un rendement de 60% mais présentait des inconvénients majeurs tels que son volume et sa masse, à titre d'exemple sa bobine émettrice pesait 850 kg pour $4,5$ m de longueur et 1 m de largeur, comme le montre la figure suivante.

Figure I.21 – Vue de coupe transversale d'un tronçon de piste du projet "PATH" [60].

Avec l'évolution de l'électronique de puissance au cours des années 90, les systèmes de recharge sans contact ont regagné en intérêt auprès des laboratoires et des industriels. En 1997, le groupe "Wampfler AG" a commercialisé le premier système de transfert d'énergie sans contact pour les transports public en se basant sur le brevet de l'Université d'Auckland [61], [62].

Le projet Coréen "On-line Electric Vehicle" (OLEV) mené à l'Institut "Korea Advanced Institute of Science and Technology" (KAIST) est considéré comme étant la première percée dans le domaine permettant une grande avancée technologique. En effet, l'OLEV s'est divisé en trois grands projets dédiés respectivement à une voiture de golf, un bus et enfin un SUV (Sport Utility Vehicle).

Les bus fonctionnent à 60 kW grâce à un système sans contact inductif caractérisé par un rendement de 70%, les SUVs s'alimentent par un système de puissance de 20 kW avec un rendement de 83%. Les deux systèmes peuvent tolérer un désalignement de 160 mm et 200 mm respectivement [63].

8. Energy Dynamics Laboratory

Le groupe "Bombardier" s'est également penché sur la question via le projet "PRIMOVE", dans lequel il s'est intéressé à la recharge dynamique pour les véhicules, les bus et les tramways, figure I.22. Dans ce projet, ils ont profité des infrastructures existantes telles que :

— Les ralentisseurs : afin de diminuer la distance entre le primaire et le secondaire et ainsi améliorer la qualité du transfert d'énergie,

— Les stops : permettant de réaliser une recharge statique temporaire de l'ordre d'une trentaine de secondes.

"PRIMOVE" utilise un système triphasé divisé en segments qui permet de diminuer les champs magnétiques inutiles. En effet, une antenne est placée sur le véhicule pour communiquer avec la piste et ainsi n'alimenter que les segments profitables au véhicule. Un prototype de poids lourd est opérationnel à Berlin [64], [65].

Figure I.22 – Projet "PRIMOVE" de Bombardier [64].

L'ORNL travaille également sur la recharge sans contact en mouvement, le prototype utilisé est constitué d'un véhicule de golf et d'un primaire composé de deux bobines placées en série.

La figure I.23 montre le résultat d'une expérience réalisée avec le prototype cité ci-dessus. Il s'agit d'une série de neuf mesures obtenues durant le déplacement du véhicule de golf au-dessus des primaires. Les rendements DC-à-DC et bobine à bobine du système ont été également évalués.

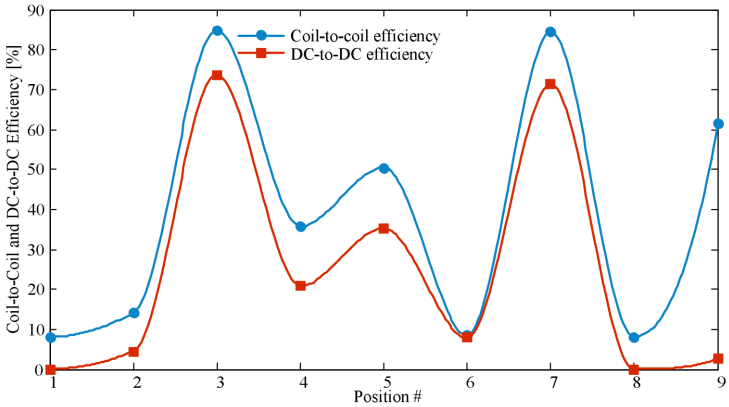


Figure I.23 – Courbes de rendement DC-à-DC et bobine à bobine [56].

Nous pouvons constater sur la figure I.23 un rendement de 86% bobine à bobine [9],

9. Le rendement bobine à bobine est le rapport entre la puissance d'entrée du primaire et la puissance de sortie du secondaire.

quand les bobines sont parfaitement alignées, contre un rendement de 74% DC-à-DC dans la même position [56].

Deux sondes Narda EHP 50 D ont été disposées dans le véhicule, une sur le siège conducteur et la seconde sur le plancher, figure I.24, afin de mesurer le champ magnétique durant le test. Les chercheurs de l'ORNL ont adopté les recommandations de l'ICNIRP 1998 préconisant une valeur de $6,25\ \mu T$ comme seuil maximal d'exposition pour le grand public.

Figure I.24 – Position des deux sondes Narda, (a) sur le siège conducteur et (b) sur le plancher [56].

Pour répondre aux recommandations de l'ICNIRP et réaliser un prototype qui s'approche de la réalité du terrain, une plaque d'aluminium a été posée à côté des bobines du primaire au même niveau que leurs faces supérieures, dans le but d'isoler les champs magnétiques parasites qui pourraient être nocifs pour les passagers et les passants. D'après la position 2 de la figure I.25, nous remarquons que le champ magnétique mesuré en présence de la plaque d'aluminium a diminué de $15,51\ \mu T$, permettant ainsi d'être en conformité avec les recommandations de l'ICNIRP-98.

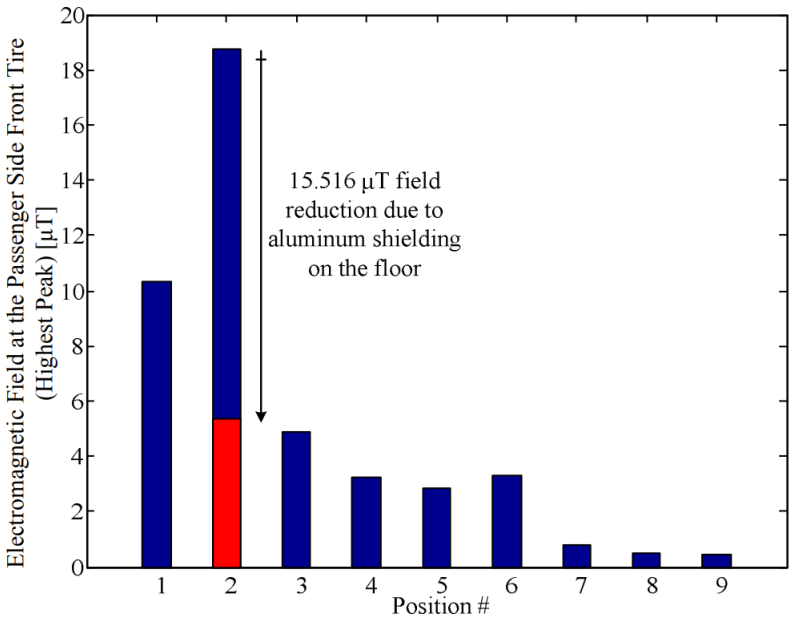


Figure I.25 – Impact de la plaque d'aluminium sur le champ magnétique généré par les deux bobines [56].

En 2012, le projet "eCo-FEV" a été lancé, ayant comme but de créer une plateforme de mobilité électrique pour l'intégration du véhicule électrique dans une infrastructure coopérative.
Cette plateforme permet l'échange d'informations entre les différentes infrastructures, véhicules, bornes de recharge, parking et les différentes opérations de transport public, dans le but de réduire le stress qui peut être engendré par la faible autonomie des véhicules électriques (*range anxiety*).

Le département d'énergie de *"Politecnico di Torino"* (POLITO) a développé, dans le cadre de ce projet, un premier prototype de transfert d'énergie sans contact ayant cinq bobines posées sur le sol (non enterrées), figure I.26.
Le système est caractérisé par une faible puissance de fonctionnement et une faible vitesse de déplacement afin de récolter en toute sécurité les informations concernant les grandeurs électriques et magnétiques du système.

Figure I.26 – Système développé par POLITO [66].

Le projet *"FABRIC"* a succédé au projet "eCo-FEV", en rassemblant différents acteurs des domaines académique et industriel afin d'étudier la faisabilité des différentes technologies de transfert d'énergie sans contact en dynamique [67]. Ce nouveau projet s'est déroulé sur trois sites de test situés en France, Suède et Italie.

Cirimele, dans ses travaux [66], s'est intéressé à l'exposition des personnes présents dans l'environnement proche du véhicule, en étudiant le scénario pire cas. La figure I.27 est un exemple de simulation d'un mannequin directement placée au dessus d'une bobine primaire alimentée.

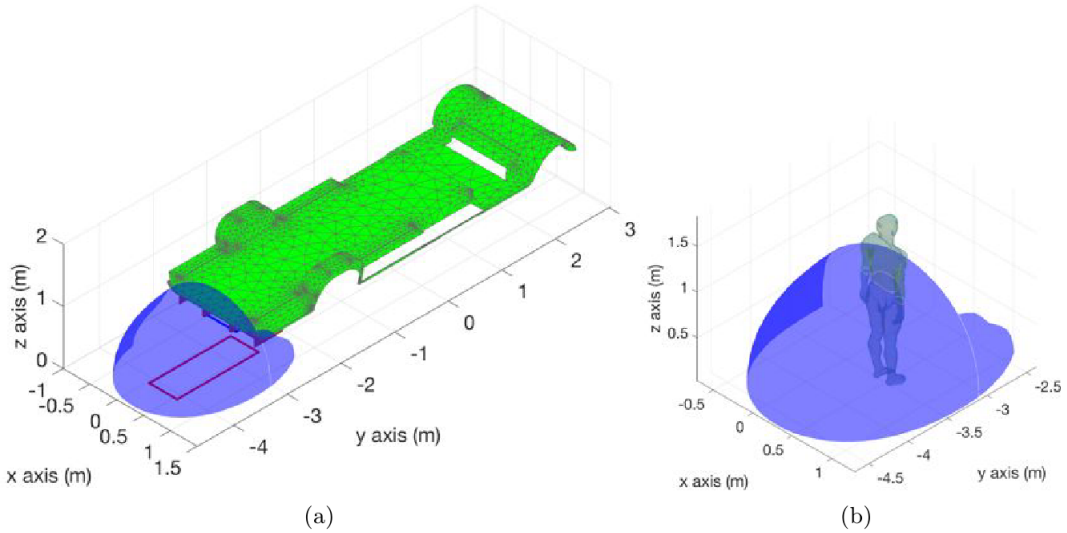


Figure I.27 – Simulation du champ magnétique généré dans une région d'espace au-dessus de la bobine primaire (scénario pire cas), (a) en absence de mannequin, (b) en présence de mannequin [66].

L'indice d'exposition a été calculé sur plusieurs parties du corps (mannequin) comme le montre la figure I.28. Notons que le mannequin utilisé dans la simulation présente toutes les propriétés physiologiques des différents tissus du corps humain.

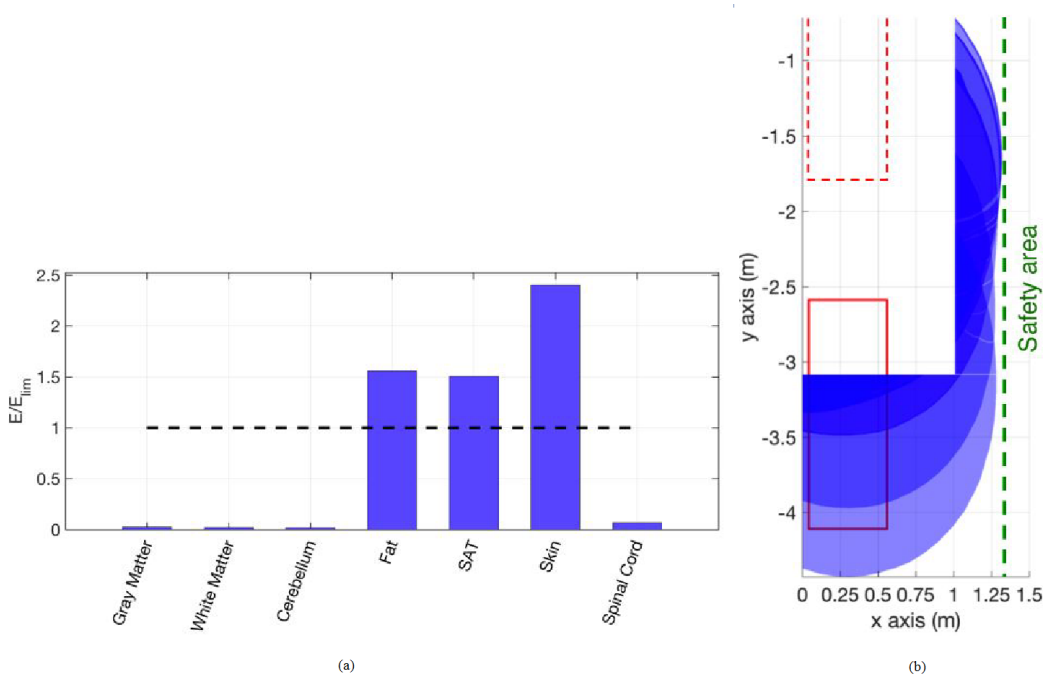


Figure I.28 – (a) indice d'exposition de différentes parties du corps, (b) périmètre de sécurité autour du véhicule selon les recommandations de l'ICNIRP 1998 [66].

En Suède, dans la région de Hällered, le groupe "Volvo Group" a mis en place une piste de test de 435 m de longueur, afin de réaliser des essaies sur un véhicule roulant à une vitesse comprise entre 80 km/h et 100 km/h.
Le montage électrique de cette piste a été fait en collaboration avec "Alstom" avec seulement un tronçon de 275 m équipé de bobines émettrices et de systèmes d'alimentation

délivrant une tension constante de 750 V.

En Italie, une piste a été réalisée spécialement pour le test des systèmes de recharge sans contact. Elle a été utilisée, dans un premier temps, pour un fonctionnement statique dans un environnement urbain, à long terme, la piste sera adaptée pour la recharge dynamique. Les principales caractéristiques de cette piste sont :

— Information sur la circulation,
— Management des véhicules électriques,
— Détection de la position des véhicules,
— Evaluation de la recharge dynamique sans contact pour les futures applications,
— Simulation de l'environnement urbain et extra urbain,
— Alimentation électrique supérieure à 50 kW.

En France, une piste a été réalisée, dans le cadre du projet FABRIC, sur le site de Satory (site de test) à Versailles, elle est dédiée au test des nouvelles technologies concernant les véhicules électriques et les systèmes de recharge. La piste se divise en 3 parties :

— "Speed Tracks", une piste étendue sur 2 km,
— "Road Track", une piste de $3,4$ km incluant un tronçon droit et 13 virages de rayons compris entre 30 m et 600 m,
— "Val d'Or Track", une piste de plusieurs petits virages présentant une forte déclivité.

La piste du site de Satory est dédiée, entre autres, aux tests des systèmes de recharge sans contact dynamique, elle est composée de 3 parties successives : la première pour l'accélération, la deuxième pour le test et la dernière pour la décélération. La partie d'accélération est équipée pour effectuer des tests en toute sécurité avec un véhicule se déplaçant à 60 km/h (la vitesse peut varier selon le type de véhicule). Des puissances différentes, jusqu'à 20 kW, ont été testées et analysées. La piste en question permet d'avoir deux véhicules en déplacement.
Le rendement obtenu est de 70% du réseau à la batterie, il a été mesuré selon le protocole décrit dans [68]. Notons que le rendement est tributaire de plusieurs facteurs (Alignement, vitesse, pertes dans les bobines, longueur des câbles, ...) et à l'heure actuelle, il n'existe pas de standard défini pour cette mesure en dynamique.

De façon générale, tous les travaux cités précédemment concernent l'infrastructure, la conception et l'optimisation des systèmes de transfert d'énergie sans contact en dynamique. Les différentes études et simulations ont été réalisées dans des configurations statiques ou quasi-statiques, c'est-à-dire que les grandeurs électriques sont évaluées à différentes positions ensuite les données sont regroupées pour "simuler" le mouvement. Nous pouvons citer les travaux de *IBRAHIM*, [45], qui s'est intéressé à la simulation électromagnétique et l'interportabilité des systèmes.

Nos travaux de recherche se démarquent de ceux de CIRIMELE [66] par l'intégration du mouvement dans les simulations et les mesures. Ceci, nous permet d'étudier les champs magnétiques générés de façon instantanée au cours du déplacement. De plus, les grandeurs électriques peuvent être également évaluées en temps réel grâce à la co-simulation ce qui nous conduit à une étude complète du système. Ainsi, l'effet des champs magnétiques sur le corps humain et les différents tissus peut être obtenu et par conséquent il sera possible de déterminer des périmètres de sécurité autour du coupleur.

I.6 La piste de charge sans contact 3 kW de VEDECOM

La piste 3 kW de VEDECOM est inspirée du système de recharge sans contact réalisé par CAILLIEREZ dans le cadre de ses travaux de thèse [31]. Le tableau I.2 résume les caractéristiques principales des différents composants de la piste 3 kW de VEDECOM.

Nombre de spires	6
Agencement	2 couches de 3 spires
Espace entre spires	0 mm
Espace entre couches	2 mm
Espace bobine/ferrite	10 mm
Distance entre ferrites	170 mm
Largeur externe câble	5 mm
Épaisseur totale bobine + ferrite	22 mm
Longueur de câble par bobine	$10,44$ m + $1,5$ m de connexion
Inductance mesurée	64 μH
Résistance mesurée du primaire	$0,4$ Ω
Résistance mesurée du secondaire	$0,6$ Ω

Tableau I.2 – Caractéristiques des bobines de la piste 3 kW de VEDECOM.

Notons que la connaissance de ces caractéristiques est nécessaire pour la modélisation numérique du système. En effet, les bobines de cette piste seront utilisées dans la suite de ces travaux afin d'évaluer le champ magnétique généré, à différentes positions, par le système.

I.6.1 Le coupleur

Le coupleur est constitué de deux bobines rectangulaires identiques de dimensions 480 mm x 480 mm, réalisées à partir de fil de litz. Ce dernier est enroulé sur 6 tours, réparti sur deux étages et séparés par une plaque en plastique d'épaisseur 2 mm, figure I.29.

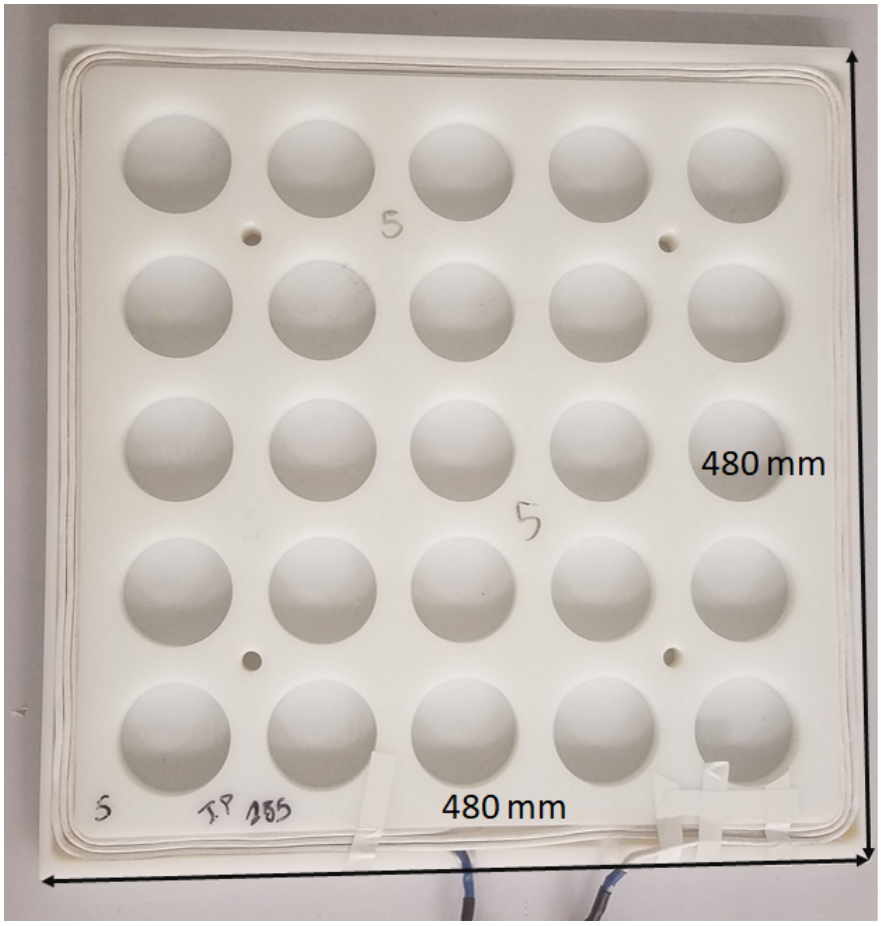


Figure I.29 – Bobine utilisée dans la piste 3 kW de VEDECOM.

Des condensateurs de compensation, figure I.30, sont connectés en série avec les bobines afin d'assurer un fonctionnement en résonance, les valeurs de leurs capacités correspondent à la fréquence 85 kHz.

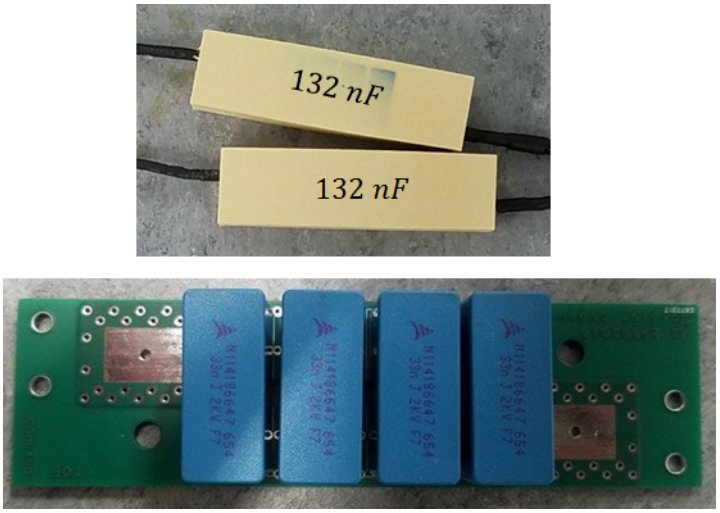


Figure I.30 – Condensateurs de compensation utilisés dans la piste 3 kW de VEDECOM.

Les bobines du primaire sont posées sur des plaques de ferrite de forme rectangulaire, de dimensions 600 mm x 500 mm et d'épaisseur $2,5$ mm, elles sont formées de petits carrés de côté 25 mm.

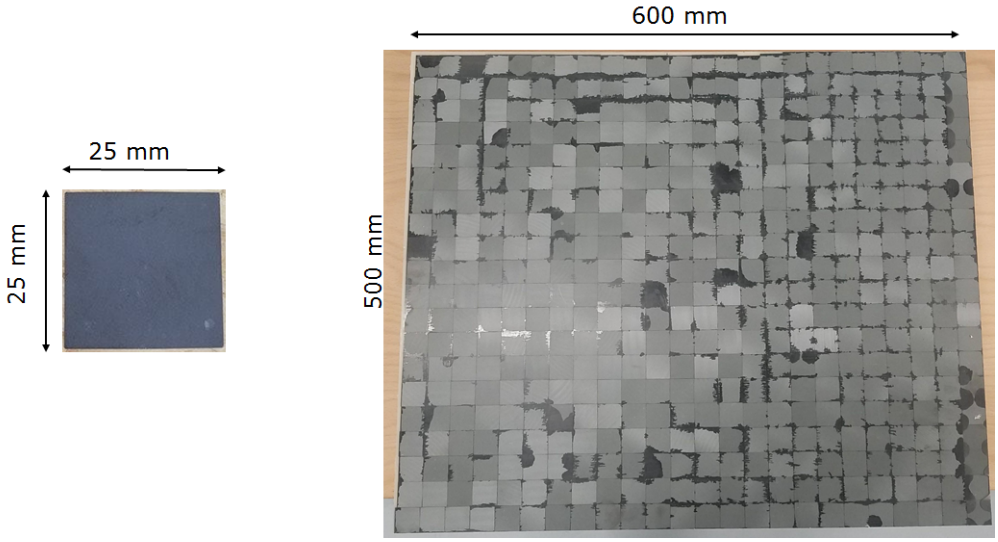


Figure I.31 – Plaques de ferrite utilisées dans la piste 3 kW de VEDECOM.

La piste est modulable, elle peut atteindre une longueur totale de 60 mètres et peut être composée de 50 bobines, chaque bobine a été caractérisée séparément en mesurant son inductance propre et sa résistance totale à la fréquence 85 kHz. Nous avons observé une inductance propre moyenne sans plaque de ferrite de valeur $44,44$ μH et 64 μH avec la plaque de ferrite.

I.6.2 L'onduleur

L'onduleur utilisé, figure I.32, pour l'alimentation des bobines du primaire est un simple pont H constitué de MOSFETs 100V/100A, ces interrupteurs ont été choisis pour leur R_{dsON} permettant de réduire les pertes par conduction autour de la fréquence 85 kHz.

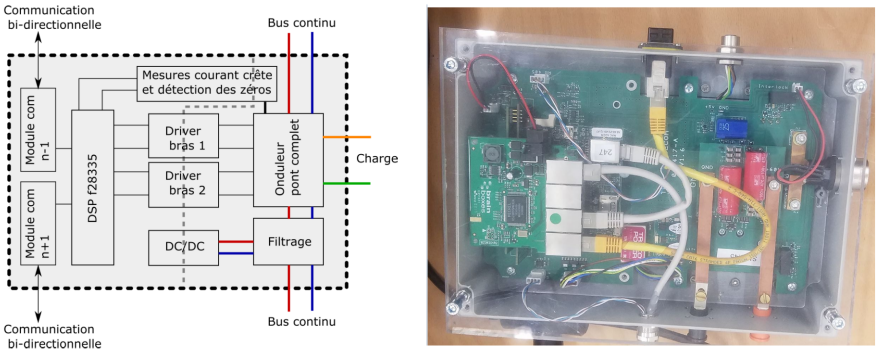


Figure I.32 – Onduleur utilisé pour l'alimentation du primaire de la piste 3 kW de VEDECOM, (a) schéma synoptique de l'onduleur, (b) photo de l'onduleur.

Une attention particulière doit être portée à la commande de ces onduleurs car elle doit s'adapter aux variations des inductances propres du coupleur. En effet, leurs valeurs sont affectées par le mouvement de la bobine du secondaire et par conséquent, cela conduit à un fonctionnement du système hors résonance, car les condensateurs de compensation sont dimensionnés en considérant seulement la valeur maximale des inductances propres. Une commande particulière est alors appliquée afin de maintenir le fonctionnement du

système à la résonance. Son rôle est d'éliminer tout déphasage pouvant exister entre le courant et la tension du primaire, et ainsi assurer un fonctionnement permanent à la résonance malgré la variation, relativement faible, de l'inductance propre.

I.6.3 Séquencement des bobines du primaire

Le séquencement des bobines, figure I.33, est tributaire de l'état des bobines adjacentes et donc un contrôle sur ces dernières est nécessaire afin d'assurer un séquencement idéal. En effet, la bobine primaire (n) se trouvant face à la bobine du secondaire, est alimentée par son onduleur, et les bobines $(n+1)$ et $(n-1)$ sont en court-circuit résonant (le circuit est fermé mais non alimenté) [69], tandis que les bobines $(n+2)$ et $(n-2)$ sont en circuit ouvert.
Cette configuration de bobines permet de faire un séquencement sans capteur, grâce à la communication ethernet inter-bobines. En effet, quand la bobine du secondaire recouvre 50% de la bobine (n) et 50% de la bobine $(n+1)$, le couplage sera au plus bas niveau et nous aurons simultanément $k_n = k_{n+1}$ et $I_n = I_{n+1}$, c'est à ce moment là que la bobine $(n+1)$ prendra le relais et la bobine (n) passera en court-circuit résonant.

— k_n : Coefficient de couplage entre la bobine (n) et le secondaire,
— k_{n+1} : Coefficient de couplage entre la bobine $(n+1)$ et le secondaire,
— I_n : Courant de la bobine (n),
— I_{n+1} : Courant de la bobine $(n+1)$.

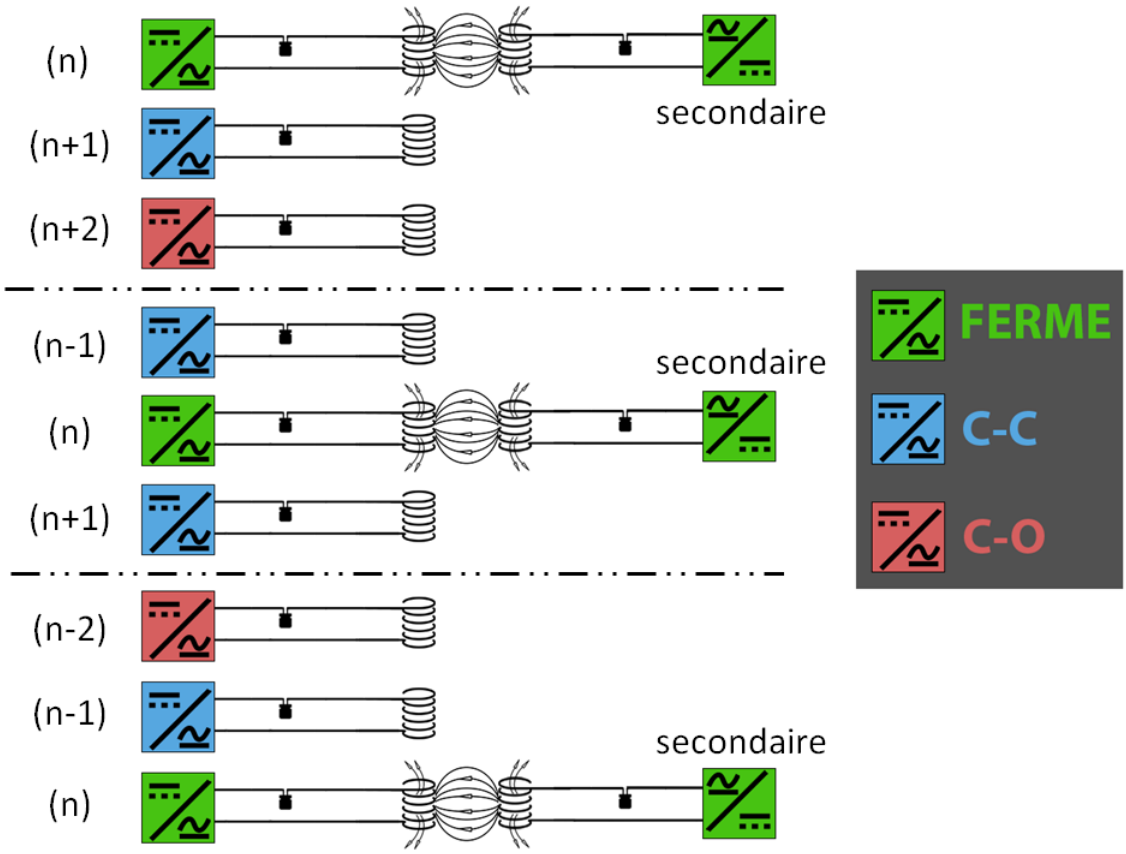


Figure I.33 – Séquencement des bobines du primaire de la piste 3 kW de VEDECOM.

I.6.4 Émulation de la charge (batterie)

La batterie faisant office de charge est émulée en utilisant une alimentation bi-directionnelle programmable **Regatron** "*TC.GSS Series - TC.GSS.32.500.4WR.S*", figure I.34. L'alimentation peut être programmée selon la puissance qu'on souhaite extraire du système.

Figure I.34 – Alimentation bi-directionnelle "Regatron TC.GSS.32.500.4WR.S" de la piste 3 kW de VEDECOM.

I.6.5 Le mouvement

Le mouvement du véhicule embarquant la bobine du secondaire est reproduit en utilisant un bras robotisé **FANUC** "*R-200iC/165F*" doté de 6 degrés de liberté. Il est caractérisé par un champ d'action de 2655 mm et une charge admissible de 165 kg, figure I.35.

Le bras permet d'effectuer des déplacements dans les trois dimensions de l'espace (ox, oy, oz) en plus des rotations autour de ces mêmes trois axes. Un contrôle de la vitesse de déplacement est possible pour à la fois simuler le mouvement d'un véhicule mais également faire une analyse temporelle des champs générés par le coupleur.

Figure I.35 – Bras robotisé *FANUC*.

I.7 La compatibilité électromagnétique - CEM

La directive **89-336-CEE** de *1989* définit la CEM comme "l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique

de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement".
Tout appareil ou système électrique destiné à la commercialisation doit répondre à différentes classes de normes :

— Immunité aux décharges électrostatiques,
— Immunité aux perturbations conduites,
— Immunité aux perturbations rayonnées,
— Limiter les émissions conduites et rayonnées.

Les différentes normes existantes, FCC [10], CISPR 22 [11] et MIL-STD-461 [12], définissent la procédure, l'équipement, la bande passante ainsi que les antennes à utiliser afin d'étudier et de valider un système. La difficulté de la tâche réside dans l'interprétation des résultats obtenus [70].

I.7.1 Environnement de mesure des émissions rayonnées

Il existe plusieurs moyens de mesure des émissions rayonnées, ainsi que différents environnements de test :

— **Essais en chambre anéchoïque :** Une chambre anéchoïque est une salle de test constituée d'une cage de Faraday munie d'absorbant, en général en mousse polyurethane chargée en poudre de carbone ou en ferrite , sur les parois afin d'éviter toute réflexion d'onde électromagnétique. On parle de chambre semi-anéchoïque si le sol est un plan de masse, figure I.36.

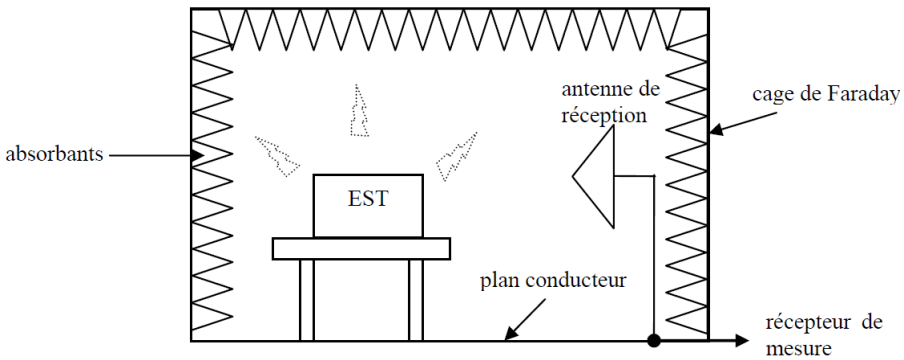


Figure I.36 – Schéma d'une salle semi-anéchoïque [71].

— **Essais en espace libre :** le but des essais en espace libre est de fournir un environnement assez ouvert pour éviter toute réflexion d'ondes électromagnétiques sur toute surface ou objet. Ce type d'espace d'essai ne protège pas contre les perturbations extérieures qui peuvent affecter l'EST (Equipement Sous Test).

10. Commission fédérale des communications
11. Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
12. Standard-Militaire

— **Cellule GTEM :** la cellule GTEM (GigaHertz Transverse ElectroMagnetic), figure I.37, est un guide d'onde permettant l'étude des émissions rayonnées ainsi que l'immunité des équipements sous test à des fréquences pouvant atteindre 18 GHz.

Figure I.37 – Cellule GTEM [72].

— **Cellule TEM :** est composée de deux plans de masses séparées par un conducteur central. L'enceinte fermée qui est la cellule TEM (Transverse Électromagnétique), figure I.38, a pour but de caractériser le couplage électromagnétique et les émissions rayonnées d'une carte électronique.

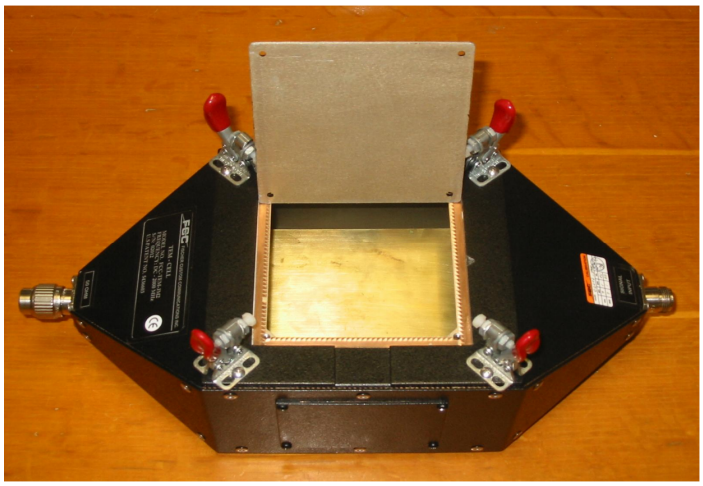


Figure I.38 – Cellule TEM Fcc-jm2 DC - 2 GHz [73].

— **Banc champ proche** : Les bancs de mesure en champ proche sont composés de plusieurs éléments, à savoir un système d'acquisition, analyseur de spectre, amplificateur, sonde et robot. Le robot permet de faire un balayage avec un pas spatial précis afin d'obtenir une cartographie précise des champs électromagnétiques générés.
La sonde utilisée varie en fonction de la gamme de fréquence des champs mesurés.

— **Chambre Réverbérantes à Brassage de Mode (CRBM) :** la CRBM, figure I.39, est une cage de Faraday qui permet d'isoler l'équipement sous test de l'environnement extérieur, grâce aux parois métalliques qui créent une réflexion maximale afin d'obtenir des ondes stationnaires avec des minima et maxima locaux. Le brassage de mode, qui se fait grâce à la rotation d'un objet métallique à l'intérieur de la chambre, permet d'avoir un champ statistiquement homogène et une modification des conditions limites.

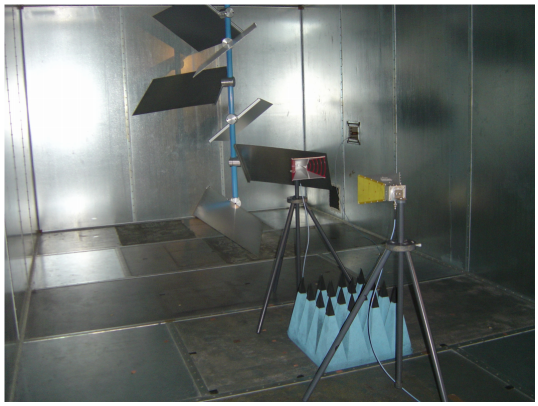


Figure I.39 – La chambre réverbérante à brassage de modes [74].

I.7.2 Instruments de mesure

Un transducteur permet de transformer un signal d'une nature physique à une autre. Typiquement, une sonde magnétique peut transformer un champ magnétique en un signal électrique exploitable avec un oscilloscope. Un transducteur parfait est un dispositif qui permet de transférer le signal d'entrée avec le maximum de puissance disponible, de la source à la charge, sans dissipation d'énergie.

En fonction des grandeurs à étudier, différentes sondes peuvent être utilisées.

— **Transducteur passif :** c'est un dispositif qui n'est alimenté que par la source du signal d'excitation et qui est caractérisé par une puissance de sortie inférieure ou égale à la puissance d'entrée du signal. En général, tous les dispositifs de mesure en CEM sont passifs.
— **Transducteur actif :** contrairement au transducteur passif, un transducteur actif peut avoir plusieurs alimentations qui contrôlent le niveau de puissance.

Les transducteurs sont caractérisés par les deux propriétés suivantes :

— **Gain :** c'est le rapport de puissance transmise à une charge, à la puissance d'entrée sous des conditions de fonctionnement bien définies. Le gain est généralement exprimé en décibel (dB).
— **Pertes :** c'est la différence entre la puissance disponible à la source et la puissance transmise sous certaines conditions de fonctionnement bien définies.

I.7.2.1 Sondes de tension

Il existe différents types de sonde de tension, les plus classiques sont les sondes simples passives, figure I.40 (a), qui mesurent la tension entre des points de mesure et la masse, ce qui peut mener à des courts-circuits si la masse n'est pas commune à tous points de mesure. Les sondes différentielles, figure I.40 (b), permettent d'éviter les problèmes liés au choix de masse, en mesurant directement la différence de tension entre deux points en plus de pouvoir amplifier le signal ce qui permet de mesurer des signaux de faible intensité.

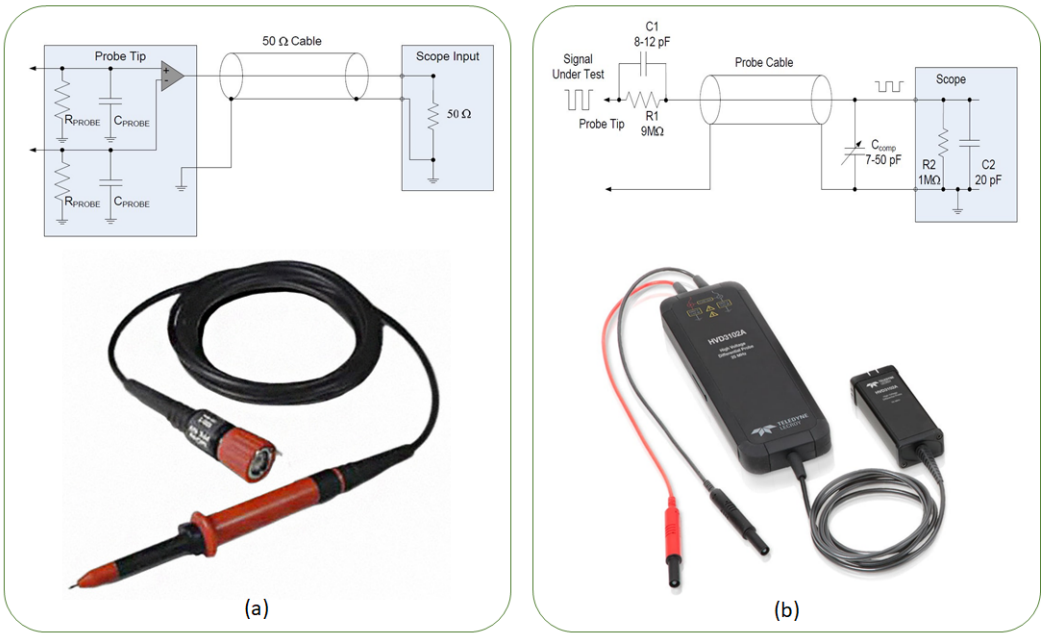


Figure I.40 – Configuration d'une sonde de tension (a) simple et (b) différentielle.

I.7.2.2 Sondes de courant

Tout courant parcourant un conducteur crée un champ magnétique local de même fréquence que ce premier. Cette propriété est utilisée dans les sondes de courant pour déterminer l'intensité et la fréquence du courant parcourant le conducteur.

Figure I.41 – Quelques exemples de sondes de courant [75].

Les deux types de sondes décrites précédemment seront utilisées dans le cadre de cette thèse car elles permettent de récupérer des grandeurs électriques pertinentes et essentielles pour l'étude des champs magnétiques du système de recharge sans contact.

Les sondes utilisées dans le cadre de ces travaux ainsi que leurs caractéristiques sont décrites dans le chapitre 4 et leurs datasheets sont fournies en annexe A.

I.7.2.3 Antennes et sondes

Les antennes sont souvent utilisées dans le domaine des émissions rayonnées en CEM. En effet, les équipements sous test peuvent fonctionner dans différentes gammes de fréquence. De ce fait plusieurs catégories d'antennes sont utilisées.

Gamme de fréquence	Antenne réceptrice	Antenne émettrice
50 Hz - 200 Hz	Boucle	Bobine de Helmoltz
30 Hz - 50 MHz	Perche, Boucle	Câble générateur de champ électrique
30 MHz - 320 MHz	Biconique	Biconique
100 MHz - 5 GHz	Antenne log-périodique	Antenne log-périodique

Tableau I.3 – Catégories d'antennes CEM.

Afin d'assurer le balayage complet du spectre de fréquence il est nécessaire d'utiliser plusieurs antennes.

Dans le cas du transfert d'énergie sans contact une sonde opérant sur une seule gamme de fréquence suffit. En effet, la configuration du système assure un fonctionnement à une seule fréquence et par conséquent on obtient un signal sinusoïdal propre de tout harmonique tel qu'expliqué dans la section (I.3.4).

La norme **SAE J-2954** définit la gamme de fréquence de travail du système à moins de 100 kHz, de ce fait une sonde *Narda* est utilisée pour mesurer l'intensité du champ magnétique ainsi que sa fréquence. Les caractéristiques de cette sonde sont décrites dans la section 5.3.1.

Figure I.42 – Sonde narda utilisée.

I.8 Conclusion

La recharge dynamique sans contact est une thématique de recherche prometteuse de part sa nouveauté et son caractère multi-disciplinaire, car elle peut répondre aux besoins énergétiques du parc de véhicules électriques qui est en constante augmentation. Cette technologie a été adoptée dans différents secteurs de l'ingénierie par différents laboratoires et industriels, cependant ce n'est que vers la fin du 20e siècle que cette technologie a été appliquée au véhicule électrique, car elle permettait de transférer de l'énergie à basses fréquences ce qui diminue les interactions avec les différents équipements électroniques et

électriques embarqués dans le véhicule. Cependant, les niveaux de puissance transférés ne présentaient pas un rendement profitable en raison de quoi cette technologie a été abandonnée jusqu'à l'avènement de nouvelles technologies de semi-conducteurs permettant la génération de courants à des fréquences plus élevées.

Dans un premier temps, cette nouvelle méthode de recharge a été utilisée sur des véhicules en stationnement et permettait de transférer différentes puissances selon les véhicules et les besoins, et grâce à l'avancement technologique de l'électronique ainsi que de l'électronique de puissance, plusieurs constructeurs et laboratoires sont parvenus à transférer plus de 22 kW sur des distances dépassants les 200 mm. Cette technologie n'a pu être étendue aux véhicules en déplacement que très récemment et présente des challenges du point de vue technique à cause des différentes contraintes existantes et de son déploiement dans le milieu urbain et périurbain où des personnes non averties peuvent se rapprocher de ce type de système. De ce fait, il est primordial de pouvoir homologuer ces systèmes afin d'assurer la sécurité des utilisateurs et des personnes se trouvant à leurs proximités.

Les systèmes de transfert d'énergie sans contact en mouvement existent sous plusieurs configurations, dites aussi topologies, car la disposition des condensateurs de compensation dans le système, en série ou en parallèle, impacte le comportement et le rendement de ces systèmes. En effet, il est préférable de connecter les condensateurs de compensation en série aux bobines, puisque cette configuration présente un fonctionnement robuste et peu sensible aux changements des conditions d'utilisation.

La thématique du transfert d'énergie sans contact en mouvement est très récente et tous les travaux précédents traitant de ce sujet se sont intéressés principalement à la conception ou à l'optimisation de ces systèmes afin de réaliser des coupleurs avec un bon rendement à forte puissance et à moindre coût. Cependant, l'augmentation de la puissance transmise est réalisée grâce à l'utilisation de champs magnétiques à haute intensité qui sont potentiellement nocifs pour l'être humain, ces derniers doivent être caractérisés avec précision afin d'assurer leur innocuité.

VEDECOM possède une piste de recharge sans contact dynamique de 3 kW qui a été réalisée afin de prospecter différentes géométries et modules de puissance. Certains composants de cette piste, nous servirons pour la réalisation de notre banc expérimental décrit dans le chapitre 4, afin de comparer les champs magnétiques mesurés dans le voisinage du coupleur et ceux obtenus par simulation numérique. Cette dernière est développée et décrite dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Modélisation numérique des systèmes de transfert d'énergie sans contact

II.1 Introduction

Le socle de l'électromagnétisme repose sur les quatre équations de Maxwell qui peuvent être exprimées sous forme différentielle (locale) ou intégrale. L'utilisation des équations différentielles est largement suffisante pour résoudre un problème de géométrie simple, par contre si le problème est plus complexe, il devient nécessaire de recourir aux formes intégrales afin d'appliquer les équations sur tout le volume de calcul.

Forme intégrale

$$\begin{cases} \iint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \iiint_\tau \frac{\rho}{\varepsilon}\, d\tau \\ \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \\ \int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\iint_S \frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{\partial t}.d\vec{S} \\ \vec{\nabla} \times \vec{\mathbf{E}} = -\frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{\partial t} \end{cases} \tag{II.1}$$

Forme différentielle

$$\begin{cases} \vec{\nabla} \cdot \vec{\mathbf{E}} = \frac{\rho}{\varepsilon} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{\mathbf{B}} = 0 \\ \vec{\nabla} \times \vec{\mathbf{E}} = -\frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{\mathbf{B}} = \mu \left(\vec{\mathbf{J}} + \varepsilon \frac{\partial \vec{\mathbf{E}}}{\partial t} \right) \end{cases} \tag{II.2}$$

Tels que :

- $\vec{E}$: Le vecteur champ électrique,
- $\vec{B}$: Le vecteur induction magnétique,
- $\vec{J}$: Le vecteur densité de courant,
- ρ : La densité volumique de charge électrique,
- ϵ : La permittivité diélectrique du matériau,
- μ : La perméabilité magnétique du matériau.

Notons que les équations de Maxwell s'appliquent aussi bien pour le régime stationnaire que pour le régime transitoire, et que les outils de simulation électromagnétique sont indispensables pour résoudre des systèmes présentant plusieurs constituants et des géométries complexes.

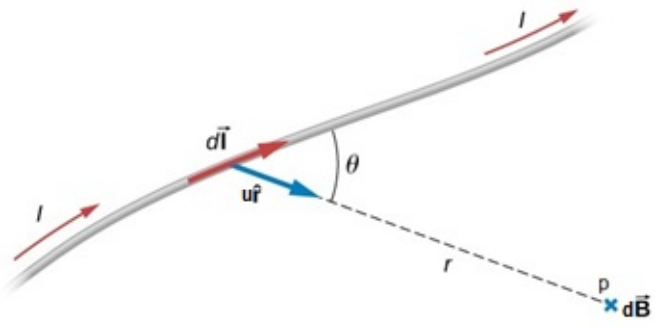


Figure II.1 – Élément de fil conducteur parcouru par un courant créant un champ magnétique élémentaire au point P de l'espace.

À titre d'exemple, en utilisant l'équation de Biot-Savart (II.3), nous pouvons calculer le champ magnétique créé par un fil conducteur ayant une certaine longueur parcouru par un courant I.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{conducteur} \frac{I \cdot d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} \tag{II.3}$$

— $\vec{r}$: Vecteur distance entre $d\vec{l}$ et le point d'observation P,
— $d\vec{l}$: Tronçon élémentaire du fil conducteur,
— $\vec{B}$: Induction magnétique,
— I : Courant parcourant le conducteur,
— μ_0 : Perméabilité magnétique du vide.

L'équation (II.3) est simple à résoudre pour le cas d'une bobine circulaire et plus généralement pour toutes les géométries simples. Cependant, pour des géométries complexes, telle qu'une bobine polarisée, figure II.2, des méthodes numériques doivent être utilisées pour calculer les intégrales.

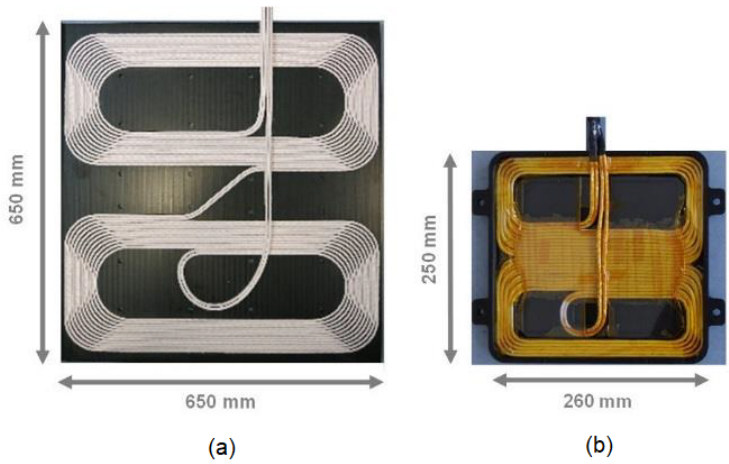


Figure II.2 – Exemple de modèles de bobines utilisées dans un système de recharge sans contact, (a) émettrice (primaire), (b) réceptrice (secondaire) [76].

Tel que présenté dans le chapitre précédent, les systèmes de transfert d'énergie sans contact sont composés de plusieurs bobines qui peuvent avoir des géométries assez complexes. La figure II.2 montre un exemple réel tiré de l'étude établie dans [76], ces systèmes présentent une géométrie particulière qui rend impossible le calcul analytique de la distribution du champ magnétique, d'où la nécessité de recourir au calcul numérique. Par ailleurs, ces bobines représentent l'élément central d'un système constitué de convertisseurs, servant à l'alimentation du primaire, et de charges (redresseur et batterie) raccordées au secondaire, tel qu'illustré dans le circuit équivalent de la figure II.3.

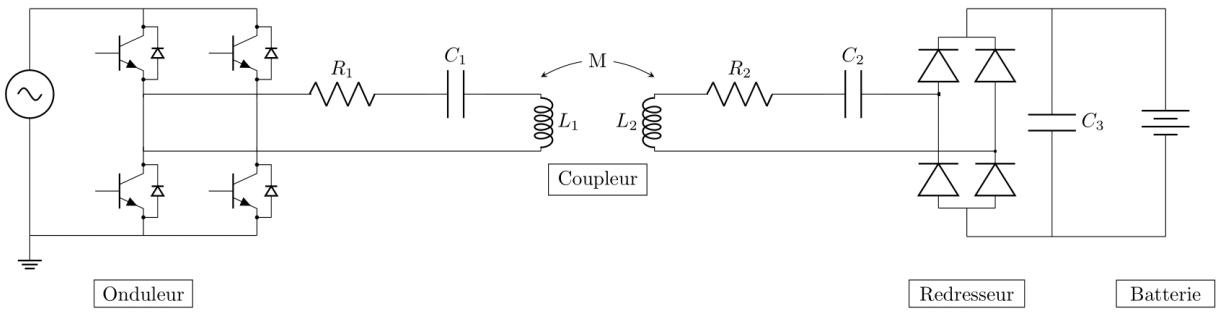


Figure II.3 – Exemple de circuit électrique équivalent d'un système de transfert d'énergie sans contact.

Le circuit de la figure II.3 représente le modèle type d'un système de charge sans contact. Le système d'alimentation et la charge influent énormément sur les courants circulant dans le primaire ainsi que le secondaire, et par conséquent, sur le champ magnétique généré dans l'environnement proche des bobines.
Afin de reproduire en simulation le fonctionnement réel en mode dynamique (secondaire en mouvement) d'un tel système, plusieurs étapes de calcul numérique doivent être effectuées :

— Modélisation électrique des différents blocs du système,
— Couplage des simulateurs électrique, magnétique et cinétique, afin d'évaluer, en temps réel, le champ magnétique à partir des données électriques.

Ce chapitre est axé sur la simulation numérique. Nous commençons par introduire la plateforme de simulation des systèmes de transfert d'énergie sans contacts que nous avons développé, dans laquelle nous comparons les deux approches de simulation dynamique et quasi-statique et nous montrons leurs limites. Ensuite, afin d'inclure le mouvement dans le modèle nous recourons à la co-simulation en couplant deux types de simulateurs électrique et magnétique. Puis, nous abordons les méthodes d'optimisations applicables dans notre cas, et enfin, nous examinons l'indice d'exposition humain au champ magnétique ainsi que la méthode de crête pondérée.

II.2 Développement d'une plateforme de simulation pour les systèmes de charge sans contact en mouvement

Un système de transfert d'énergie sans contact est constitué de deux circuits électriques associés au primaire et au secondaire respectivement, comme le montre la figure II.4. Dans ce chapitre, ces circuits électriques sont simulés avec le logiciel "Simplorer" qui a la possibilité de transmettre ses données au simulateur magnétique basse fréquence "Maxwell 3D" afin d'obtenir les grandeurs magnétiques correspondantes. Par ailleurs, il est aussi possible d'introduire le mouvement dans la co-simulation, c'est-à-dire, d'associer une vitesse et un sens de déplacement au secondaire afin d'émuler le mouvement du véhicule et d'observer son impact sur le comportement électrique des différents composants du système et les champs magnétiques générés par le coupleur.

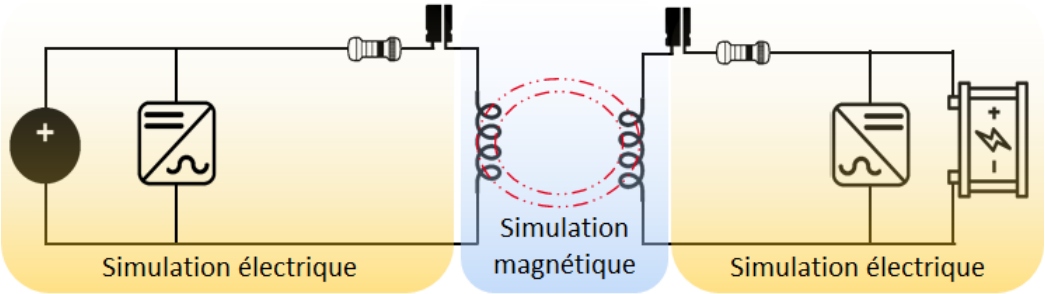


Figure II.4 – Schéma synoptique d'un système de transfert d'énergie sans contact.

II.2.1 Modélisation électrique des bobines de la piste 3 kW de VEDECOM

Nous avons développé, dans cette partie, le modèle électrique des bobines de la piste 3 kW de VEDECOM, figure II.5, en prenant en compte toutes les configurations possibles correspondantes aux variables suivantes, (illustrées dans la figure II.6) :

- Distance entre le primaire et le secondaire (entrefer),
- Distance entre la plaque de ferrite et la bobine du primaire,
- Épaisseur de la plaque de ferrite,
- Désalignement.

Nous avons, dans un premier temps, modélisé dans "Solidworks" les bobines de la piste 3 kW de VEDECOM, figure II.5 (b), en considérant leurs dimensions réelles (voir section I.6). Ensuite, nous avons exporté le modèle obtenu, figure II.5 (a), dans Maxwell 3D afin de pouvoir simuler les grandeurs électriques de toutes les configurations possibles.

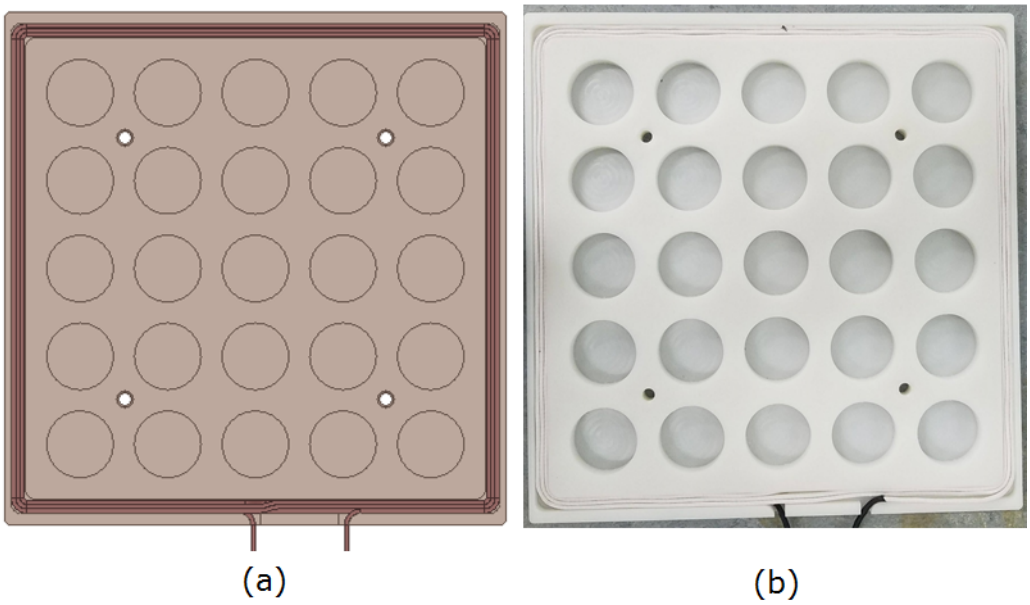


Figure II.5 – Bobine modélisée (a) et bobine réelle (b).

Nous avons également caractérisé expérimentalement, en utilisant un analyseur d'impédance, l'inductance propre de la bobine présentée dans la figure II.5 (b).
Rappelons que l'inductance propre des bobines représente un paramètre important pour le dimensionnement du système et pour le calcul des champs magnétiques générés dans l'environnement proche des bobines.

Dans un premier temps, nous avons mesuré l'inductance propre de la bobine sans la plaque de ferrite et nous avons comparé les résultats obtenus avec les résultats de simulation issus de Maxwell 3D, tableau II.1.
L'ajout de la plaque de ferrite modifie la structure de la bobine et, par conséquent, les caractéristiques de la bobine changent également comme le montre les résultats présentés dans le tableau II.1.

Inductance propre	Sans la plaque de ferrite	Avec la plaque de ferrite
Mesure	$44,498\ \mu H$	$61,14\ \mu H$
Simulation avec Maxwell 3D	$44,551\ \mu H$	$64,37\ \mu H$
Erreur relative	$0,11\ \%$	$5,01\%$

Tableau II.1 – Comparaison de l'inductance propre entre les résultats de mesure et les résultats issus de la simulation Maxwell 3D.

Dans un second temps, nous avons simulé dans Maxwell 3D le coefficient de couplage (équation I.3) entre le primaire et le secondaire. En effet, cette simulation a été réalisée séparément pour toutes les configurations citées précédemment. L'objectif est de déterminer l'effet de chaque variable (entrefer, distance entre la plaque de ferrite et la bobine, épaisseur de la plaque de ferrite et désalignement) sur le coefficient de couplage.

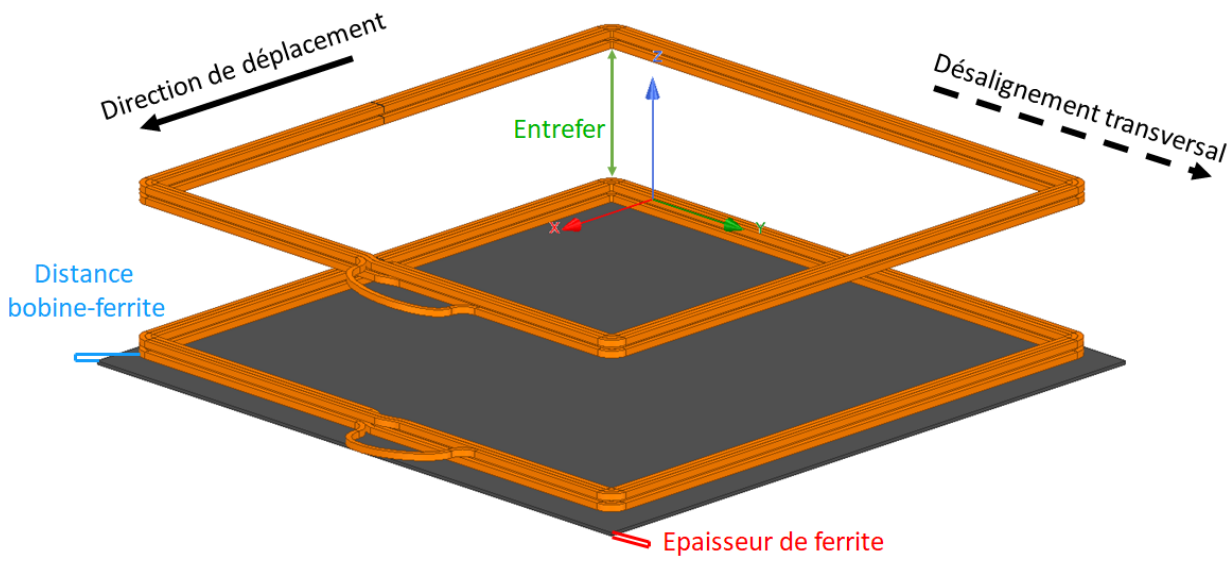


Figure II.6 – Différents paramètres étudiés.

La figure II.7 montre le modèle de simulation utilisé, il s'agit d'un coupleur symétrique de bobines rectangulaires. Il est composé de deux bobines et de deux plaques de ferrites identiques disposées en parallèle.

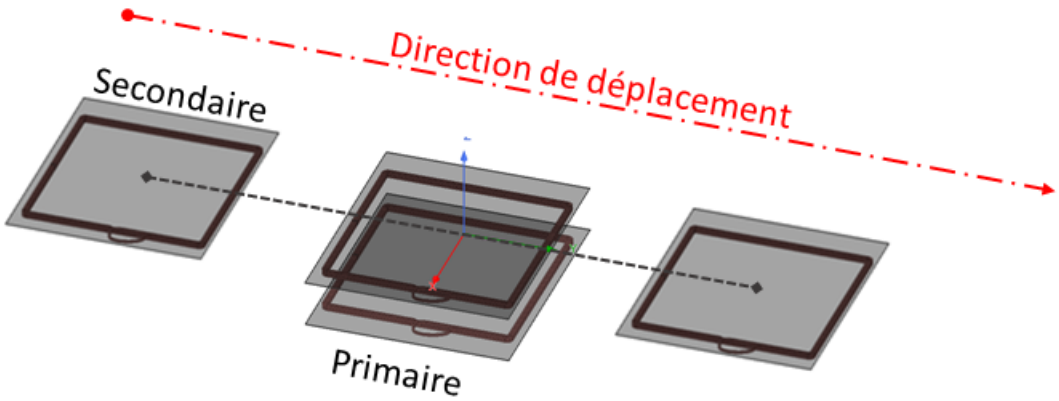


Figure II.7 – Modèle de coupleur utilisé pour la simulation de l'inductance mutuelle.

II.2.1.1 Variation de l'entrefer

L'entrefer désigne la distance séparant le primaire du secondaire, *Air Gap* en Anglais. D'après la norme J-2954 de la SAE [1][9], il existe trois classes d'entrefer, tableau II.2, liées à la valeur de la puissance transmise. La norme définit la gamme de puissance transmise ainsi que les géométries de bobines à utiliser pour chacune des trois classes.

En plus, elle impose une compatibilité inter-classe afin d'assurer la meilleure concordance entre les systèmes.

1. Society of Automotive Engineers

Classe	Entrefer (mm)
Z1	[100-150]
Z2	[140-210]
Z3	[170-250]

Tableau II.2 – Les trois classes d'entrefers.

Pour ce premier cas d'étude, nous nous sommes basés sur le modèle donné dans la figure II.5, représentant la bobine réelle de la piste 3 kW de VEDECOM, en faisant varier l'entrefer selon la classe Z1 de 100 mm à 150 mm avec un pas de 10 mm.

La figure II.8 présente l'évolution du coefficient de couplage (équation I.3, section I.3.3), pour chaque valeur de l'entrefer, en fonction de la position du secondaire par rapport au primaire. Notons que le couplage maximal correspond aux deux bobines en vis-à-vis.

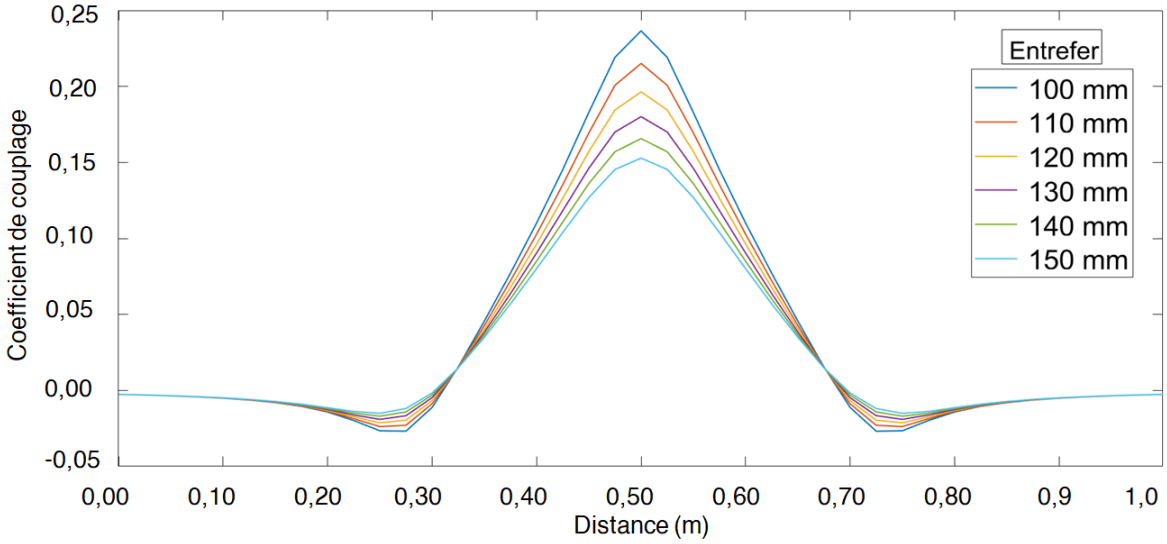


Figure II.8 – Impact de l'entrefer sur le coefficient de couplage.

Il est clair, d'après la figure II.8, que la réduction de l'entrefer augmente le coefficient de couplage entre la bobine primaire et la bobine secondaire. Cette amélioration est due au fait que la bobine réceptrice est traversée par plus de lignes de champs générées par le primaire, à mesure qu'elle se rapproche de ce dernier.
De plus, nous pouvons aussi remarquer que la partie négative suit la même tendance que la zone positive des courbes.

Dans la suite de ces travaux, l'entrefer choisi est de 100 mm, car d'une part, il est plus rapide d'estimer les champs magnétiques dans un petit volume et d'autre part, avoir un petit entrefer augmente la qualité du couplage et donc l'intensité des champs magnétiques générés, rapprochant ainsi notre modèle de la situation pire cas.

II.2.1.2 Variation de la distance entre la plaque de ferrite et la bobine

Afin d'estimer l'impact, sur le coefficient de couplage, de la distance entre la plaque de ferrite et la bobine primaire nous avons fait varier cette distance de 0 mm à 10 mm.

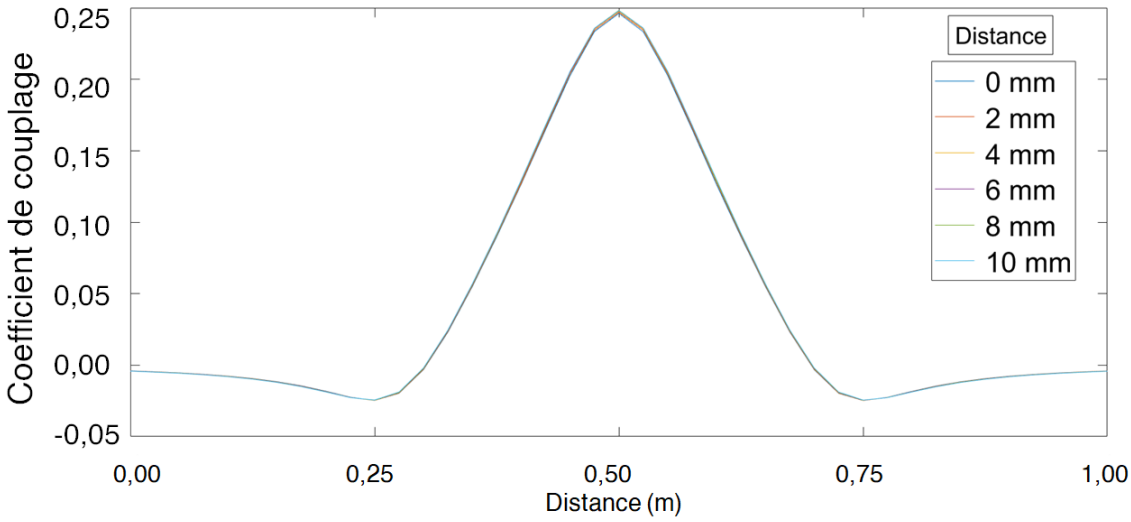


Figure II.9 – Impact de la distance bobine-ferrite sur le coefficient de couplage.

La figure II.9 montre l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la variation de la distance entre la plaque de ferrite et la bobine primaire. Nous pouvons voir que toutes les courbes varient très légèrement les unes par rapport aux autres. Notons que l'écart le plus important correspond à la différence entre les valeurs maximales des cas extrêmes 0 mm et 10 mm et vaut $6,1\%$.

Étant donné que la distance bobine-ferrite a un impact très faible sur la qualité du couplage, nous avons décidé de coller la plaque de ferrite au socle des bobines en utilisant une résine.

II.2.1.3 Variation de l'épaisseur de la plaque de ferrite

Le choix de l'épaisseur de la plaque de ferrite n'est pas arbitraire, en effet il est nécessaire de prendre en considération la fréquence de fonctionnement du système afin de calculer l'épaisseur de peau, équation (II.4), et ainsi choisir une plaque de ferrite avec une épaisseur supérieure ou égale à cette épaisseur de peau :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma \mu \pi f}} \tag{II.4}$$

Tels que :

- δ : Épaisseur de peau en mètre (m),
- σ : Conductivité électrique en Siemens par mètre (S/m) ,
- μ : Perméabilité magnétique en Henry par mètre (H/m),
- f : Fréquence en Hertz (Hz).

Dans notre cas, la fréquence de travail est de 10 kHz, ceci donne une épaisseur de peau de 206 μm. Par conséquent, nous pouvons utiliser une plaque de ferrite ayant une épaisseur relativement faible (supérieure à 206 μm), ce qui correspond à la plupart des plaques disponibles sur le marché.
C'est la plaque de ferrite "**SIFERRIT N27** de TDK" utilisée dans le système de charge 3 kW de VEDECOM qui est intégrée dans notre modèle de simulation. Il s'agit d'une plaque de ferrite rectangulaire avec une épaisseur variant de $2,5$ mm à $5,0$ mm par pas de $0,5$ mm.

Nous résumons dans le tableau II.3, l'effet de l'épaisseur de la plaque de ferrite sur la valeur maximale de l'inductance mutuelle, c'est-à-dire quand les deux bobines sont en vis-à-vis.

Nous pouvons en déduire qu'une augmentation de 100 % de l'épaisseur de ferrite impliquerait une amélioration infime de $1,13$ % en inductance mutuelle.

Épaisseur (mm)	Inductance mutuelle (μH)
$2,5$	20,64
$3,0$	20,69
$3,5$	20,72
$4,0$	20,76
$4,5$	20,79
$5,0$	20,82

Tableau II.3 – Variation de l'inductance mutuelle en fonction de l'épaisseur de la plaque de ferrite

Nous pouvons conclure, de la lecture des résultats présentés dans le tableau ci-dessus, qu'il n'est pas nécessaire d'apporter des modifications aux plaques de ferrite disponibles dans le commerce, car ces dernières répondent au critère de sélection le plus déterminant, à savoir l'épaisseur de la plaque qui doit être supérieure à l'épaisseur de peau de 206 μm dans notre cas.

II.2.1.4 Variation du désalignement

Pour ce cas d'étude nous nous sommes basés sur les instructions de la norme "**SAE J-2954**" en termes de tolérance au désalignement [9]. Le tableau II.4 indique les tolérances selon les trois axes OX, OY, OZ [2] fixées par la norme **SAE J-2954** pour une configuration statique.
Le désalignement transversal correspond à la distance séparant les deux axes normaux

2. L'entrefer nominal Z_{nom} ainsi que les tolérances Δ_{min} et Δ_{max} doivent être spécifiées par le constructeur [9].

traversant les deux bobines du coupleur en leurs centres respectifs, comme illustré dans la figure II.6. Grâce à la symétrie du modèle nous avons considéré un désalignement selon un seul axe et une seule direction, ceci permet de réduire le volume de simulation et de diminuer le temps de calcul. Nous avons fait balayer le secondaire avec un désalignement entre 0 mm et 100 mm par pas de 20 mm. La figure II.10 montre l'impact du désalignement sur le coefficient de couplage.

Axe	Tolérance (mm)
ΔX	+/- 75
ΔY	+/- 100
ΔZ	$Z_{nom} - \Delta_{min} => Z_{nom} - \Delta_{max}$

Tableau II.4 – Tolérance au désalignement.

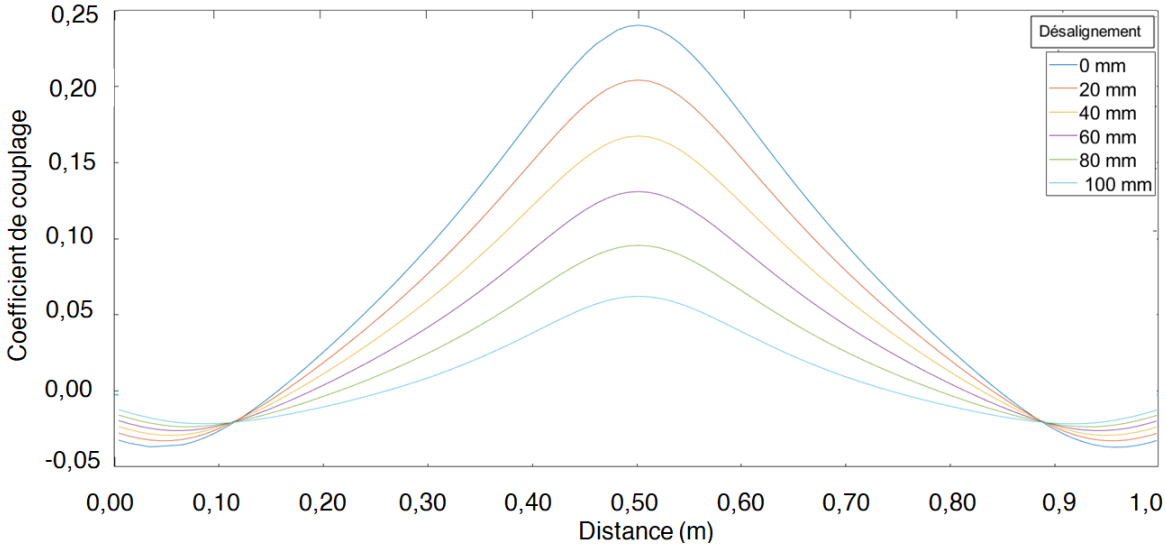


Figure II.10 – Impact du désalignement sur le coefficient de couplage.

Nous constatons que le coefficient de couplage est maximal pour le désalignement nul et diminue avec l'augmentation de ce celui-ci. En effet, plus la bobine réceptrice s'éloigne de la bobine émettrice, moins de lignes de champ la traversent et par conséquent le couplage entre les deux bobines diminue, et donc au final le rendement du système diminue également.

II.2.2 Modélisation du système d'alimentation de la bobine primaire

La bobine primaire est alimentée avec un courant alternatif de fréquence 10 kHz généré par un onduleur de type pont H composé de quatre interrupteurs, figure II.11 et alimentés par un BUS DC de 40 V.

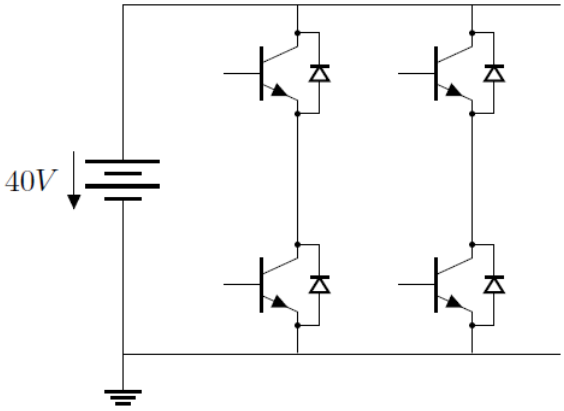


Figure II.11 – Schéma synoptique de l'alimentation du primaire.

Le circuit d'alimentation fait partie du circuit électrique du primaire et est donc modélisé sous "Simplorer" en utilisant des interrupteurs parfaits, disponibles dans la bilbiothèque des composants de ce logiciel, car la modélisation des transistors utilisés nécessiterait un travail de caractérisation qui est hors du cadre des travaux de cette thèse.

L'onduleur est connecté via les condensateurs de résonance à la bobine primaire, modélisés sous "Maxwell 3D", grâce à une interface de la suite "Ansys", de façon transparente à l'utilisateur.

II.2.3 Modèle de la charge du système

La figure II.12 représente un modèle de charge-redresseur qui peut être utilisé dans un véhicule électrique, constitué de :

- Un pont de diode : permettant de transformer le courant alternatif en courant continu,
- Un condensateur : permettant de lisser le courant et d'atténuer les ondulations qui peuvent exister.

Dans notre modèle, nous utilisons une simple résistance, car nous nous intéressons uniquement à la méthodologie qui est indépendante du circuit associé à la sortie du secondaire.

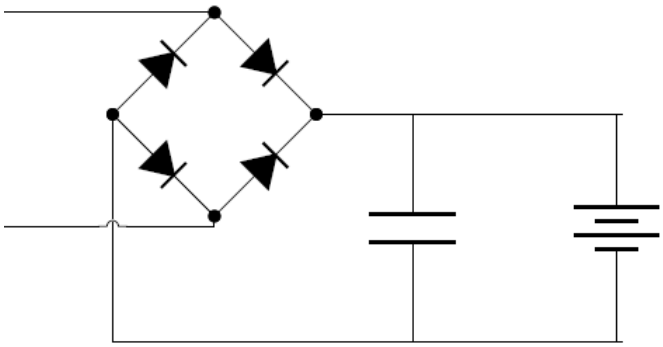


Figure II.12 – Schéma synoptique du redresseur et de la charge.

II.3 Simulation du système de charge sans contact en mode dynamique

L'approche quasi-statique, utilisée dans la section précédente pour la modélisation des éléments électriques du coupleur, n'est qu'un calcul itératif paramétrique permettant de simuler un système de transfert d'énergie sans contact pour différentes positions du secondaire par rapport à un primaire immobile. Ainsi, cette méthode peut être utilisée pour la conception des systèmes de recharge sans contact fonctionnant en stationnaire puisqu'elle peut facilement s'appliquer au dimensionnement des composants électriques (bobines et condensateurs de compensation) de ces systèmes.

Quant à la simulation de ces mêmes systèmes en dynamique (le secondaire en mouvement), la méthode quasi-statique reste utile et nécessaire pour calculer les valeurs des composants du modèle électrique du système, pour différentes positions du secondaire, mais inapplicable pour simuler le courant induit dans le secondaire, car, le champ magnétique dépend directement du courant parcourant les conducteurs (les deux bobines), équation (II.3).

L'association du circuit d'alimentation au coupleur dans la simulation est indispensable afin d'avoir une configuration représentative du cas réel expérimental, et ainsi pouvoir établir des comparaisons entre les résultats de mesure et les résultats de simulation. Ceci, est rendu possible grâce au développement de la co-simulation en mode dynamique et qui représente une des valeurs ajoutées de ces travaux de thèse.

Dans cette partie, la co-simulation sera introduite et des exemples pratiques d'utilisation seront présentés. En effet, pour un système de transfert d'énergie sans contact, l'électronique de puissance et le coupleur s'affectent mutuellement, il est donc impératif de connaître le comportement des deux systèmes afin d'avoir un dimensionnement adéquat aux conditions d'utilisations.

La co-simulation est une puissante technique de simulation en termes de précision de résultats mais aussi très gourmande en termes de ressources numériques. En effet, la triple simulation cinétique-électrique-électromagnétique implique des conditions numériques très contraignantes, de ce fait des modèles réduits en termes de dimensions, de puissance d'alimentation et de fréquence seront réalisés en respectant les cas de simulations suivants :

— Source d'alimentation sinusoïdale connectée au primaire (bobine isolée),
— Source de courant sinusoïdal connectée au coupleur,
— Simulation statique d'un modèle électrique d'onduleur connecté au coupleur,
— Simulation dynamique d'un modèle électrique d'onduleur connecté au coupleur.

Mais avant de détailler chacune de ces simulations, nous présentons d'abord le modèle de bobine utilisé dans la figure II.13.

Il s'agit de la bobine décrite dans la figure II.5, elle est composée de 6 tours de fils de Litz répartis sur deux étages et séparés de 3 mm.

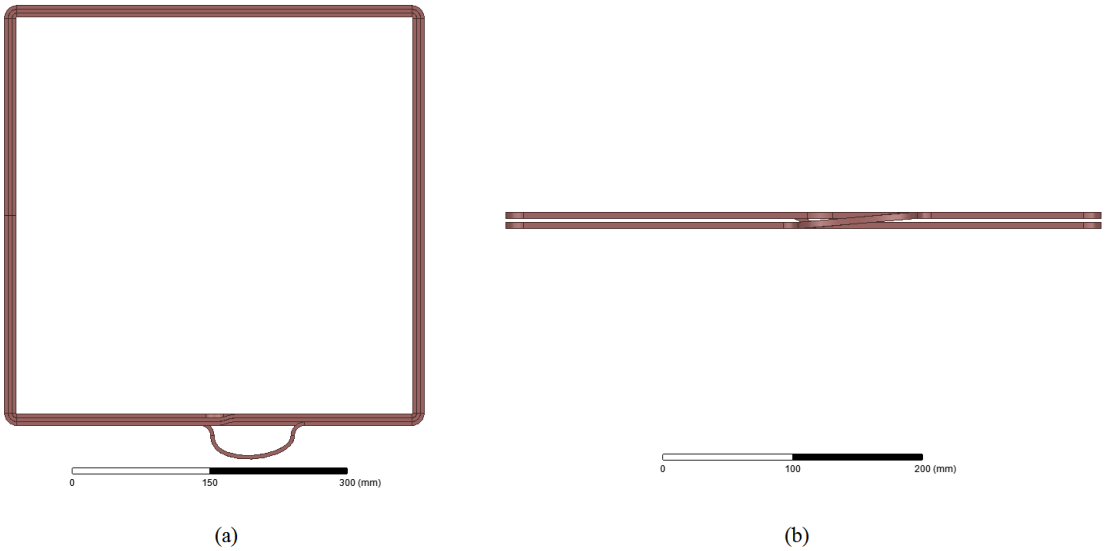


Figure II.13 – Modèle de bobine utilisé, vue de haut (a), vue de face (b).

Une plaque de ferrite de $2,5$ mm d'épaisseur est collée à la bobine.

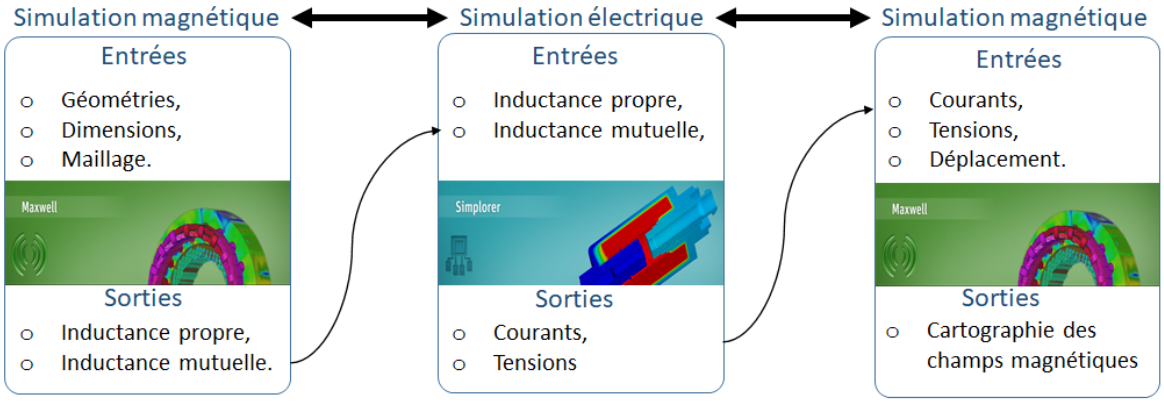


Figure II.14 – Structure de la co-simulation.

Les circuits électriques des deux premiers cas de simulations, cités précédemment, sont réalisés sous "Maxwell Circuit", tandis que les circuits électriques des deux derniers cas de simulation sont réalisés sous "Simplorer".
La figure II.14 schématise la structure de la co-simulation électrique-magnétique développée dans ce chapitre et permet l'estimation des champs magnétiques générés par de tels systèmes. Elle est bien détaillée dans la section II.3.4.

II.3.1 Source d'alimentation sinusoïdale connectée au primaire (bobine isolée)

Dans ce cas, un simple modèle d'alimentation est connecté à la bobine primaire sans la présence de la bobine secondaire. Notons que deux types d'alimentations peuvent être utilisées : la source de courant et la source de tension comme le montre la figure II.15.

La source de tension délivre une tension fixe et d'après la loi d'Ohm le courant résultant sera variable en fonction de la charge, tandis que la source de courant délivre un courant fixe et la tension sera variable en fonction de la charge. En fonction de l'application et des conditions d'utilisation ces deux types de source font partie des différentes topologies de compensation (section I.3.4), mais dans les deux cas de figure, nous pouvons définir seulement des sources sinusoïdales, comme nous l'avons expliqué dans la section I.3.4.

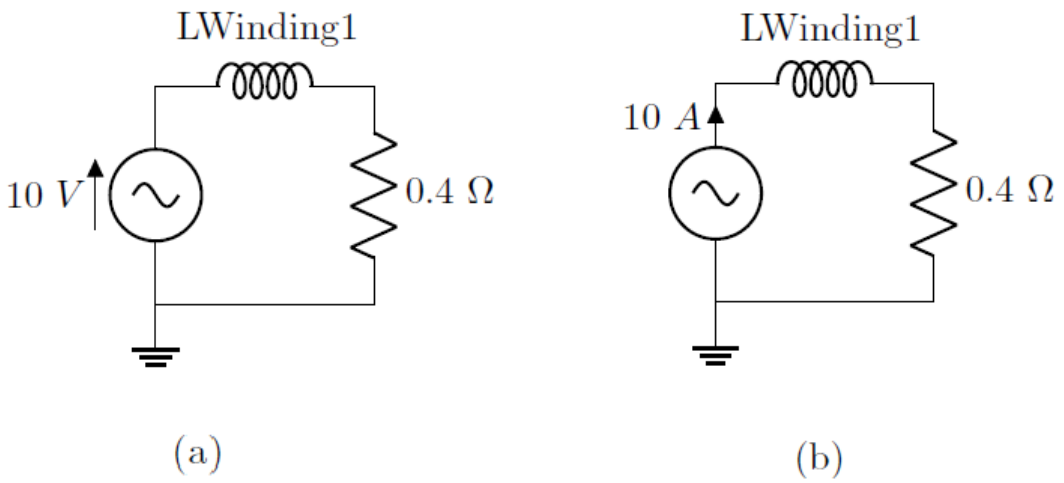


Figure II.15 – Modèle d'alimentation réalisé sous "MaxwellCircuit" connecté à la bobine, source de tension (a), source de courant (b).

Les deux circuits sont très simples, ils représentent le modèle électrique de la bobine (fils de Litz et plaque de ferrite) : une résistance de $0,4\ \Omega$, modélisant les pertes dans le fil de Litz, connectée en série à l'inductance "LWinding1". Ces deux composants sont connectés à une source sinusoïdale de courant, figure II.15 (b), ou de tension, figure II.15 (a), délivrant respectivement 10 A et 10 V à la fréquence 10 kHz.

Notons que le choix de cette fréquence qui n'est pas comprise dans la gamme $[81,38\ kHz - 90\ kHz]$ définie par la "**SAE J-2954**", est motivée par la limitation en puissance de calcul disponible.

A partir de cette première étude, nous avons choisi d'utiliser le courant comme donnée d'entrée pour deux raisons principales :

— D'une part, la topologie de compensation (SS) a été adoptée pour modéliser le

système de charge de la piste 3 kW de VEDECOM (voir section I.6),

— Et d'autre part, Le champ magnétique généré par les bobines est directement dépendant du courant.

La figure II.16 représente le courant et la tension de la bobine connectée à la source de courant. Nous retrouvons les 10 A d'amplitude du courant d'excitation et nous obtenons une tension d'amplitude 40 V.

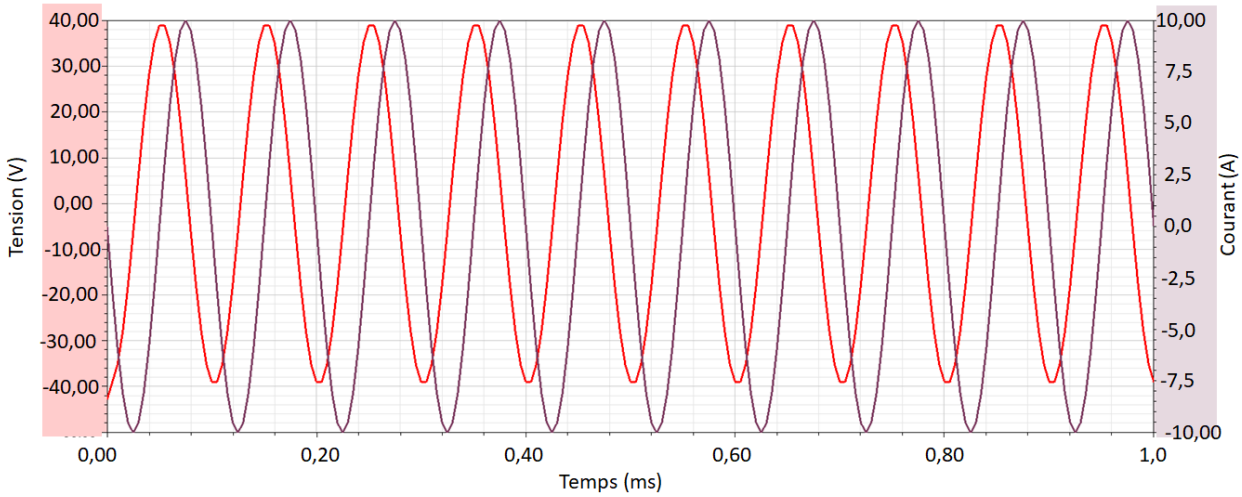


Figure II.16 – Courant et tension de la bobine excitée par un courant sinusoïdal d'amplitude 10 A et de fréquence 10 kHz.

Le déphasage existant entre le courant et la tension est dû au caractère inductif du système. Ce déphasage restera présent tant que le système ne sera pas compensé par des condensateurs afin d'assurer un fonctionnement en résonance pour améliorer le rendement du système.

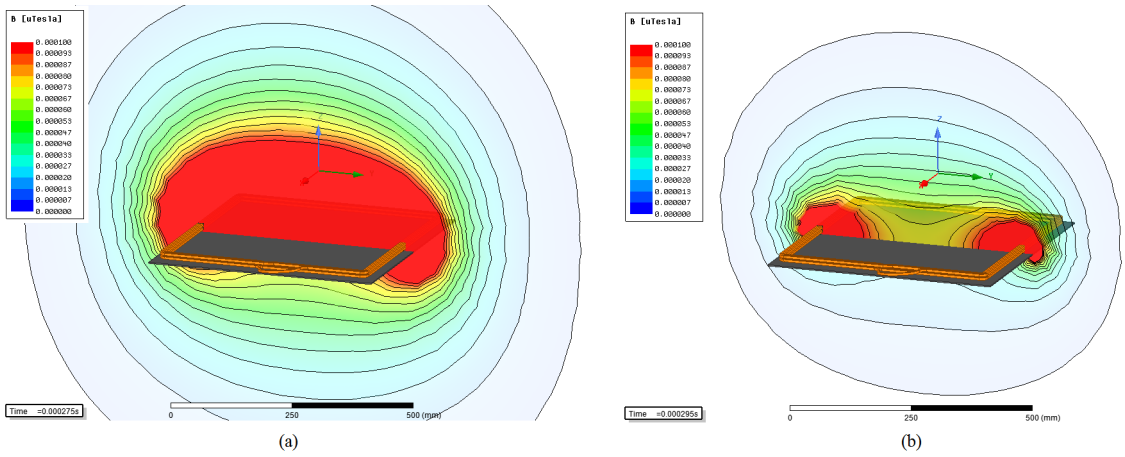


Figure II.17 – Induction magnétique dans le plan ZY à $t = \frac{3T}{4}$(a) et à $t = \frac{19T}{20}$(b).

La plus value de cette simulation est la possibilité de visualiser l'évolution du champ magnétique, figure II.17.

Les résultats ont été obtenus après un temps de calcul de $4h\ 23m$, avec un maillage de 397503 tétraèdres. Le temps de résolution était de 1 ms avec un pas temporel de 5 μs.

Le temps de $4h\ 23m$ correspond à la simulation de 10 périodes identiques, ce qui multiplie le temps de calcul par 10 en comparaison à une simulation tenant compte d'une seule période. Cependant, de manière générale les contraintes numériques nous obligent à prendre plusieurs périodes afin d'éviter tout résultat aberrant d'une phase transitoire, ou d'un pas de calcul relativement grand, tel qu'on le verra dans les autres modèles simulés.

II.3.2 Source de courant sinusoïdal connectée au coupleur

Un système de recharge sans contact peut être réduit, électriquement, à un transformateur caractérisé par une faible inductance mutuelle tel que le montre la figure II.18

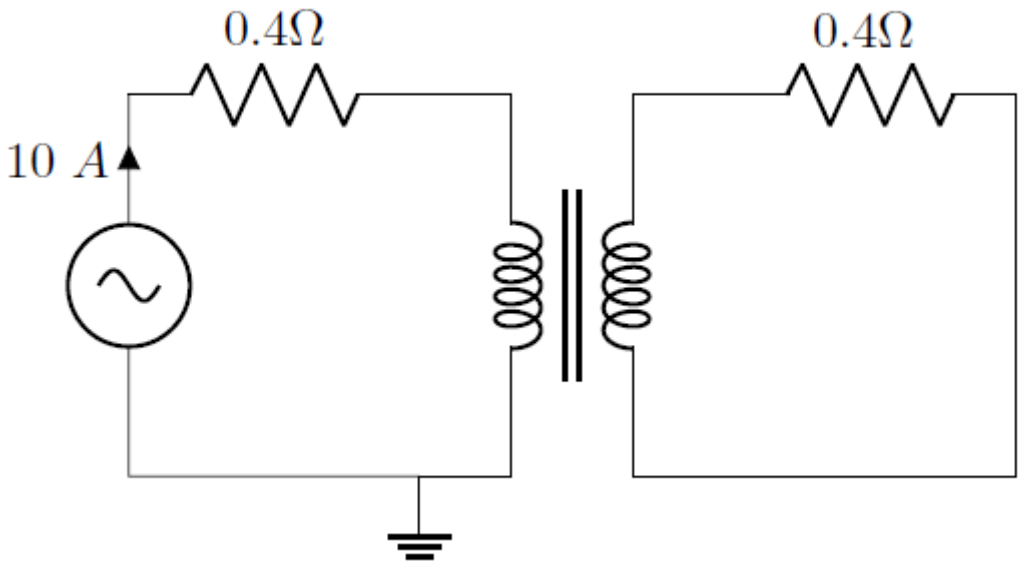


Figure II.18 – Source de courant sinusoïdal connectée au coupleur.

Dans ce cas de figure, le coupleur, primaire et secondaire, est connecté à une source de courant.

Les valeurs d'inductances, propres et mutuelle, sont calculées systématiquement par "Maxwell 3D", la source de courant sinusoïdal d'amplitude 10 A et de fréquence 10 kHz alimente le coupleur. Les résistances internes des bobines sont également prises en compte vu leurs importances dans le rendement d'un système de recharge sans contact.

Les figures suivantes montrent respectivement le couple courant et tension du primaire et du secondaire.

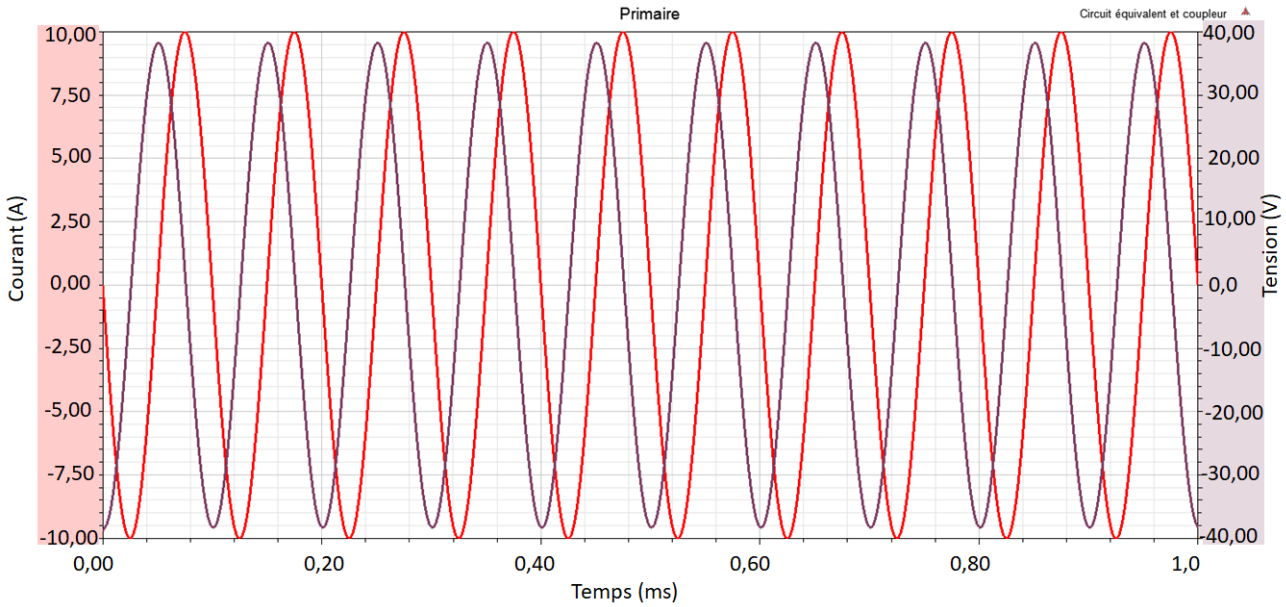


Figure II.19 – Courant et tension du primaire.

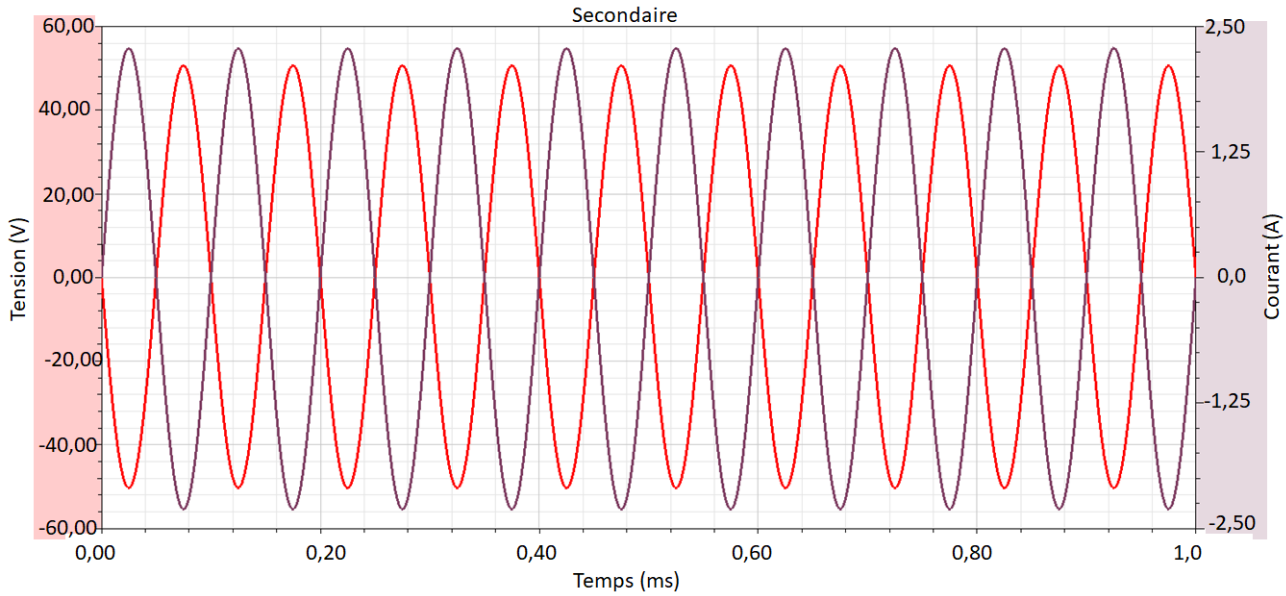


Figure II.20 – Courant et tension du secondaire.

Nous pouvons clairement voir sur la figure II.19 le déphasage entre le courant et la tension introduit par le bobinage primaire. La figure II.20 montre la variation du courant et de la tension dans le secondaire qui sont en opposition de phase.

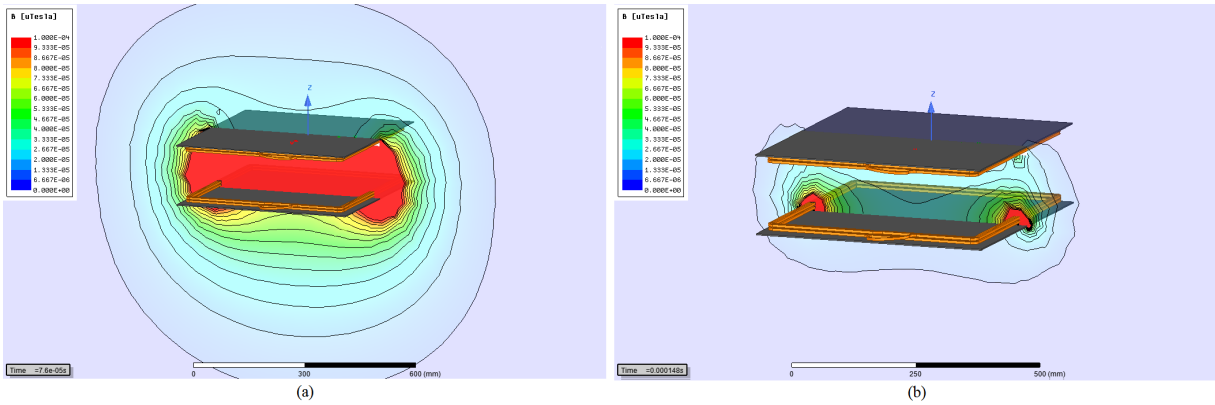


Figure II.21 – Champ magnétique dans le plan ZY à $t = \dfrac{3T}{4}$ (a) et à $t = \dfrac{T}{2}$ (b).

La figure II.21 montre l'évolution du champ magnétique à deux instants différents. Il est intéressant de connaître le déphasage entre les courants du primaire et du secondaire, car ce dernier va impacter la distribution des champs magnétiques dans le voisinage du coupleur et finalement impacter le rendement du système.

En effet, un contrôle sur le déphasage des courants peut être utilisé pour modifier, selon les besoins, le déphasage entre les champs magnétiques générés et ainsi adapter la distribution des champs en fonction des géométries des bobines, mais également selon la commande des onduleurs alimentant les bobines primaires, en particulier pour des géométries de bobines polarisées, qui dépendent grandement du sens de circulation des champs magnétiques, afin d'éviter tout couplage interne au niveau du bobinage primaire qui pourrait impacter négativement la qualité du transfert.

Nous précisons que les résultats présentés précédemment ont été obtenus après une durée de calcul de $13h\ 49m$ avec un maillage de 437981 tétraèdres et un temps de résolution de 1ms pour un pas temporel de 2 μs.

Dans la section suivante, nous allons alimenter le système onduleur-coupleur avec une fréquence fixe et ainsi introduire la résonance électrique afin de se rapprocher du système réalisé en laboratoire est décrit dans le chapitre IV.

II.3.3 Simulation statique d'un modèle électrique d'onduleur connecté au coupleur

L'onduleur est un module indispensable pour le fonctionnement du système de charge sans contact, car il est la source d'alimentation de la bobine émettrice. C'est un équipement électronique qui génère un signal alternatif à partir d'un signal continu.

Au final, nous pouvons assimiler un onduleur à un interrupteur électronique composé de transistors qui changent d'état "*passant-bloquant*" en fonction de la commande appliquée.

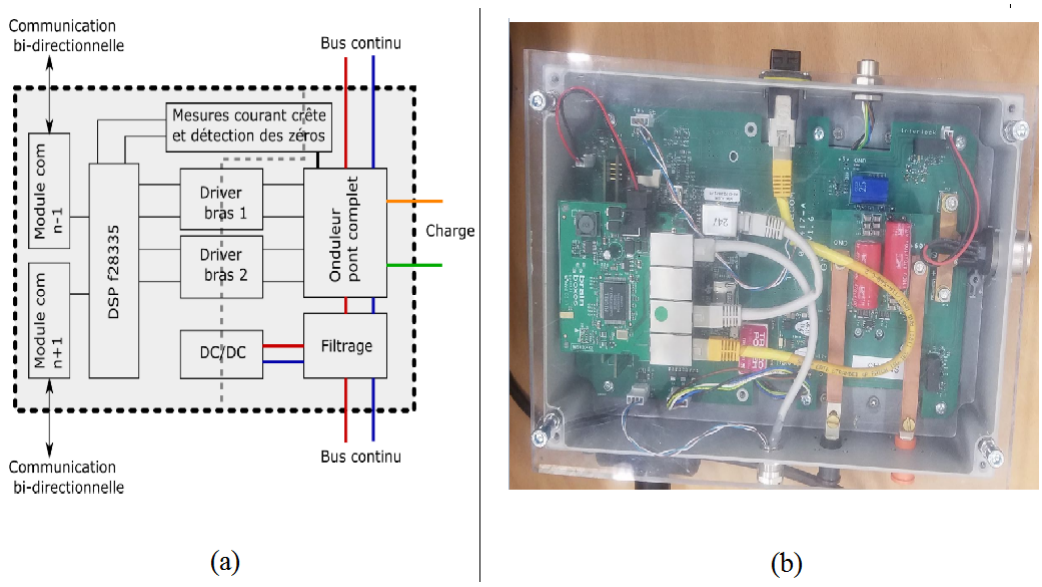


Figure II.22 – L'onduleur utilisé, synoptique de l'onduleur (a), photo de l'onduleur (b).

Le dimensionnement d'un onduleur reste tributaire du type de charge et de son comportement. Dans le cas d'un système de transfert d'énergie sans contact, la charge a un comportement inductif qui doit être pris en considération durant la conception.

Dans le modèle de co-simulation présenté dans la figure II.23, l'ondueur est directement connecté au coupleur. Il est composé d'interrupteurs parfaits, car la modélisation réelle d'un onduleur est une tâche ardue d'une part, et les pertes par conduction et par commutation ne représentent pas des données pertinentes pour cette étude d'autre part. Donc il est inutile d'utiliser un modèle réel de transistor ($IGBT$ ou $MOSFET$).

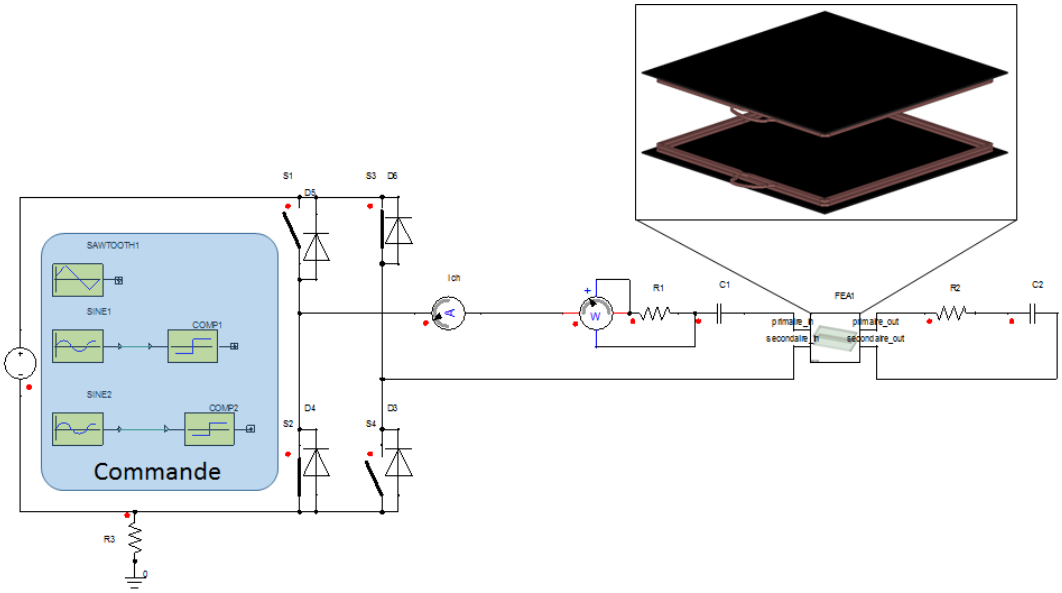


Figure II.23 – Modèle électrique d'onduleur connecté aux bobines en position vis-à-vis.

L'onduleur est alimenté avec une source de tension continue de 20 V et commute à une fréquence de 10 kHz. R_1, R_2 et C_1, C_2 sont les résistances internes et les condensateurs de

compensation du primaire et du secondaire respectivement. Le cadrant bleu de la figure II.23 est la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) de l'onduleur.

Notons qu'une commande MLI est le résultat de la comparaison de deux signaux, un signal triangulaire de haute fréquence (dit *porteuse*) et un signal de fréquence souhaitée (dit *modulante*). La figure II.24 (a) représente le signal logique de contrôle, d'une paire d'interrupteurs, qui résulte de la comparaison des signaux de la figure II.24 (b).

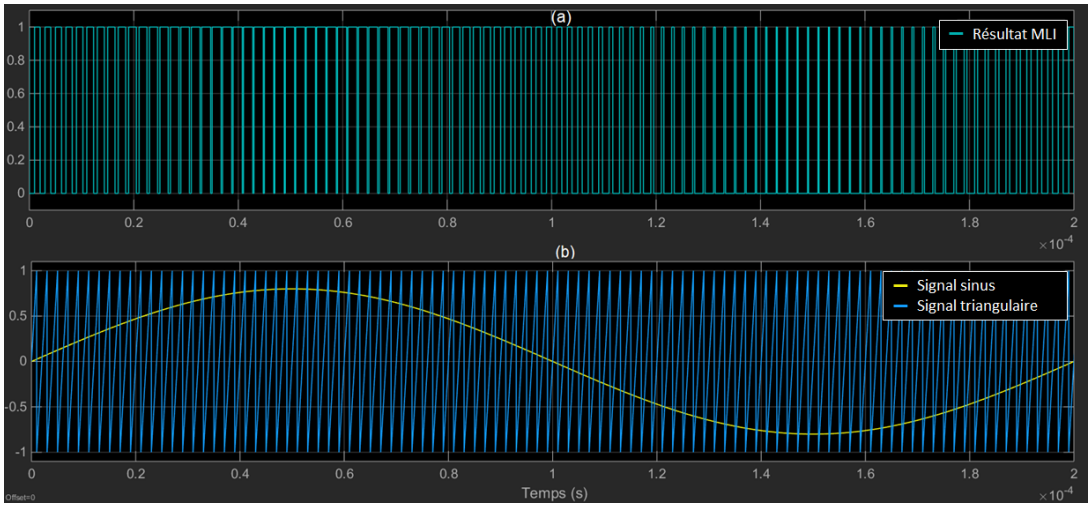


Figure II.24 – Commande MLI utilisée pour l'onduleur.

Notons que, le temps de simulation dans "Simplorer" augmente en fonction du nombre d'échantillons considéré. De plus, "Simplorer" préconise de prendre au moins 100 points par période afin d'obtenir des résultats précis. Par conséquent, le temps de simulation augmente énormément en fonction de la fréquence considérée, pour un t_{final} de simulation identique. La durée de simulation de ce modèle est de 144 *heures*. Le pas temporel de calcul est fixé à 1 μs (100 points par période) afin d'obtenir une résolution correcte.

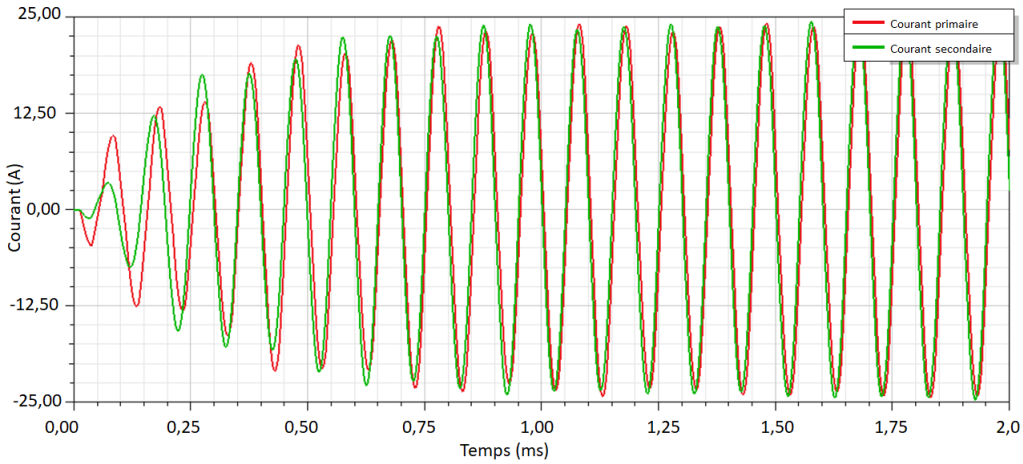


Figure II.25 – Courants du primaire et du secondaire du modèle de la figure II.23.

Les courants, dans la figure II.25 sont en phase, car le système fonctionne à la réso-

nance.

La tension aux bornes des condensateurs de compensation est une grandeur importante dans la conception d'un système de transfert d'énergie sans contact. En effet, la topologie (SS) implique une forte tension aux bornes des condensateurs, comme le montre la figure II.26, ce qui rend impérieux la prise en compte de ce paramètre dans l'étape de dimensionnement pour garantir le bon choix des composants.

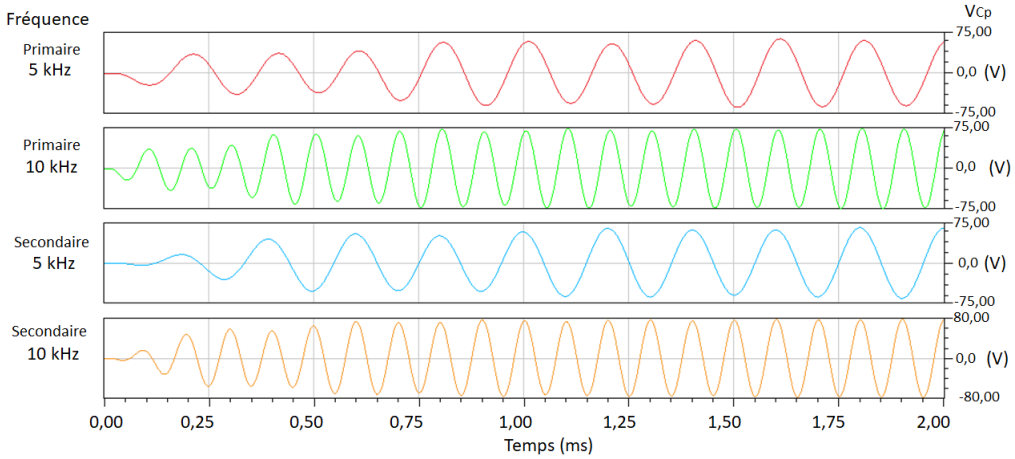


Figure II.26 – Tensions aux bornes des condensateurs primaire et secondaire aux fréquences 5 kHz et 10 kHz.

Tel que mentionné précédemment, l'avantage principal de la co-simulation est la possibilité d'estimer simultanément les grandeurs électriques et magnétiques. Nous précisons que l'amplitude de l'induction magnétique B, présentée dans la figure II.28, est simulée à 500 mm du centre des bobines, afin de rester dans la région (1), figure II.27, définie par la norme "SAE J-2954".

Les contraintes numériques, en l'occurrence le volume et le temps de simulation nécessaires à la représentation de ce problème, sont trop importants pour être pris en compte dans notre modèle de simulation, ce qui ne permet pas de considérer la zone (2) et (3) de la figure II.27.

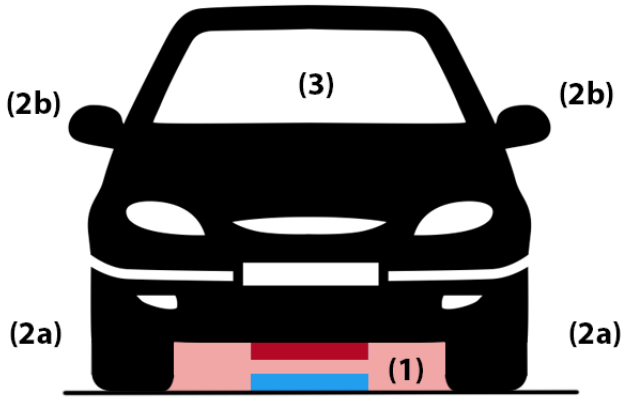


Figure II.27 – Les différentes zones de mesures définies par la norme "SAE J-2954" [9].

Le champ magnétique est estimé dans la zone (1) en deux points différents. Le premier point se situe au centre des bobines, donc il est logique de s'attendre à des valeurs d'induction magnétique très élevées. Le second point est situé à 200 mm du bord des bobines, car c'est la limite de la zone d'évaluation numérique et prendre une zone plus grande implique un temps de simulation plus élevé. Nous rappelons que le but de ces simulations est de démontrer la faisabilité et l'utilité de la co-simulation.

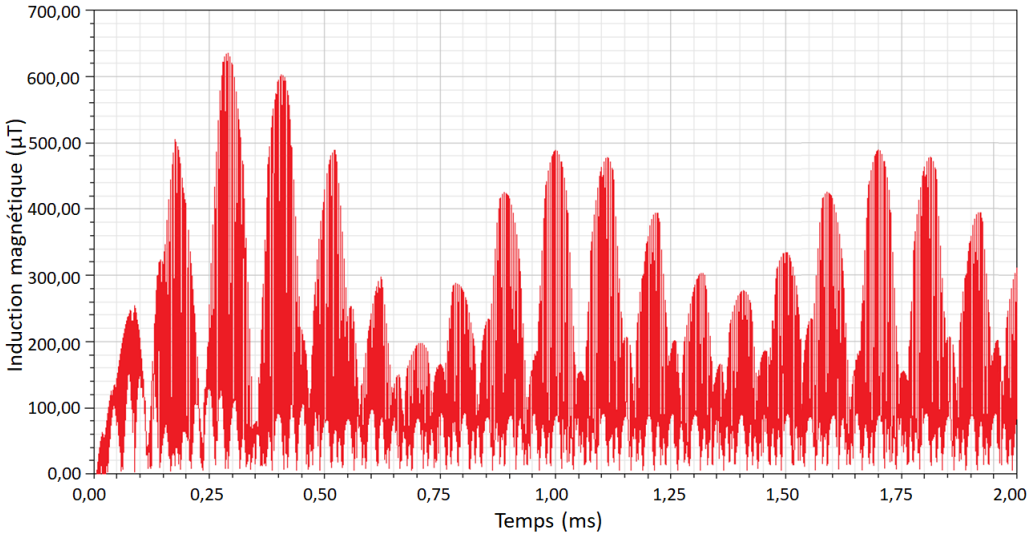


Figure II.28 – Induction magnétique au centre du coupleur.

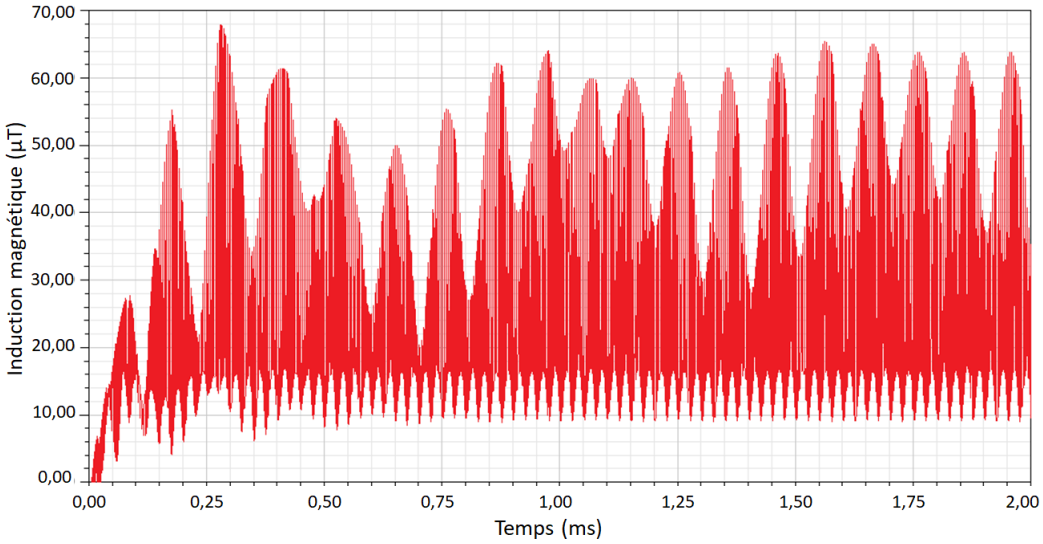


Figure II.29 – Induction magnétique à 200 mm du bord des bobines.

Nous pouvons remarquer que les niveaux d'induction magnétique sont plus faibles de 10 fois environ à 200 mm du bord des bobines. Cette diminution est certes importante mais, à titre de comparaison, elle reste au-dessus des recommandations de l'ICNIRP de 2010 et de 1998 qui préconisent des niveaux de 27 μT et $6,25$ μT respectivement. Il est important de noter que les premières $0,75$ ms correspondent au régime transitoire, visible dans la figure II.25, qui ne doit pas être pris en considération.

Il est toujours intéressant de voir la répartition des champs magnétiques ou des inductions magnétiques autour du coupleur à différents instants afin d'avoir une meilleure compréhension du comportement du système, et d'y apporter, à terme, des améliorations en termes de rendement et de sécurité. Rappelons que l'induction magnétique $\vec{B}$ et le champ magnétique $\vec{H}$ sont proportionnels selon l'équation :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{II.5}$$

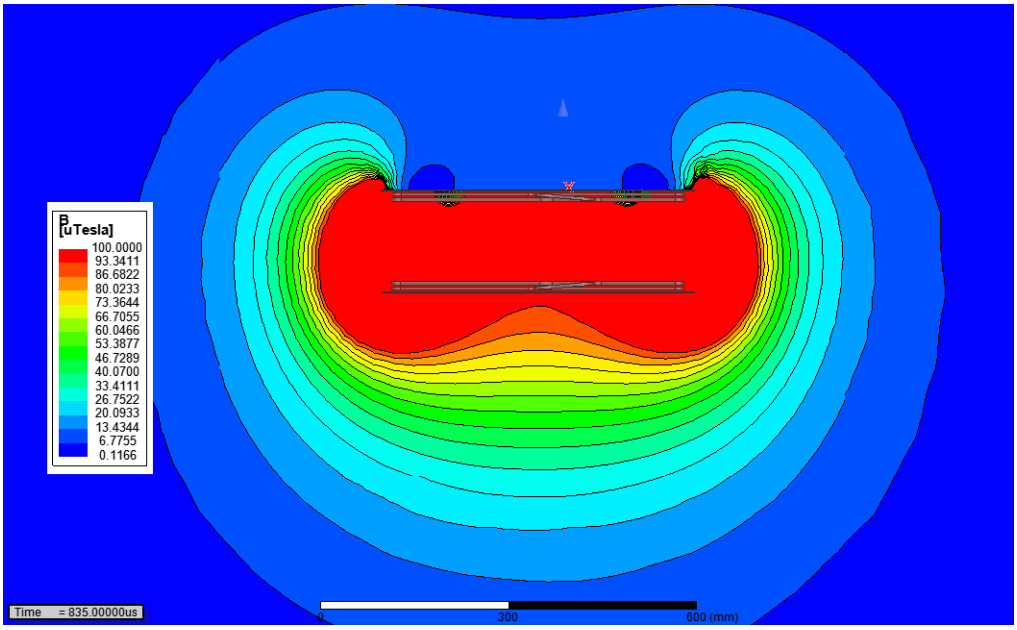


Figure II.30 – Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 835\ \mu s$

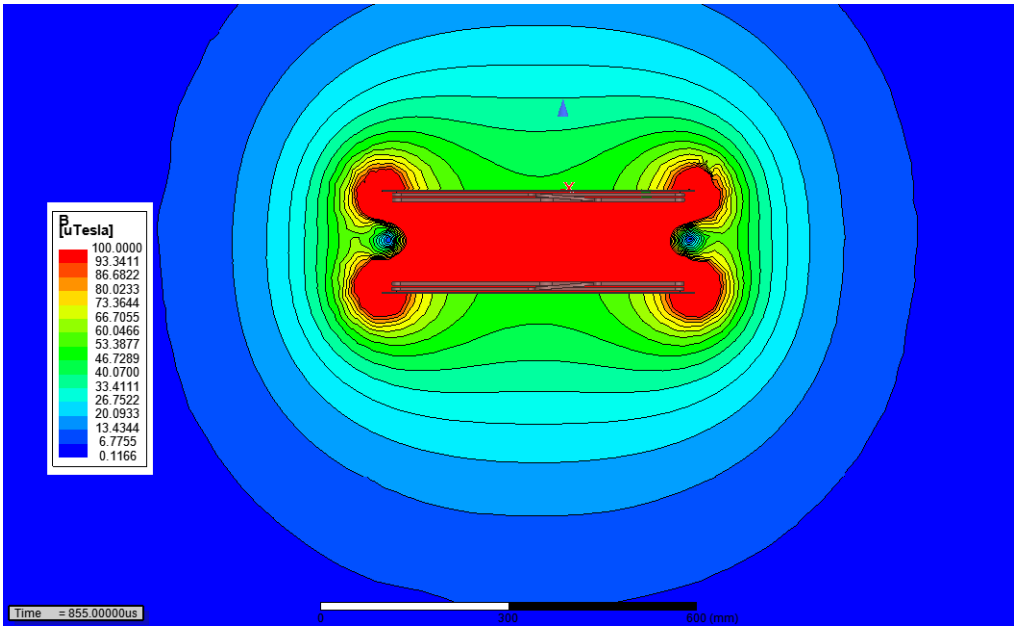


Figure II.31 – Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 855\ \mu s$

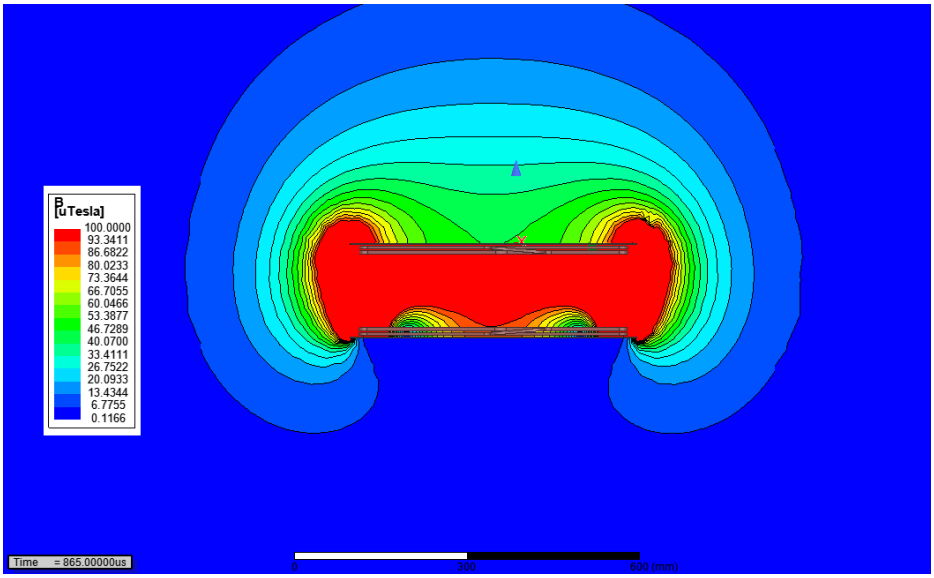


Figure II.32 – Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 865\ \mu s$

II.3.4 Simulation dynamique d'un modèle électrique d'onduleur connecté au coupleur

Dans cette section, nous introduisons dans notre modèle de simulation le déplacement du bobinage secondaire avec sa plaque de ferrite. En effet, ce mouvement impacte le système dans sa globalité, ce qui aura un effet direct sur l'évolution de l'inductance mutuelle qui va varier en fonction de ce déplacement.

Le même modèle précédent est repris pour simuler le système en mouvement, le coupleur est rectangulaire symétrique avec une plaque de ferrite de chaque côté. Nous avons profité de la symétrie du modèle (voir section II.4.1) pour simuler le déplacement du secondaire uniquement sur la moitié de la distance ce qui permet de diviser le temps de simulation (t_{final}) par deux. Le déplacement du secondaire est réalisé avec la vitesse 130 km/h, ce choix correspond à la vitesse de circulation maximale autorisée sur autoroute permettant de gagner davantage en temps de simulation.

La fréquence de découpage a été également revue à la baisse, c'est-à-dire 5 kHz à la place de 10 kHz, afin d'avoir un pas de calcul acceptable correspondant à 100 points dans une période, ceci conduit à une durée de simulation totale de 167 h. Notons que le circuit d'alimentation est le même que celui utilisé dans les simulations précédentes.

La variation des grandeurs électriques (inductances propres et mutuelle) doit être prise en considération lors de la conception, au risque d'altérer le bon fonctionnement du système qui est dimensionné pour opérer à la fréquence de résonance.

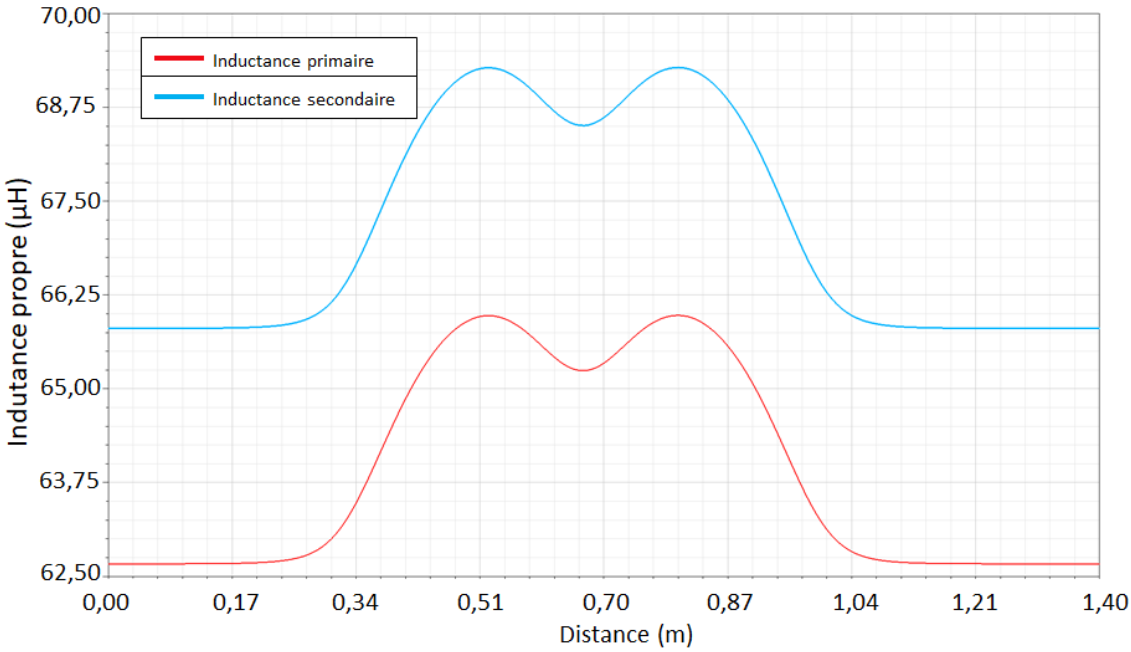


Figure II.33 – Variation des inductances propres du primaire et du secondaire en fonction du déplacement.

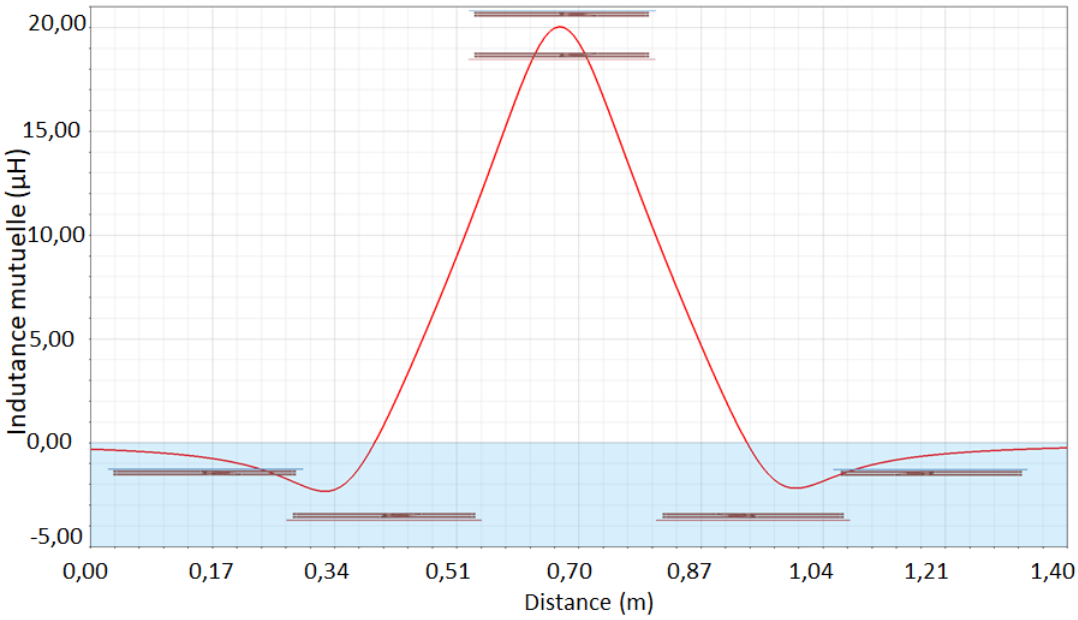


Figure II.34 – Variation de l'inductance mutuelle en fonction du déplacement.

Les figures II.33 et II.34 montrent la variation des inductances propres et mutuelle ainsi que le coupleur à différentes positions. Nous remarquons une différence de 5% environ entre les inductances propres respectives du primaire et du secondaire, cette différence est uniquement numérique et est liée au maillage.

Nous remarquons aussi, des parties négatives dans l'évolution de l'inductance mutuelle, figure II.34, qui sont dues aux recouvrements partiels des bobines émettrice et réceptrice au cours du déplacement tel qu'illustré dans la figure II.35, [77].

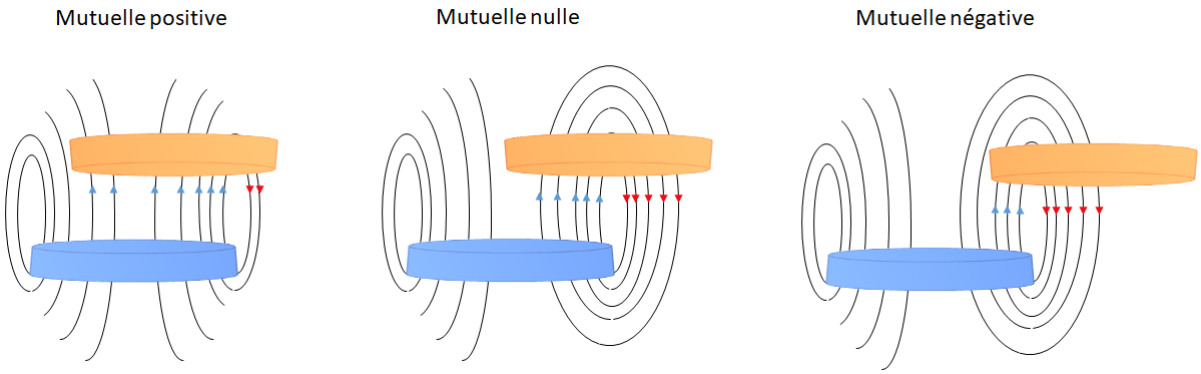


Figure II.35 – Variation de l'inductance mutuelle en fonction du déplacement.

Nous pouvons remarquer que les variations des inductances propres restent relativement peu importantes, ce qui va peu affecter le système et son fonctionnement. En effet, un ΔL en termes d'inductance propre des bobines revient à faire varier la fréquence de résonance du système d'une valeur proche de $\sqrt{\Delta L}\%$, car l'inductance et la fréquence sont liées par la relation suivante, pour une topologie (SS) :

$$\omega^2 = \frac{1}{L.C} \tag{II.6}$$

À partir de la figure II.33 nous pouvons estimer la variation de l'inductance propre du primaire :

$$\Delta L_1 = 5,01\ \% \tag{II.7}$$

Cette variation affecte directement la fréquence de résonance :

$$f_p^* = 5,22\ kHz \Rightarrow \Delta f_p = 2,42\ \% \tag{II.8}$$

Le principal risque serait de sortir de la résonance du système car les condensateurs de compensation sont dimensionnés de façon à créer une résonance électrique à une fréquence fixe, donc une variation de l'inductance propre changera la fréquence de résonance du système. De ce fait, une commande sur la fréquence de découpage de l'onduleur est nécessaire afin d'assurer un fonctionnement optimal du système.

L'optimisation de la commande repose sur la détection du déphasage entre la tension et le courant de la bobine primaire. En effet, l'absence de résonance se caractérise par un déphasage non nul, qui nous permet de remonter à la fréquence adéquate en appliquant la commande convenable.

L'allure générale de la courbe du courant induit, figure II.36, rappelle celle de l'inductance mutuelle. En effet, nous pouvons remarquer qu'il existe une période transitoire, de $1,5\ ms$, que nous pouvons définir comme période transitoire numérique car elle est uniquement due à l'utilisation de Simplorer.

Sur la figure II.36, seule la moitié du déplacement a été simulée car une méthode d'optimisation de calcul a été appliquée, tel que décrit plus tard dans la partie II.4, l'instant $t = 19,45\ ms$ est le point temporel correspondant à la symétrie du système. En effet, à partir de ce point le courant commence à décroître et à suivre une allure identique à celle de l'intervalle $[0\ ms - 19,45\ ms]$.

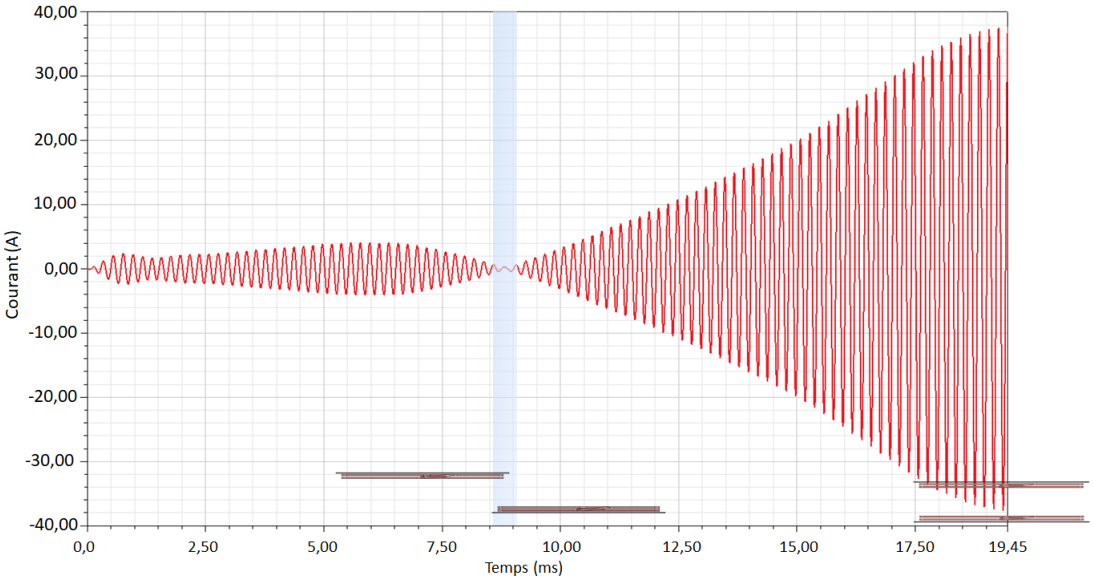


Figure II.36 – Courant induit dans le secondaire.

Nous constatons que l'amplitude du courant s'annule à deux instants, correspondant aux deux états symétriques, au moment où les deux bobines se recouvrent partiellement, figure II.36.

Ces zones de recouvrement partiels sont utilisées dans les systèmes composés de plusieurs bobines au primaire afin de contrôler le séquencement entre les bobines dans le but d'assurer une continuité dans le transfert d'énergie vers le secondaire.

Les champs magnétiques ainsi que les inductions magnétiques sont évalués à 2 positions différents illustrés dans la figure II.37.

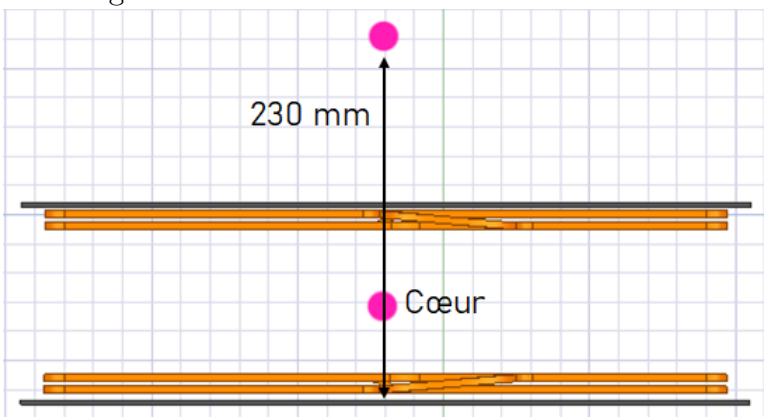


Figure II.37 – Positions d'évaluation du champ magnétique.

Le champ magnétique est d'abord évalué à 230 mm au-dessus du primaire afin de voir

l'évolution de l'induction magnétique au cours du temps et donc du déplacement en ce point précisément.

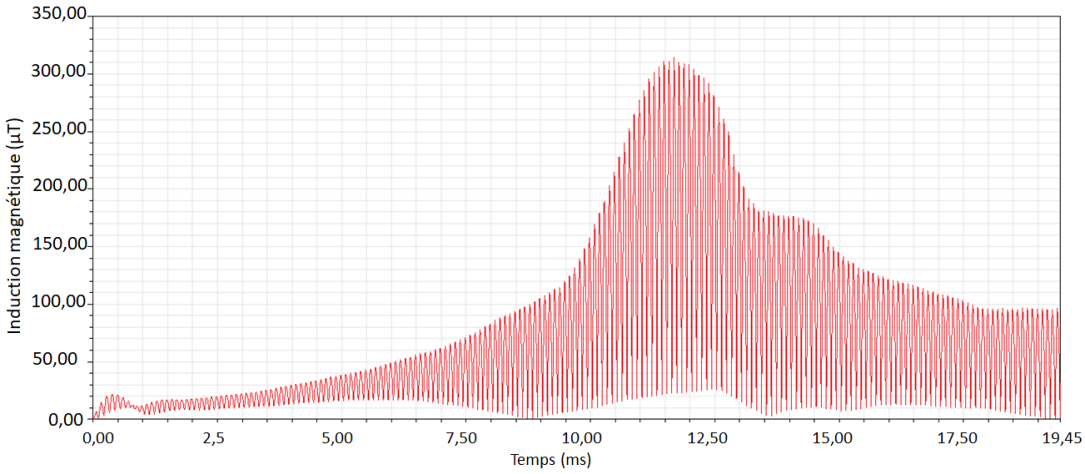


Figure II.38 – Induction magnétique évaluée à 230 mm au-dessus du primaire.

Nous pouvons remarquer sur la figure II.38 une courbe s'approchant d'une allure en cloche, en effet, le maximum de l'induction magnétique est atteint vers $12,25\ ms$ et cela correspond à une position de recouvrement partiel de la bobine primaire par la bobine secondaire.

À cette position, le point d'évaluation est traversé par les champs magnétiques générés par le primaire ainsi que par le secondaire, nous remarquons que le niveau d'induction magnétique diminue une fois que la bobine secondaire dépasse le point d'évaluation, car la plaque de ferrite diminue l'exposition de l'espace situé au-dessus de cette dernière, en créant un écran magnétique, que nous pouvons définir comme un blindage.

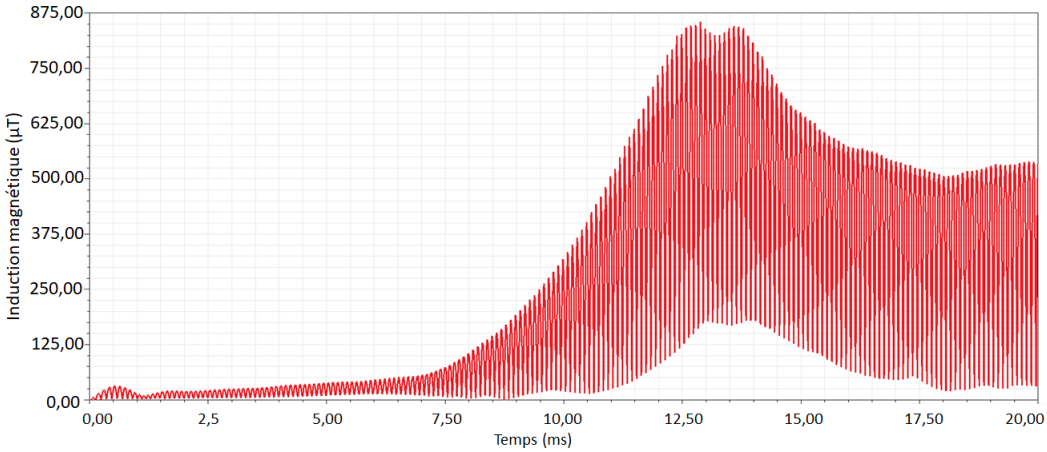


Figure II.39 – Induction magnétique évaluée au cœur du coupleur.

Nous remarquons sur la figure II.39 que l'intensité maximale de l'induction magnétique est atteinte à $t = 12,25\ ms$, avant que les bobines ne soient en vis-à-vis, car à cet instant, le point d'évaluation "cœur", illustré dans la figure II.37, est traversé par les champs magnétiques générés par les deux bobines de façon constructive.

De la même manière que pour le point d'évaluation précédent, cette intensité diminue au fur et à mesure que le secondaire recouvre le primaire, mais cette fois-ci, la diminution est due à la géométrie et à la répartition des spires des bobines, qui sont distribuées aux bords de celles-ci.

Nous remarquons que les figures II.38 et II.39 ont la même allure car elles sont prises sur le même axe vertical. En revanche, nous remarquons que les niveaux sont beaucoup plus élevés dans la seconde figure car les champs sont évalués au cœur du coupleur.

Les figures suivantes sont des cartographies des inductions magnétiques autour du coupleur à différents instants et positions. En effet, la distribution de l'induction magnétique varie en fonction de plusieurs paramètres, mais la plaque de ferrite permet de canaliser les champs indépendamment de la phase du courant, tel qu'illustré dans la figure II.41.

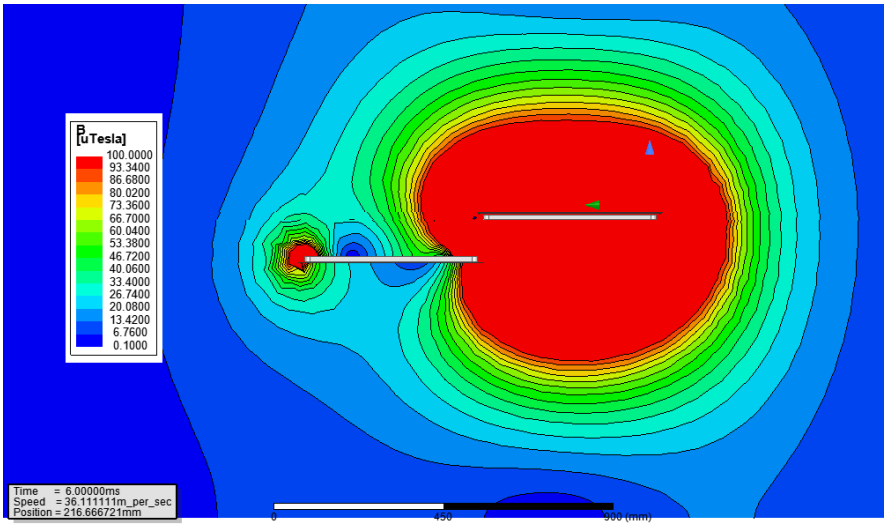


Figure II.40 – Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 6,00\ ms$.

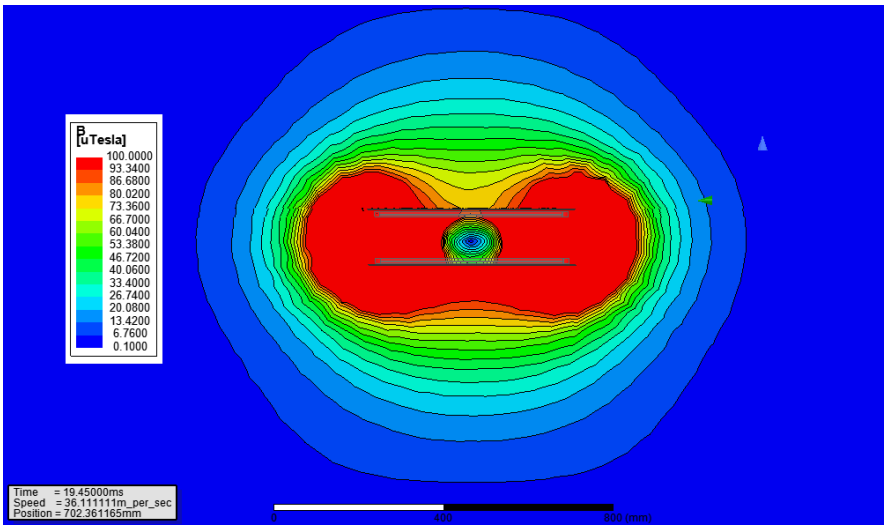


Figure II.41 – Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 19,45\ ms$.

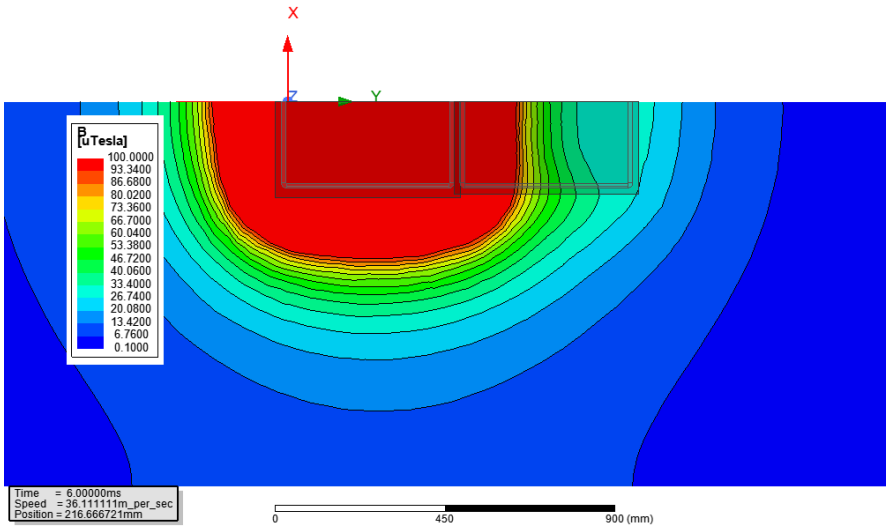


Figure II.42 – Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan XY à $t = 6,00\ ms$.

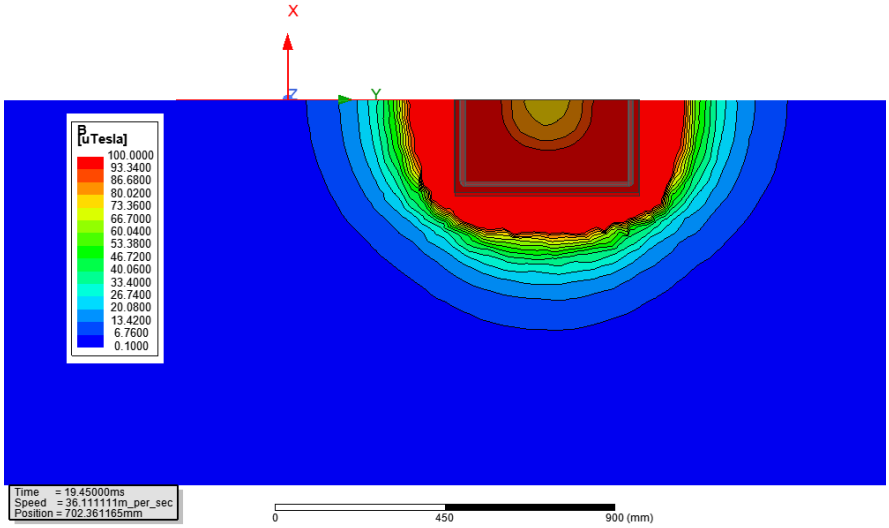


Figure II.43 – Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan XY à $t = 19,45\ ms$.

Le calcul a pris plus de 167 heures et un espace de stockage de 484 *Go*. Toutes les données liées à l'induction magnétique peuvent être exploitées pour déterminer l'indice d'exposition du système, une grandeur qui sera définie et évaluée dans la section II.5.

II.4 Optimisation du temps de simulation

Tel que mentionné précédemment, le temps de simulation peut atteindre des jours voire des semaines pour des systèmes réels (commande des onduleurs, fréquence à 85 kHz, vitesse et dimensions réelles, redresseur et batterie). En effet, le temps de simulation dépasse les 1000 *heures* pour le système de transfert d'énergie sans contact comme nous le verrons dans la chapitre 4.

Cette valeur est obtenue pour un fonctionnement à la fréquence 10 kHz et un déplacement sur une distance de 1100 mm à la vitesse de 110 km/h, en considérant un pas temporel entre $0,1\ \mu s$ et $1\ \mu s$ sur notre serveur de calcul (une capacité mémoire de 256 *Go*

et deux processeurs **Intel Xeon CPU E5-283 v4 @2.10GHz**).
Par conséquent, des solutions d'optimisation du temps de calcul doivent être implémentées afin d'obtenir les résultats de simulation en un temps raisonnable. Pour ce faire, deux idées ont été retenues :

— Exploitation de la symétrie,
— Méthode de réduction d'échelle.

II.4.1 Exploitation de la symétrie

La symétrie géométrique peut être exploitée dans le domaine de la physique à condition que les différents constituants des systèmes étudiés présentent des formes géométriques symétriques.

Dans le cas du transfert d'énergie sans contact, les champs magnétiques générées dépendent directement de la géométrie des constituants des coupleurs. Par conséquent, la propriété de symétrie axiale, comme le montre la figure II.44, peut être utilisée dans le but de diminuer le temps de calcul.

En effet, ceci permet de réduire (approximativement diviser par 2 ou 4) le nombre de mailles utile pour la modélisation du système, ce qui équivaut à réduire le nombre de nœuds sur lesquels sont évaluées les grandeurs magnétiques et au final de diminuer, drastiquement, la durée de simulation.

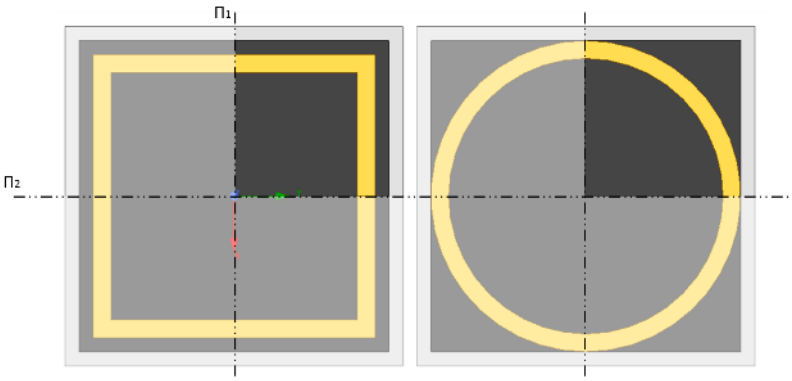


Figure II.44 – Plans de symétrie possibles sur les bobines d'un WPTS (vue de dessus).

La figure II.44 est un exemple de bobine posée sur une plaque de ferrite et sur une plaque d'aluminium pour lesquelles nous appliquons un plan de symétrie π_1 ou un double plan de symétrie π_1 et π_2. En effet, plusieurs types de symétries peuvent être considérées en fonction des géométries. Pour une géométrie circulaire, la bobine peut être divisée en n parts de disque $\frac{2\pi}{n}$, le résultat final sera fonction des n parts.

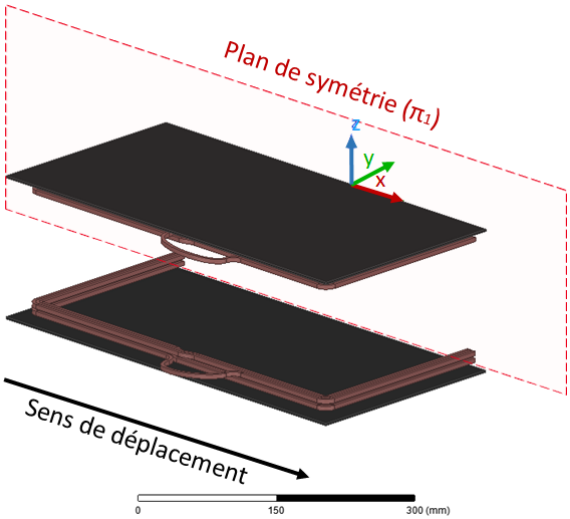


Figure II.45 – Modèle de coupleur avec un seul plan de symétrie considéré.

Pour le modèle de la figure II.45, nous appliquons un seul plan de symétrie, π_1, à cause des contraintes imposées par le logiciel. En effet, tout plan de symétrie doit être accompagné de conditions aux limites adéquates. Dans le cas présent, il est impossible d'appliquer une double symétrie car le déplacement du secondaire implique des conditions aux limites mobiles ce qui n'est pas possible sous "Simplorer". Notons que pour un système statique, deux plans de symétrie peuvent être appliqués pour ce même modèle.

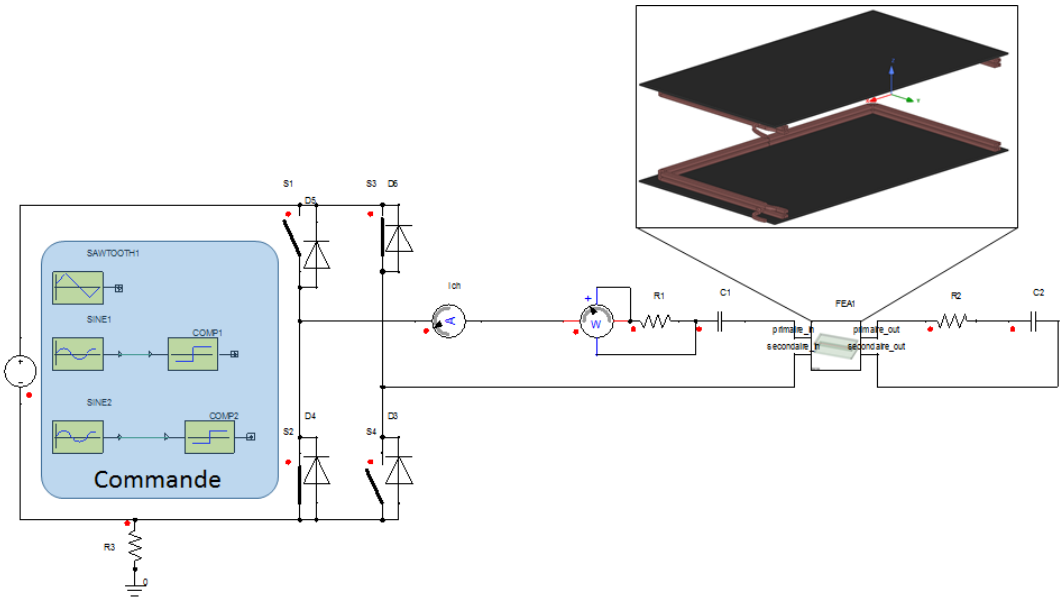


Figure II.46 – Modèle de co-simulation symétrique utilisé.

Nous avons repris le modèle de co-simulation statique de la figure II.23 afin de comparer sa durée de simulation avec celle du modèle de la figure II.46. Cette dernière présente un volume de simulation divisé par deux comparé à celui du modèle de la figure II.23. Notons aussi que nous avons conservé les mêmes conditions et paramètres de simulation, tel que le pas temporel de 1 μs.

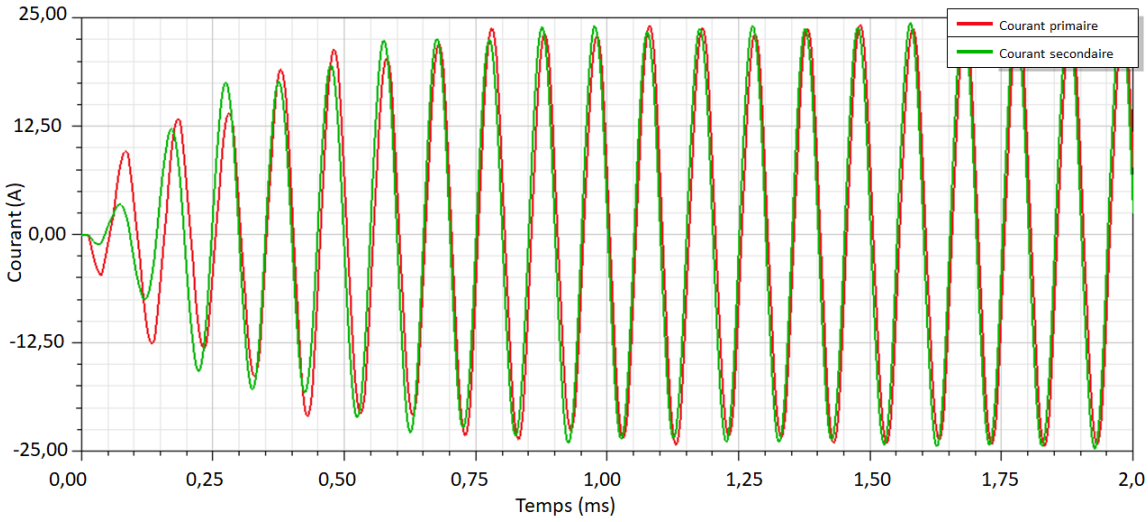


Figure II.47 – Courants du primaire et du secondaire dans le modèle symétrique.

La figure II.47 montre le courant induit dans le secondaire et le courant alimentant le primaire. Nous pouvons clairement voir que ces résultats sont identiques à ceux de la figure II.25.

Bien évidemment, la symétrie nous permet de gagner en temps de calcul. En effet, Le temps de résolution du modèle est de 88 h sur un t_{final} de 2 ms au lieu de 154 h obtenu pour le modèle de la figure II.23.

L'introduction d'un plan de symétrie divise par deux l'espace de calcul "région" ainsi que le nombre de nœuds et de mailles présents dans le système, ce qui réduit de moitié, approximativement, le temps de calcul global. Le tableau suivant compare le temps de résolution des deux modèles.

	Sans symétrie	Avec symétrie
Nombre de tétraèdres	400518	200259
Temps de résolution total (2 ms)	154 h	88 h

Tableau II.5 – Temps de calcul des deux modèles avec et sans symétrie.

Nous remarquons que le temps de calcul du modèle symétrique n'est pas totalement égal à la moitié du temps de calcul du modèle complet, figure II.23, cette durée supplémentaire s'explique par le traitement aléatoire des priorités par la tour de calcul lorsque les ressources informatiques sont partagées entre plusieurs sessions/utilisateurs, ce qui est le cas pour nos simulations.

II.4.2 Méthode de réduction d'échelle

La réduction d'échelle est également une technique numérique très répandue dans les différents domaines de l'ingénierie. Son objectif est de réduire à la fois l'espace mémoire et le temps de simulation nécessaires pour résoudre un problème technique donné.

Nous allons rappeler, dans un premier temps, le formalisme de cette méthode. Ensuite, nous l'appliquerons aux systèmes de transfert d'énergie sans contact qui font l'objet de nos travaux de thèse.

Tel que mentionné précédemment, tout système de transfert d'énergie sans contact se rapproche du modèle du transformateur, figure II.48.

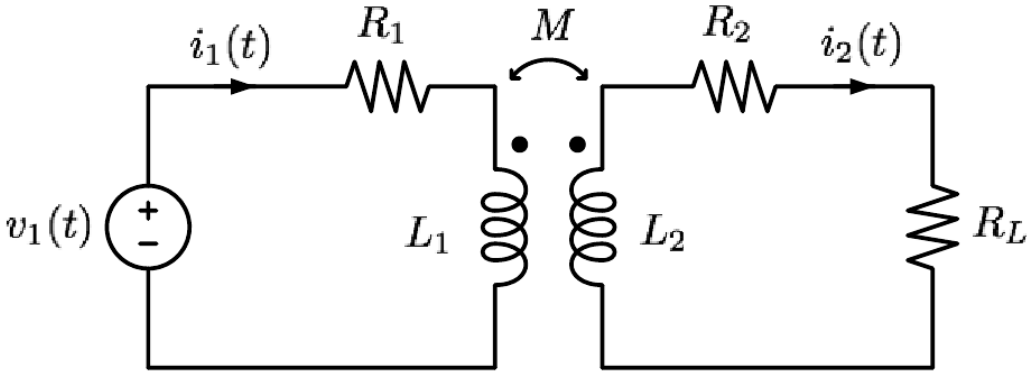


Figure II.48 – Circuit équivalent d'un WPTS.

Les grandeurs magnétiques intrinsèques du coupleur peuvent être estimées numériquement ou analytiquement en résolvant les équations suivantes, dites équations de *Neumann*, figure II.49 :

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} N^2 \oint \oint \frac{dl.dl'}{r} \tag{II.9}$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} N_1 N_2 \oint \oint \frac{dl.dl'}{r} \tag{II.10}$$

Tels que :

— μ_0 : Perméabilité du vide,
— N_1, N_2 : Nombre de tours des bobines primaire et secondaire respectivement,
— N : Nombre de tours du bobinage considéré,
— dl, dl' : Éléments conducteurs infinitésimaux des spires d'un bobinage,
— r : Distance entre les deux éléments conducteurs dl et dl'.

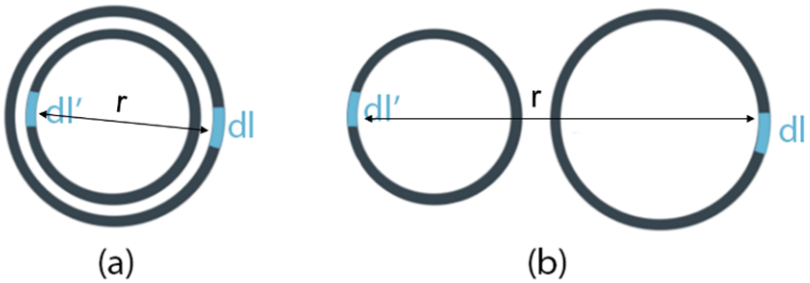


Figure II.49 – Schéma d'application des équations de *Neumann*, inductance propre (a), inductance mutuelle (b).

L'induction magnétique générée dans l'environnement proche du coupleur, peut être

obtenue en appliquant l'équation de Biot-Savart.

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \frac{I\vec{dl} \times \vec{r}}{r^3} \tag{II.11}$$

En parallèle, nous pouvons calculer la résistance interne des bobinages du coupleur en s'appuyant sur la formule donnée par l'équation (II.12). Notons que cette résistance représente un paramètre important dans l'estimation du rendement d'un système de transfert d'énergie sans contact.

$$R = \rho \frac{l}{S} \tag{II.12}$$

Tels que :

— ρ : Résistivité du matériau conducteur,

— l : Longueur du conducteur,

— S : Section du conducteur.

Nous introduisons le paramètre d'échelle ζ, qui est un paramètre géométrique, pour toutes les variables géométriques des équations (II.9) à (II.12). Nous retrouvons, après simplification, les équations suivantes :

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi}.\zeta.N^2 \oint \oint \frac{dl.dl'}{r} \tag{II.13}$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi}.\zeta.N_1 N_2 \oint \oint \frac{dl.dl'}{r} \tag{II.14}$$

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi}.\frac{1}{\zeta} \oint \frac{I\zeta.\vec{dl} \times \vec{r}}{r^3} \tag{II.15}$$

$$R = \rho.\frac{l}{S}.\frac{1}{\zeta} \tag{II.16}$$

Les quatre équations précédentes peuvent être écrites comme suit :

$$L' = L.\zeta \tag{II.17}$$

$$M' = M.\zeta \tag{II.18}$$

$$B' = \frac{B}{\zeta} \tag{II.19}$$

$$R' = \frac{R}{\zeta} \tag{II.20}$$

Nous avons évalué les grandeurs définies par les équations ci-dessus, grâce à des simulations paramétriques itératives sur le modèle utilisé précédemment, figure II.45, en fonction du facteur d'échelle ζ, Nous avons obtenu les figures ci-dessous représentant respectivement la résistance de chaque bobine, l'inductance propre de chaque bobine ainsi que l'induction magnétique.

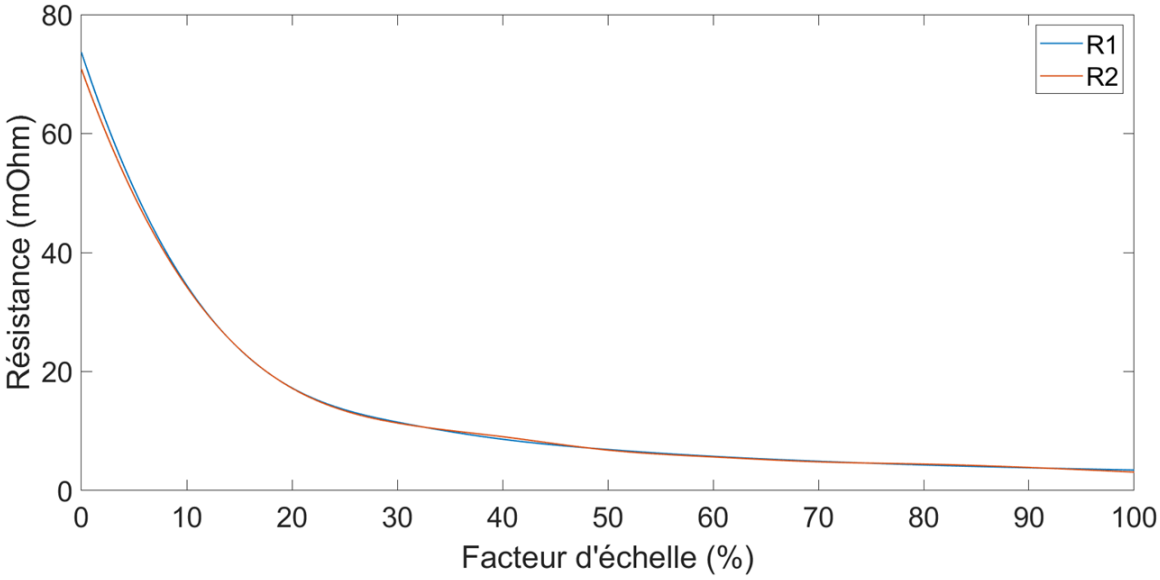


Figure II.50 – Évolution de la résistance en fonction du facteur d'échelle.

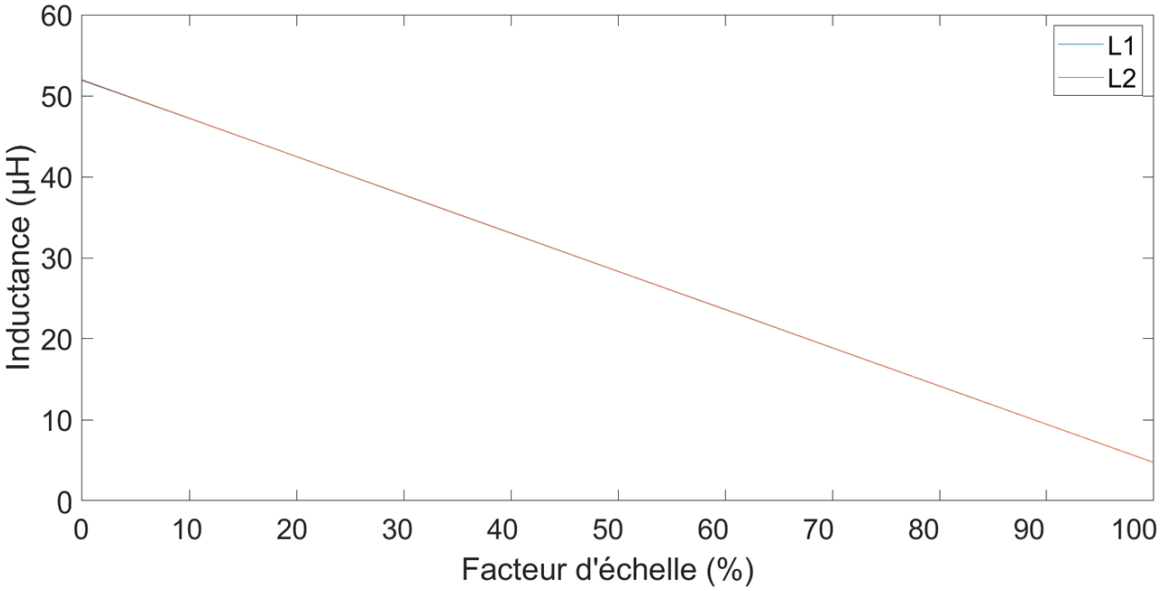


Figure II.51 – Évolution des inductances propres L_1 et L_2 en fonction du facteur d'échelle.

Le but final de cette méthode est de pouvoir estimer l'induction magnétique générée par un système de transfert d'énergie sans contact en simulant à sa place le même modèle à échelle réduite, afin de consommer un temps de résolution modéré et acceptable. Le modèle de la figure II.7 est repris afin d'évaluer l'induction magnétique B à une hauteur de 120 mm au-dessus du centre du primaire pour un déplacement du secondaire sur 1000 mm.

Nous pouvons voir sur la figure II.52 la forte induction magnétique émise par le système pour un courant constant de 10 A. Mais nous pouvons également voir la très bonne corrélation des courbes avec une différence maximale de 2% seulement. La distance de parcourt a été divisée par le facteur d'échelle ζ afin de pouvoir intégrer tous les résultats dans le même graphique.

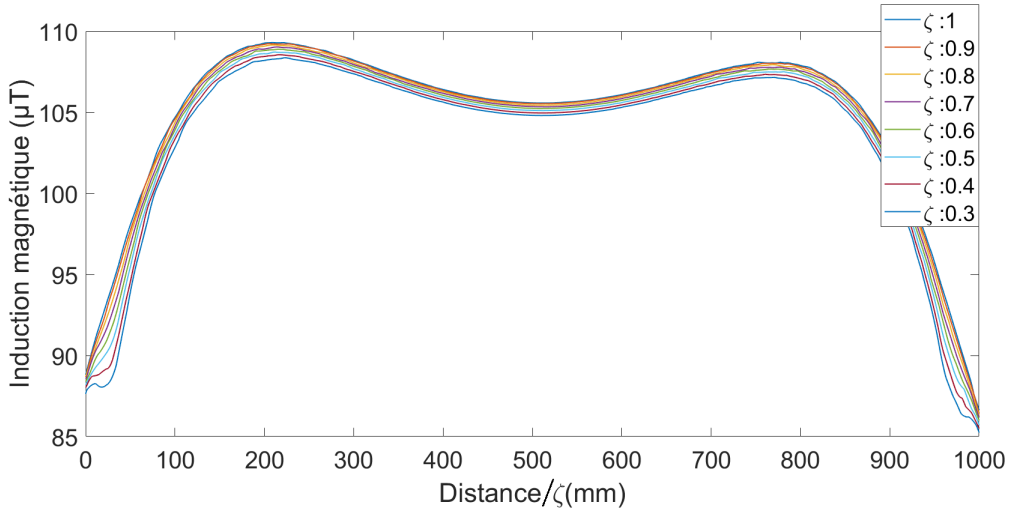


Figure II.52 – Évaluation de l'induction magnétique en fonction du facteur d'échelle à 120 *mm* au-dessus du secondaire.

Le gain en termes de temps de calcul est non négligeable, nous passons de 69 *min* pour l'échelle 1 :1 à 36 *min* pour 40% de l'échelle réelle. Notons que les temps de simulation sont inférieurs à ceux obtenus dans les sections précédentes, car nous n'utilisons pas la co-simulation qui n'est pas nécessaire dans ce cas d'étude.

Afin de pouvoir affirmer la corrélation entre les estimations de l'induction magnétique pour les différentes échelles, il est impératif d'avoir des résultats corrélés pour toute la distance de déplacement. En effet, Maxwell 3D assimile la distance de déplacement à l'angle 360° et permet de tracer l'induction magnétique au point d'évaluation en fonction du déplacement dans le repère polaire.

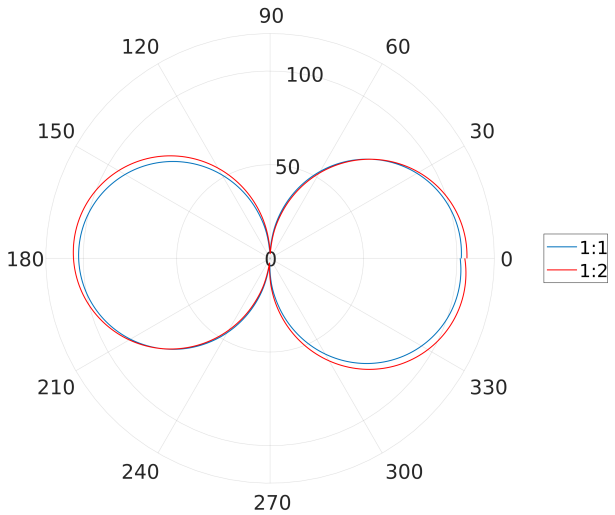


Figure II.53 – Comparaison des amplitudes de l'induction magnétique au point d'évaluation (120 *mm* au-dessus du primaire) en fonction du déplacement pour les deux valeurs 1 :1 et 1 :2 du facteur d'échelle.

La figure II.53 montre la variation de l'induction magnétique pour les deux échelles

1 :1 et 1 :2, nous constatons que les deux courbes présentent une forte corrélation sur toute la distance parcourue pour les deux facteurs d'échelles.

Une dernière validation peut être effectuée en estimant l'induction magnétique sur une ligne verticale de longueur 340 mm ayant comme origine le cœur du coupleur et cela pour trois valeurs différentes du facteur d'échelle 1 :1, 1 :2 et 1 :5. L'axe des distances a été adapté pour chaque figure afin que la comparaison soit lisible.

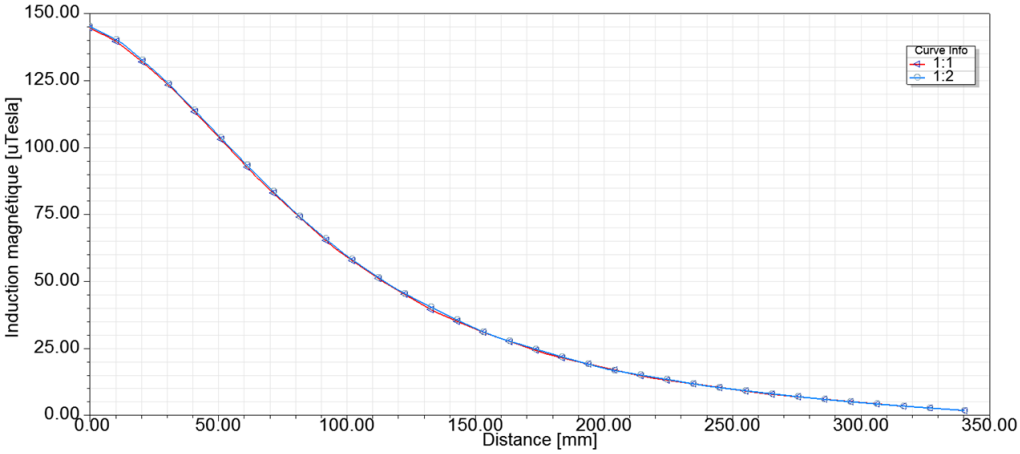


Figure II.54 – Évaluation de l'induction magnétique le long de l'axe normal au coupleur pour deux valeurs du facteur d'échelle 1 :1 et 1 :2.

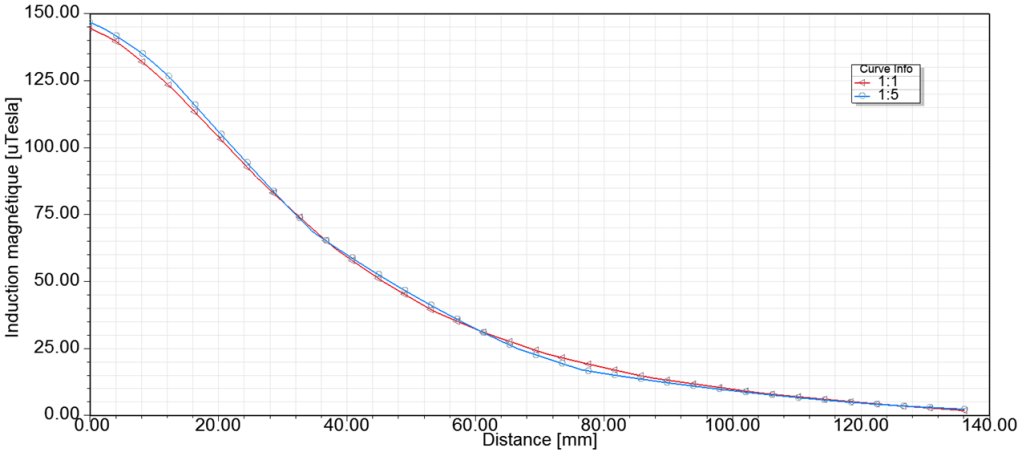


Figure II.55 – Évaluation de l'induction magnétique le long de l'axe normal au coupleur pour deux valeurs du facteur d'échelle 1 :1 et 1 :5.

À partir des figures II.54 et II.55 nous remarquons une bonne corrélation entre les courbes de l'induction magnétique, ces résultats peuvent être exploités pour l'évaluation de l'indice d'exposition, qui est indispensable pour établir les périmètres de sécurité autour du coupleur.

En conséquence, nous pouvons affirmer clairement que la réduction d'échelle est une solution qui permet de réduire le temps de calcul grâce à la réduction du nombre de tétraèdres du maillage.

échelle	1 :1	1 :5
Nombre de tétraèdres	556187	165127
Temps de résolution	69 *minutes*	15 *minutes*

Tableau II.6 – Comparaison du nombre de tétraèdres du maillage entre les deux échelles 1 :1 et 1 :5

En plus de permettre la fabrication de prototypes à échelle réduite, moins coûteux et plus pratiques, cette méthode permet d'estimer les champs magnétiques générés autour du coupleur, ce qui conduit par la suite à la détermination de l'indice d'exposition et par conséquent la connaissance des risques encourus par les personnes.

La finalité des modèles utilisés et de la méthodologie développée est d'obtenir une estimation de l'impact des champs magnétiques générés par le système sur le corps humain. Dans l'annexe C.1 nous abordons la partie interaction entre le corps humain et les champs magnétiques ainsi que les méthodes d'estimations de ces impacts de façon générale, tandis que dans la section suivante nous montrons la méthode appliquée dans le cadre de ces travaux de thèse.

II.5 Estimation de l'exposition humaine au champ magnétique

Les systèmes de transfert d'énergie sans contact génèrent des champs magnétiques assez importants à la fréquence fondamentale, mais également, avec moins d'intensité, aux fréquences harmoniques (voir chapitre IV).

Sachant que la fréquence est le premier paramètre déterminant la nature de l'effet que peuvent avoir les champs magnétiques sur le corps humain, figure D.1, il est donc primordial de connaître, à tout instant, les fréquences générées par le fonctionnement du système, afin de déterminer l'impact des champs sur les personnes.

Cet impact peut être divisé en deux catégories :

— Effets thermiques,
— Effets non thermiques.

Ces deux types d'effets ainsi que les méthodes d'évaluations des grandeurs caractéristiques appliquées à notre système d'étude seront détaillés en annexe C. Si le seuil critique n'est pas dépassé, ces effets sont totalement inoffensifs et ne sont pas cumulables, par ailleurs, ils cessent ou diminuent directement après l'arrêt de l'exposition.

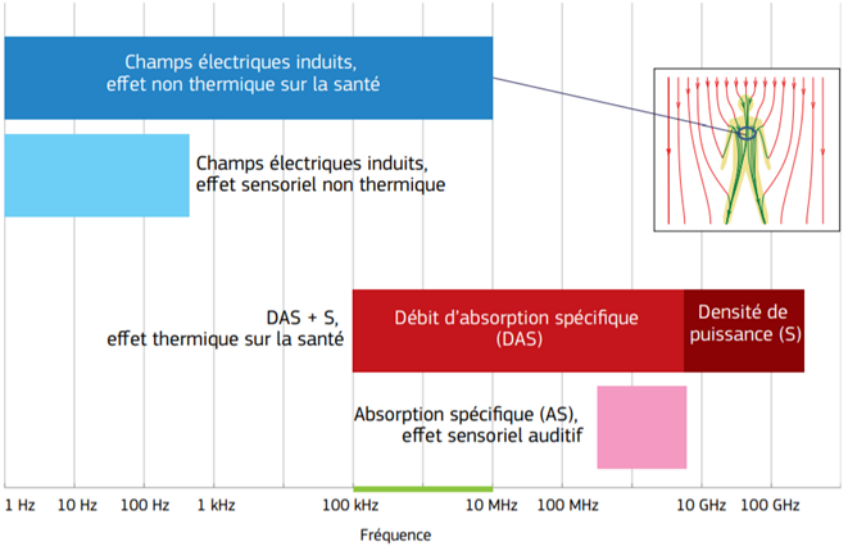


Figure II.56 – Récapitulatif général des effets du champ magnétique sur le corps humain en fonction de la fréquence.

II.5.1 Indice d'exposition

Différents effets peuvent être induits dans le corps humain en fonction de la fréquence et de la position du corps par rapport aux champs externes. Notons également que l'intensité du champ magnétique doit être considérée pour estimer ces effets. Dans cette partie, l'indice d'exposition est introduit et défini, ce dernier permet de déterminer le respect ou le non-respect des recommendations.

En Europe, deux documents de référence sont utilisés :
— Population générale : Niveaux de référence de l'ICNIRP 1998,
— Travailleurs : Valeur d'action de la directive 2013/35/EU.

Les systèmes de transfert d'énergie sans contact ont un comportement électrique fortement inductif, ce qui génère un courant sinusoïdal pur, c'est-à-dire composé que de la fréquence fondamentale. Par conséquent, le champ magnétique généré par ce courant comporte seulement l'unique fréquence fondamentale, équation (II.3).

En effet il suffirait de comparer le champ mesuré ou calculé en certains points de la zone définie par les recommandations, aux valeurs de référence et en déterminer l'indice d'exposition qui est donné par les équations (II.21) et (II.22) :

$$B_{rms} \leq Bl \tag{II.21}$$

où B_{rms} est la valeur efficace[3] du champ magnétique étudié et Bl est la valeur efficace limite du champ à une fréquence donnée.

3. Pour rappel : $B_{rms} = \frac{B}{\sqrt{2}}$

$$IE = \frac{B_{rms}}{Bl} \tag{II.22}$$

Cette méthode de comparaison est possible uniquement dans le domaine fréquentiel, c'est-à-dire, dans le cas où l'intensité du courant ainsi que sa fréquence sont connues de façon exacte.

Afin d'avoir une estimation précise de l'indice d'exposition, ce dernier devrait être calculé dans le repère cartésien OX, OY, OZ (voir équation II.23 et II.24).

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2} \tag{II.23}$$

$$IE = \sqrt{IE_x^2 + IE_y^2 + IE_z^2} \tag{II.24}$$

Notons qu'un signal est dit complexe quand il est composé de plusieurs fréquences proches ou éloignées [78]. Nous avons montré que les systèmes de transfert d'énergie sans contact génèrent des signaux composés d'une seule fréquence, sauf que le mouvement de la bobine du secondaire fait varier l'indcutance propre des deux bobines. Dés lors, une adaptation fine de la fréquence est nécessaire afin de maintenir la résonance.

La figure II.57 représentant la transformée de Fourier du signal présenté dans la figure II.36 montre l'existence de fréquences proches de la fréquence fondamentale d'où l'importance de les prendre en considération de la manière suivante :

$$IE_{public}^{1998} = \sum_{i=1Hz}^{65kHz} \frac{B_i}{Bl_i} + \sum_{i>65kHz}^{10MHz} \frac{B_i}{6,25} \tag{II.25}$$

Les valeurs de champ de l'équation (II.25) sont prises en μT et en valeur RMS pour être en accord avec les niveaux de références [79].

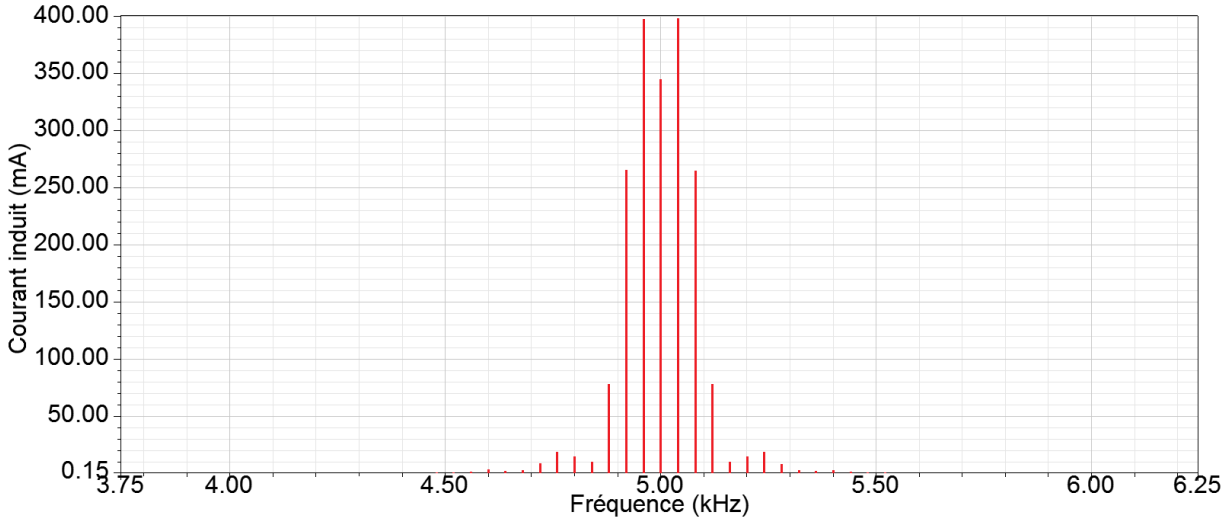


Figure II.57 – Transformée de Fourier du courant induit.

II.5.2 Méthode de crête pondérée.

La méthode de crête pondérée (MCP) est la méthode préconisée par la directive 2013/35/EU car elle permet de prendre en considération à la fois les amplitudes et les phases des signaux pour toutes les fréquences.

Cette méthode (MCP) peut être implémentée directement sur un récepteur via des composants passifs associés à un amplificateur. En effet, si nous prenons la variation des niveaux de références en fonction de la fréquence, nous nous rapprochons grandement du comportement électrique d'un filtre RC en cascade avec un amplificateur de gain $\frac{1}{6,25} = 0,16$, figure II.58. La fonction de transfert de l'ensemble est donnée par l'expression suivante :

$$|WL(f)| = \frac{1}{\sqrt{2}.Blh}\sqrt{\frac{f^2}{f^2 + f_c^2}} \tag{II.26}$$

Avec B_{lh} étant le niveau de seuil de référence à la fréquence f et f_c est la fréquence de coupure du filtre.

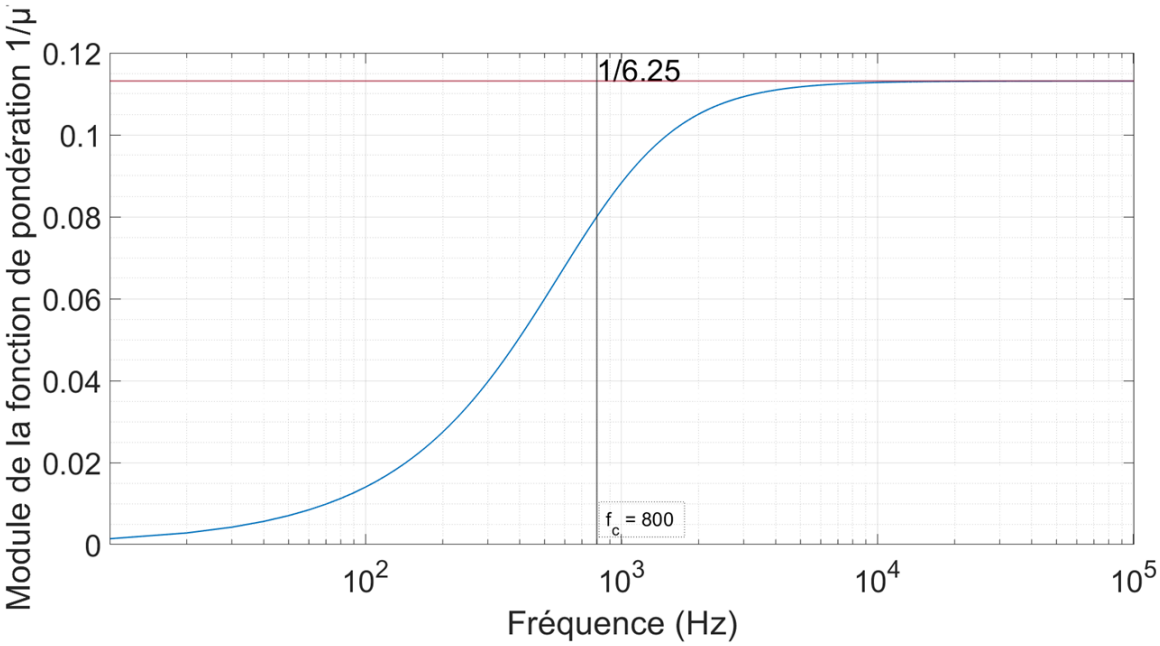


Figure II.58 – Filtre de pondération de la MCP.

Un second filtre est utilisé, pour la phase Φ du champ B_i, car la phase est une composante qui change drastiquement le courant final et donc le champ engendré.

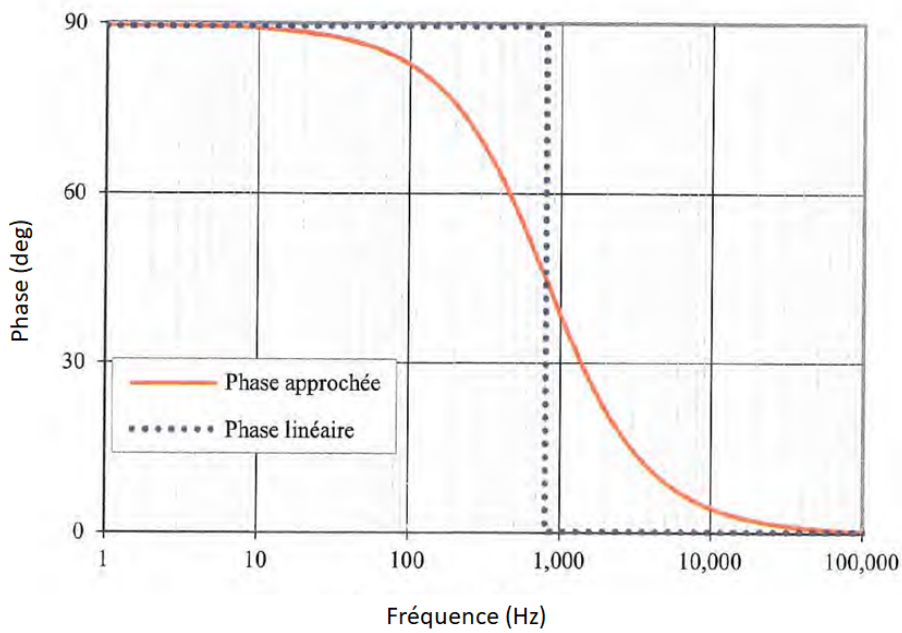


Figure II.59 – Phase de référence des champs en fonction de la fréquence.

Il existe, en pratique, plusieurs types d'implémentations de la méthode de crête pondérée dans les sondes de mesure, à l'instar des sondes "$Narda$", qui possèdent le filtre décrit précédemment à la sortie des boucles des trois axes comme le montre la figure suivante :

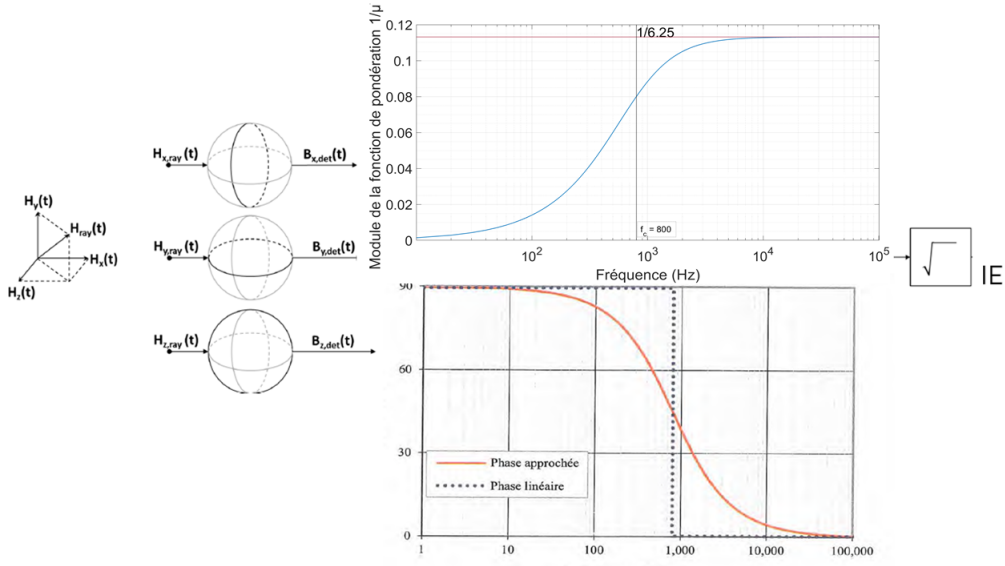


Figure II.60 – Synoptique d'une sonde de mesure pondérée.

Les pondérations en phase et en intensité en fonction de la fréquence doivent être appliquées sur les trois composantes du champ magnétique afin d'obtenir un indice d'exposition selon chaque axe et ainsi déterminer l'indice d'exposition global du système, à travers la norme du vecteur défini par ses trois composantes IE_x, IE_y et IE_z :

$$IE_{public}^{1998} = \sqrt{IE_x^2 + IE_y^2 + IE_z^2} \tag{II.27}$$

La méthode de crête pondérée peut être également utilisée dans le domaine de Fourier,

mais cela implique des opérations numériques supplémentaires pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel et vice-versa. Les figures II.61 et II.62 résument les étapes à suivre pour déterminer l'indice d'exposition.

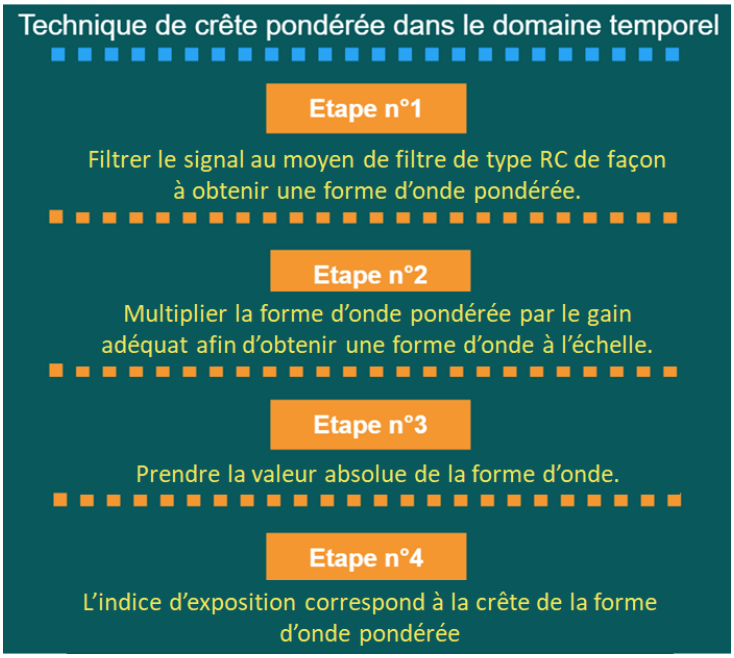


Figure II.61 – Méthode de crête pondérée dans le domaine temporel.

La méthode de crête pondérée est utilisée dans le cadre des travaux de cette thèse, cependant son application a été adaptée afin d'obtenir des résultats précis en un temps réduit, car les contraintes systèmes impliquent un temps de résolution très important. Dans la section suivante la MCP modifiée sera présentée ainsi que les résultats obtenus.

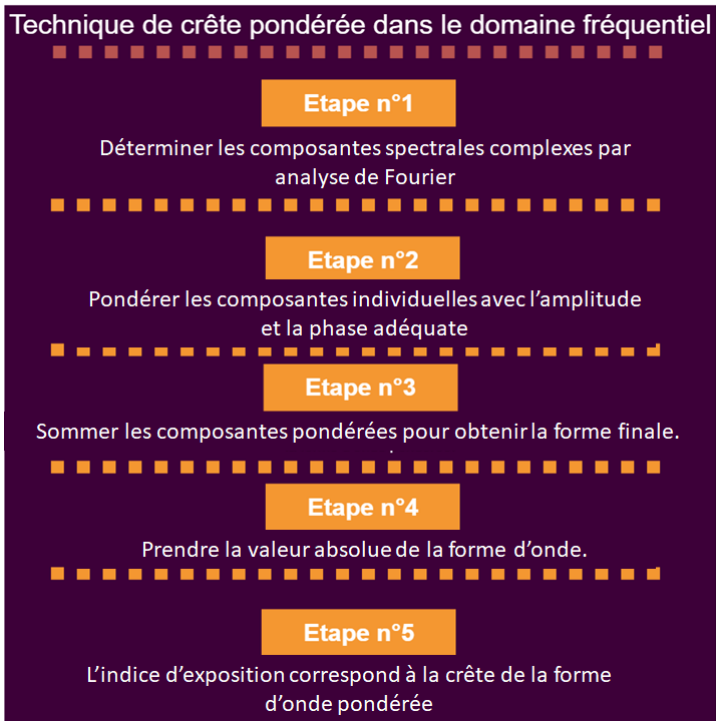


Figure II.62 – Méthode de crête pondérée dans le domaine fréquentiel.

II.5.2.1 Méthode de crête pondérée modifiée

De subtiles modifications peuvent être apportées à la méthode de crête pondérée afin de pouvoir l'appliquer de manière plus adaptée et efficace aux systèmes de recharges sans contact dynamiques. En effet, nous pouvons gagner beaucoup en termes de temps de résolution global tout en ayant la précision souhaitée des résultats sur les indices d'exposition.

Afin d'établir une comparaison objective, en termes de résultats et de temps de calcul, entre la méthode de crête pondérée modifiée (MCPM) et la méthode de crête pondérée (MCP), nous les avons appliquée à un même modèle de simulation numérique.

Il s'agit d'un modèle de système de transfert d'énergie dynamique sans contact composé de deux bobines carrées identiques de coté 230 mm et séparées par un entrefer de 50 mm. Tel que présenté dans la section II.4.1, un plan de symétrie vertical est appliqué afin de réduire le nombre de mailles.

La bobine primaire est alimentée avec un courant sinusoïdal de 10 A à 5 kHz. Dans le modèle de la MCPM nous négligeons les phases des courants, et donc nous supposons que la bobine émettrice est alimenté avec un courant continu de 10 A, et la bobine réceptrice est alimenté avec un courant continu avec une intensité variable selon l'enveloppe du courant induit, calculé au préalable.

Il est à noter que nous appliquerons, par la suite, le coefficient de pondération pour une fréquence de 5 kHz.

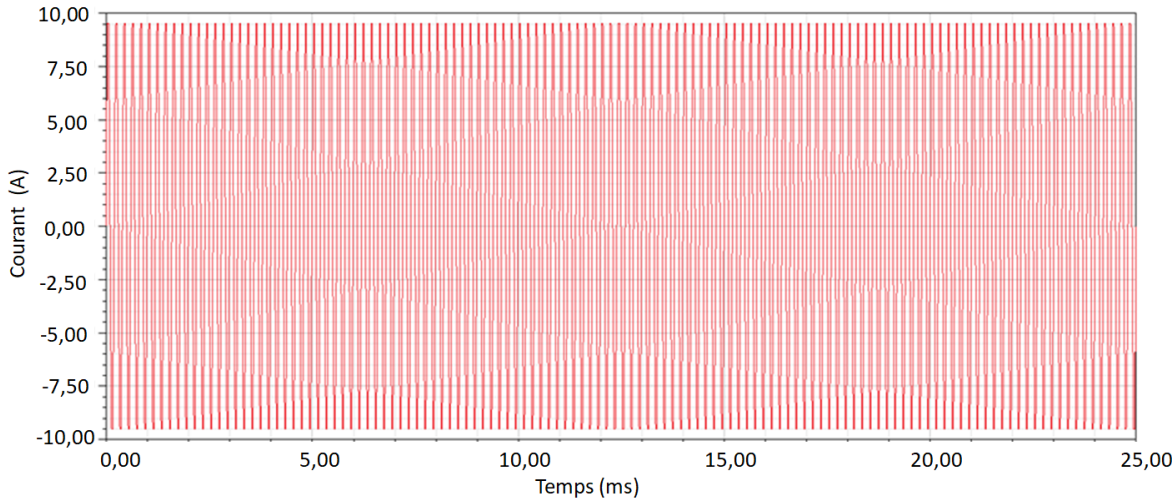


Figure II.63 – Courant primaire MCP.

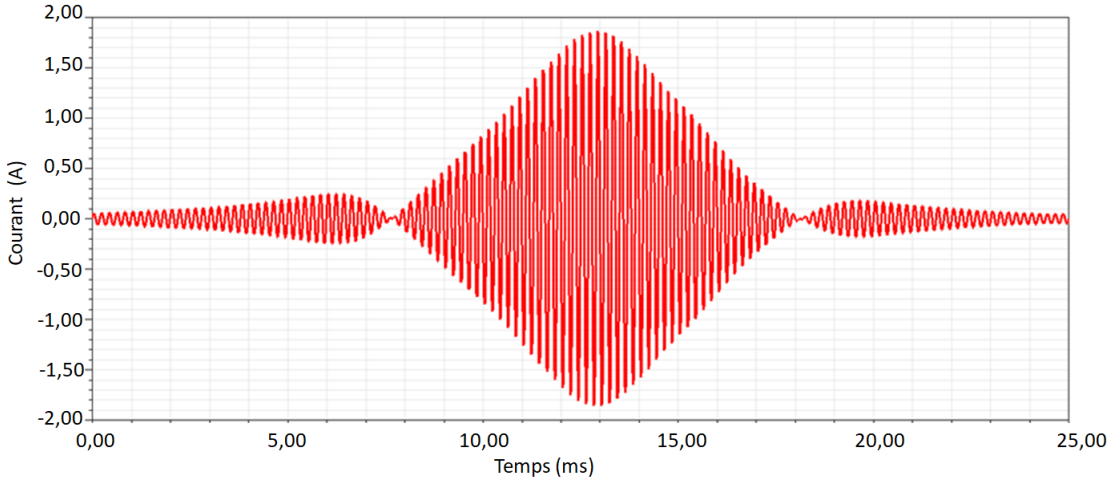


Figure II.64 – Courant secondaire MCP.

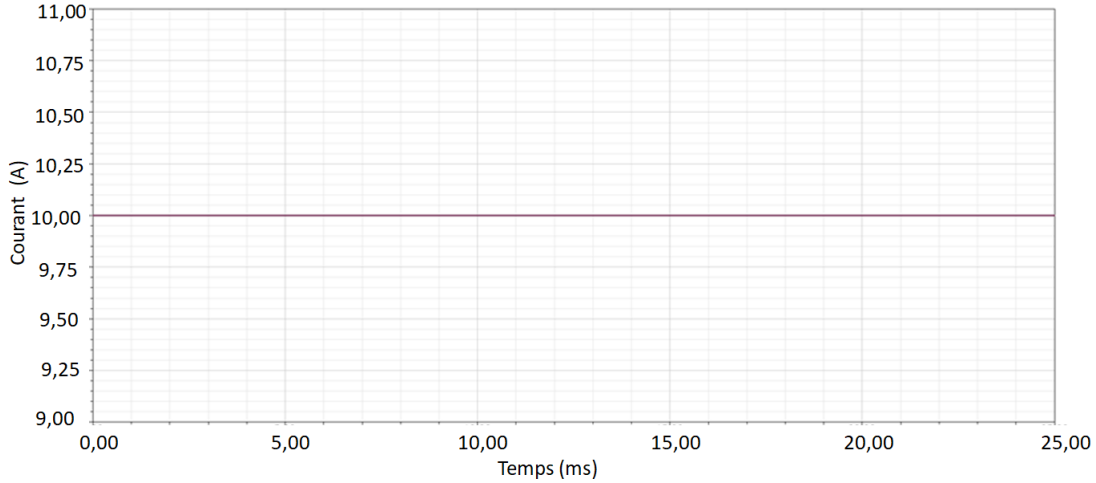


Figure II.65 – Courant primaire MCPM.

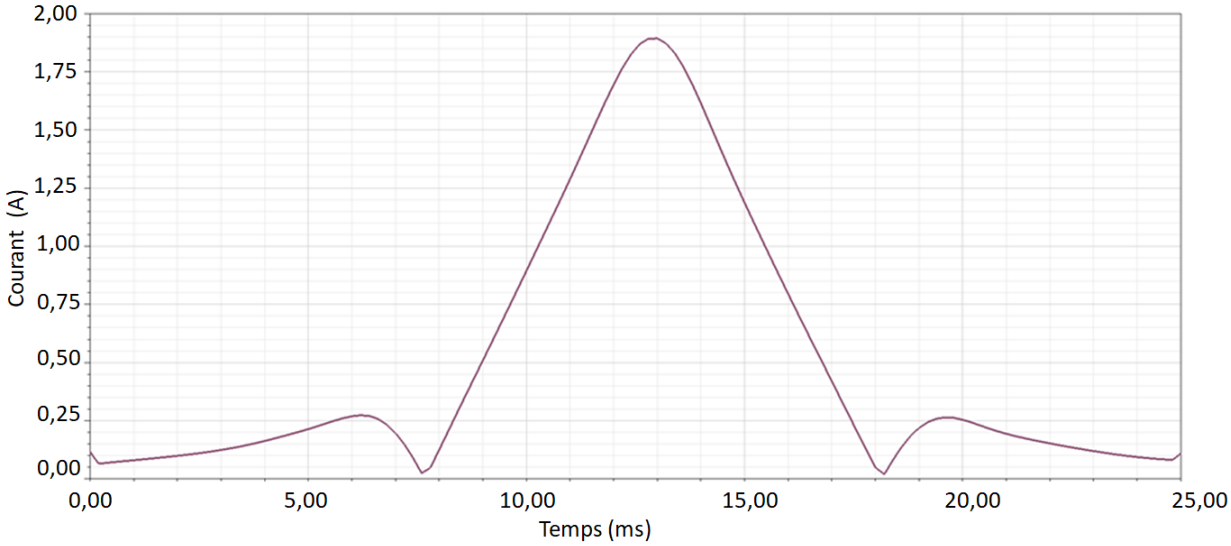


Figure II.66 – Courant secondaire MCPM.

L'indice d'exposition est estimé à 3 positions différentes et à 3 instants différents le long d'un axe se trouvant à 60 mm au-dessus du primaire, figure II.67. Ces positions sont choisis de manière arbitraire.

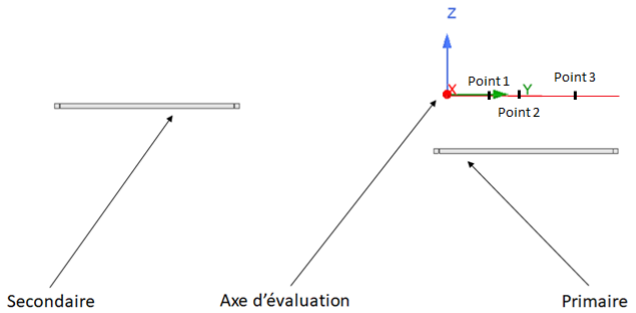


Figure II.67 – Positions d'évaluation de l'indice d'exposition.

Nous pouvons constater sur la figure II.68 la bonne corrélation des résultats issus de la MCPM et de la MCP, avec parfois une différence supérieure à 5%, cette différence s'explique du fait de la négligence de la phase des courants et donc nous supposons que les courants s'additionnent de façon constructive et donc génèrent des champs magnétiques plus intenses.

Il est important de rappeler que les indices d'expositions obtenus par la MCPM sont majorés car les phases des différentes fréquences sont négligées. Cette modification de la MCP est applicable dans le cas du transfert d'énergie sans contact, car le coefficient de pondération est constant sur la gamme de fréquence de travail du système, figure II.58. Le premier modèle utilisant la MCP a été résolu en $16h\ 51m$, tant dis que le modèle de la MCPM a été résolu en seulement $5h\ 23m$ ce qui est équivalent à un gain de 68% en temps de résolution global.

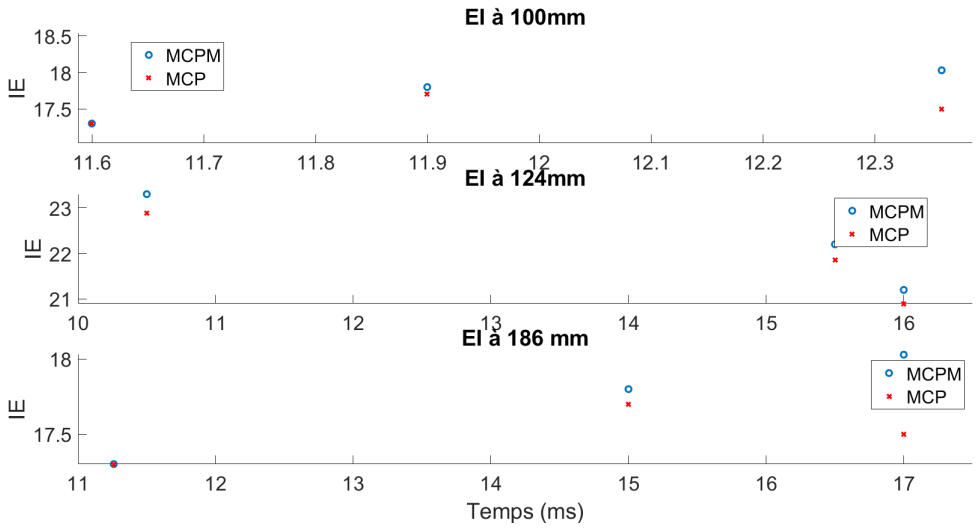


Figure II.68 – Comparaison des indices d'expositions à différentes positions.

Les approximations introduites dans la MCPM peuvent induire des incertitudes variables sur le résultat final, de ce fait la MCPM n'est pas une méthode d'évaluation précise, mais plutôt une méthode d'estimation qui permet d'obtenir un ordre de grandeurs sur le respect ou non des recommandations. En effet, si en appliquant la MCPM nous obtenons

un $IE \leq 1$ le système est sûr avec prise en compte d'une majoration qui peut être interprétée comme un coefficient de sécurité. À contrario si la MCPM ne respecte pas les références, il devient nécessaire de passer par la MCP qui prendra plus de temps en raison de la considération de tous les paramètres.

II.6 Conclusion

Les systèmes de transfert d'énergie sans contact sont complexes et coûteux, de ce fait la modélisation et la simulation de leurs comportements, aussi bien électriques qu'électromagnétiques sont indispensables, car une bonne modélisation facilité l'obtention d'un système fonctionnel en pratique. Pour des modèles destinés au calcul du rendement, la modélisation des composants électroniques pour l'onduleur, le redresseur ainsi que la charge est primordiale, car ces derniers affectent directement les comportements électrique et magnétique du système et par conséquent, le rendement globale du système.

Nous avons vu que la co-simulation dynamique nous permet d'observer le comportement électrique des composants et éléments du système et d'évaluer en même temps les champs magnétiques générés. Cette co-simulation peut être poussée encore plus loin en intégrant l'environnement extérieur ainsi que différentes parties du véhicule incluant les matériaux. Cependant, cette opération reste très gourmande en termes de puissance informatique et de temps de calcul. En effet, même pour des modèles relativement simples, avec des fréquences en deçà des fréquences fonctionnelles normalisées, la durée de simulation peut dépasser les 40 heures.

Des techniques d'optimisation de calcul telles que la symétrie ou bien la réduction d'échelle ont été implémentées, mais nous avons constaté que le temps de calcul demeurera relativement élevé pour un système à échelle réelle contenant plusieurs bobines au primaire fonctionnant à 85 kHz. Il est donc devenu nécessaire de trouver des alternatifs en moyens de calcul, ou en méthodes d'estimation des grandeurs pertinentes.

Les champs magnétiques peuvent avoir différents effets sur différentes parties du corps humain en fonction de la fréquence, de l'intensité et des angles d'exposition. En effet, pour une personne de petite taille, les effets peuvent être ressentis d'une manière plus exagérée, car les parties les plus sensibles sont plus proches des bobines émettrices se trouvant au sol. Afin de pouvoir déterminer l'impact des champs sur le corps humain, il est quasi-indispensable de passer par la simulation numérique, car la présence d'une personne pourrait altérer, même très faiblement, la répartition des champs en raison de la variabilité de la perméabilité du tissu humain.

Néanmoins, il existe différentes grandeurs, à l'instar de l'indice d'exposition, qui permettent de témoigner de l'effet de l'exposition au champ magnétique du corps humain.

En effet, la méthode de crête pondérée est un outil mathématique qui permet d'évaluer l'indice d'exposition en prenant en compte toutes les grandeurs pertinentes, intensités, fréquences et phases. Cette méthode a été modifiée et adaptée au système de transfert d'énergie sans contact en dynamique afin d'obtenir les périmètres de sécurité majorés au voisinage du coupleur. La méthode de crête pondérée modifiée peut être utilisée en parallèle avec le courant obtenu grâce au modèle mixte, introduit dans le chapitre suivant, afin d'obtenir des indices d'exposition majorés et proches de la réalité tout en réduisant le temps de simulation global.

Chapitre III

Modèle Mixte

III.1 Introduction

La simulation numérique est un outil très puissant qui permet de résoudre des équations insolubles analytiquement, telles que les équations de Maxwell qui ne peuvent être résolues pour un système 3D complexe. Ainsi l'utilisation des méthodes numériques devient indispensable.
Tel que présenté dans le chapitre précédent, la simulation des systèmes de transfert d'énergie sans contact en mouvement est très gourmande en capacité mémoire et en temps de calcul. De plus, le couplage entre les outils de simulation électromagnétique, électrique et cinétique augmente davantage le temps de simulation global, qui peut très rapidement dépasser les centaines d'heures pour notre cas d'étude (voir section II.3.4).
Dans ce chapitre, un modèle analytique permettant de calculer le courant induit dans le bobinage secondaire est développé, il est basé sur une nouvelle approche de simulation, moins coûteuse en ressources et tout aussi efficace et précise. Elle permet également de réduire drastiquement le temps de simulation.
Ce modèle est dit "mixte", car ses paramètres d'entrées sont issus des simulations numériques paramétriques. En effet, les données utilisées peuvent être obtenues grâce à des équations analytiques pour des géométries simples, figure I.10, mais pour un système de transfert d'énergie sans contact en mouvement, il est impossible de se passer de la simulation numérique pour les obtenir.

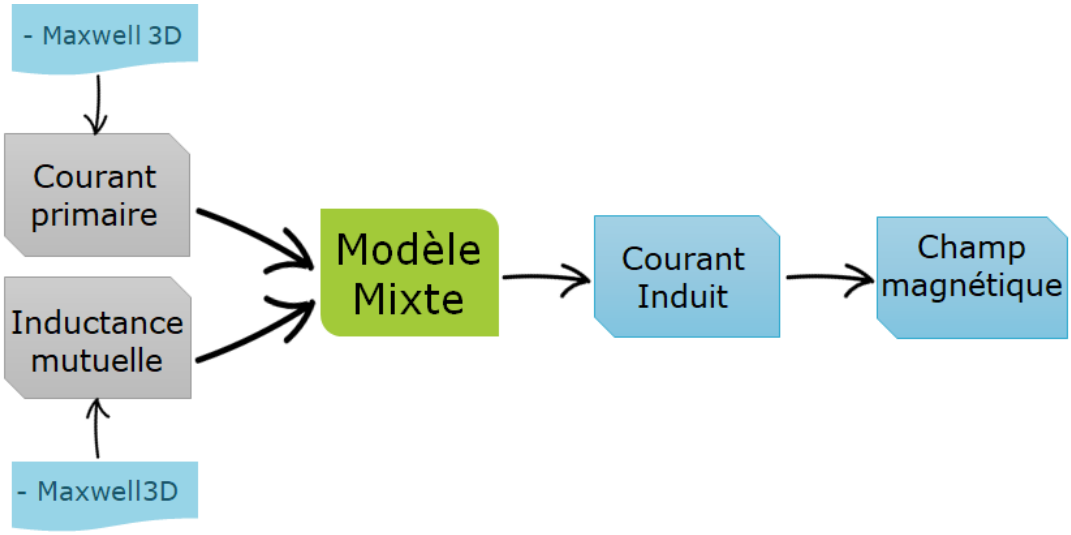


Figure III.1 – Schéma récapitulatif de l'utilisation du modèle mixte.

Comme décrit précédemment, le but premier du modèle mixte, figure III.1, est la détermination de l'induction magnétique autour du coupleur en un temps raisonnable. Ainsi, l'indice d'exposition (voir section II.5) peut également être calculé. En effet, dans cette nouvelle approche, le courant induit dans le secondaire (dépendant de la fréquence, la vitesse du secondaire, l'entrefer et les résistances du coupleur) est calculé de manière analytique, c'est-à-dire sans passer par une simulation 3D basée sur la méthode des éléments finis réputée pour sa précision et son efficacité, mais aussi connue pour sa consommation de ressources informatiques.
Tel que décrit dans la figure III.1, le courant induit peut être réimplanté, en tant que signal d'excitation, dans un modèle numérique pour des géométries complexes, afin de simuler le champ magnétique engendré dans l'environnement proche du système.
Dans un premier temps, le raisonnement et l'approche mathématique, qui ont permis le développement de ce modèle, sont présentés de façon détaillée en se basant sur le modèle mathématique du transformateur électrique. Ensuite, les limites d'application de ce modèle sont définies et enfin, le modèle est confronté à la simulation numérique en comparant les courants induits obtenus analytiquement et numériquement. Bien que la finalité de ce modèle soit l'extraction des champs magnétiques, cela n'a pas été fait dans le cadre de ces travaux puisque comme nous l'avons déjà montré dans le chapitre précédent, les mêmes courants induits dans le secondaire gênèrent forcement les mêmes champs magnétiques autour du système.

III.2 Développement analytique du modèle mixte

Le modèle mixte a été inspiré du modèle du transformateur en raison de leur similitude en termes de comportement électrique. En effet, ils présentent le même schéma électrique équivalent, figure III.2, la seule différence réside dans le facteur de couplage entre le primaire et le secondaire qui est très faible dans le cas du système de charge sans contact.
La figure III.2 illustre la répartition des flux magnétiques autour du coupleur, qui vont

servir à l'établissement du modèle analytique.

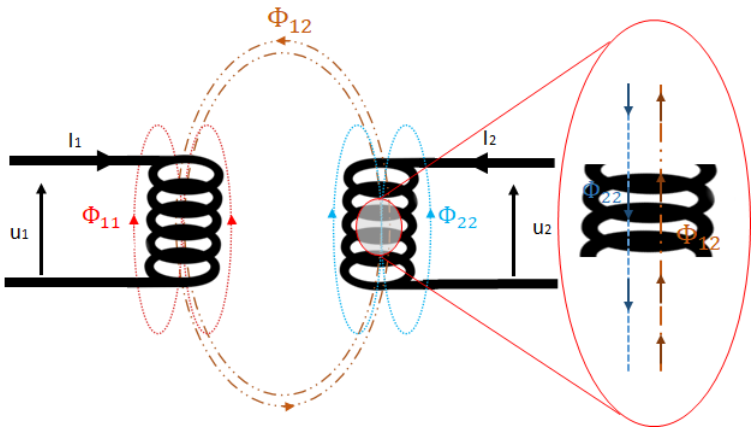


Figure III.2 – Répartition des flux magnétiques autour des bobinages primaire et secondaire.

Le bobinage primaire qui est parcouru par un courant i_1 va générer un flux magnétique local Φ_{11}, qui peut servir pour le calcul de l'inductance propre comme suit :

$$L = \frac{\Phi_{11}}{i_1} \tag{III.1}$$

La proximité de la bobine secondaire va créer un couplage entre les deux bobinages, noté Φ_{12}. Ce couplage va induire un courant dans le bobinage secondaire qui va, à son tour, générer un champ opposé au champ source, loi de *Lenz* équation (III.4).
C'est en se basant sur ces constats que le modèle a pu être développé.
Les flux des bobinages primaire et secondaire peuvent être décrits par les équations (III.2) et (III.3) respectivement :

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12} \tag{III.2}$$

$$\Phi_2 = \Phi_{12} - \Phi_{22} \tag{III.3}$$

En appliquant l'équation de *Lenz* sur le flux du bobinage secondaire nous obtenons :

$$u_2(t) = -\frac{d\Phi_2(t)}{dt} \tag{III.4}$$

$$u_2(t) = -\frac{d(\Phi_{12}(t) - \Phi_{22}(t))}{dt} \tag{III.5}$$

Sachant que le flux du secondaire peut être réécrit comme suit :

$$\Phi_2(t) = M(t)i_1(t) - L_2(t)i_2(t) \tag{III.6}$$

Des équations (III.4) et (III.6) nous obtenons :

$$u_2(t) = \frac{d(L_2(t)i_2(t))}{dt} - \frac{d(M(t)i_1(t))}{dt} \tag{III.7}$$

La subtilité du modèle rentre en jeu avec la dérivée temporelle des grandeurs magnétiques. En effet, tel que montré dans la section (II.3.4) les inductances propres L_1, L_2 et l'inductance mutuelle M varient en fonction du temps. Ainsi ces variations sont prises en compte dans l'équation (III.7), par conséquent :

$$u_2(t) = L_2(t)\frac{d(i_2(t))}{dt} + i_2(t)\frac{d(L_2(t))}{dt} - M(t)\frac{d(i_1(t))}{dt} - i_1(t)\frac{d(M(t))}{dt} \tag{III.8}$$

En prenant en considération la résistance du bobinage secondaire et pour une charge nulle, nous obtenons :

$$u_2(t) = 0 = L_2(t)\frac{d(i_2(t))}{dt} + i_2(t)\frac{d(L_2(t))}{dt} - M(t)\frac{d(i_1(t))}{dt} - i_1(t)\frac{d(M(t))}{dt} + R_2 i_2(t) \tag{III.9}$$

L'équation (III.9) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{I}_2 = \frac{-I_2(\dot{L}_2 + R_2) + M\dot{I}_1 + I_1\dot{M}}{L_2} \tag{III.10}$$

Tel que "$\cdot$" représente $\frac{d}{dt}$

Nous remarquons que la résonance électrique n'est pas prise en considération dans la construction du modèle, car cette première étape est applicable uniquement pour une catégorie spécifique de systèmes de transfert d'énergie sans contact, (voir section III.3.1).

III.2.1 Données d'entrée du modèle mixte

Tel que présenté précédemment dans la figure III.1, le modèle utilise des données d'entrée pour des géométriques complexes issues des simulations numériques.
Les données nécessaires au modèle sont les suivantes :

- L_2 : L'inductance propre du secondaire,
- $\dot{L}_2$: La dérivée temporelle de l'inductance propre du secondaire,
- M : L'indutance mutuelle,
- $\dot{M}$: La dérivée temporelle de l'indutance mutuelle,
- R_2 : La résistance du bobinage secondaire,
- I_1 : Le courant du primaire ainsi que sa dérivée,
- $\dot{I}_1$: La dérivée temporelle du courant du primaire.

III.2.1.1 Éléments électriques (résistances et inductances) et leurs dérivées

Les deux grandeurs magnétiques L_2 et M peuvent être évaluées en utilisant les équations de "*Neumann*" (II.9) et (II.10) données dans la section (II.4.2).

Rappelons que pour des géométries simples, ces équations peuvent être résolues analytiquement, mais dés que la géométrie se complexifie, il devient indispensable de passer

par des outils de simulation 3D basés sur des méthodes numériques.
L'obtention de ces grandeurs a été réalisée avec deux types de simulations différentes : la simulation quasi-statique représentée ici par la simulation paramétrique qui considère de manière indépendante plusieurs positions du secondaire par rapport au primaire et ainsi estimer L_2 et M pour chaque position. La simulation temporelle (secondaire en mouvement) qui permet de calculer les variations de L_2 et M en fonction du temps (distance du parcours).
La figure III.3 montre une comparaison des valeurs d'inductance mutuelle obtenues avec deux solveurs différents, harmonique et temporel (voir Annexe B). Nous pouvons constater la superposition parfaite des deux courbes, sachant que la solution harmonique a été obtenue après 40 minutes de calcul, tandis que la solution temporelle a été obtenue après 120 heures. Il est important de souligner que la solution temporelle ne donne pas uniquement la variation de l'inductance mutuelle mais également d'autres grandeurs électriques et magnétiques expliquant, en partie, le temps de calcul élevé.

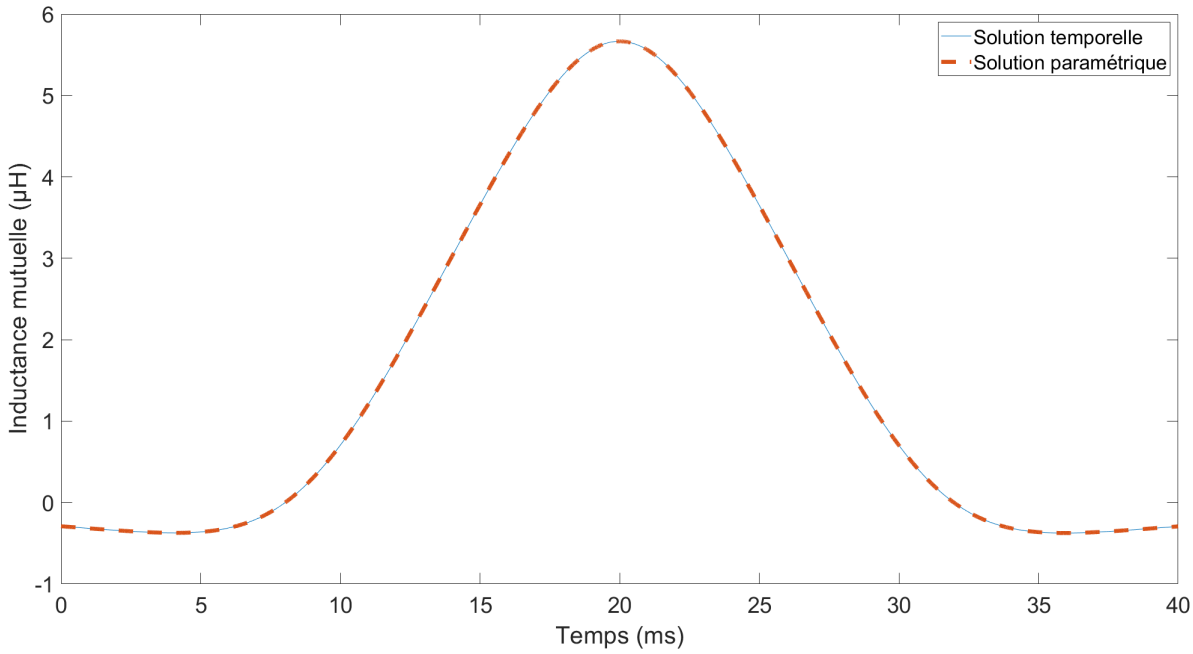


Figure III.3 – Variation de l'indutance mutuelle en fonction du temps.

La résistance du bobinage peut être évaluée de deux manières. Elle peut être calculée en utilisant la formule classique de résistance, équation (II.12), ou bien en prenant en compte l'effet de peau, qui peut être négligé, et faire une simulation numérique.

III.2.1.2 Courant du primaire

Le courant du primaire i_1 est une donnée d'entrée primordiale pour le modèle. Cette variable est sujette à une hypothèse et à des limitations qui sont expliquées dans les paragraphes suivants.

III.2.2 Hypothèses

Le modèle mixte développé dans ce chapitre est utilisable dans un cadre bien précis en tenant compte des hypothèses suivantes :

III.2.2.1 Courant du primaire

Une des données d'entrée du modèle mixte est le courant i_1 du primaire, et pour les systèmes dynamiques de transfert d'énergie sans contact, la compensation idéale est la topologie série-série qui permet d'avoir un comportement en source de courant.
Comme définie dans le chapitre 1, la forte inductance du système permet d'avoir un courant parfaitement sinusoïdal dans les deux bobinages du coupleur car les bobines sont des filtres de courant et permettent d'atténuer toute harmonique de la fréquence fondamentale qui pourrait exister dans le système.

III.2.2.2 Fréquence de fonctionnement

La fréquence du système, qui est un paramètre clé, est celle du courant primaire considéré comme étant parfaitement sinusoïdal (sans harmoniques).

$$i_1 = A.sin(2.\pi.\omega t + \phi) \tag{III.11}$$

$$\dot{i_1} = 2.\pi.\omega.A.cos(2\pi\omega t + \phi) \tag{III.12}$$

Le résultat final du courant induit dans le secondaire dépend directement de la fréquence du courant primaire comme le montre l'équation (III.10).

III.2.2.3 Vitesse de déplacement du secondaire

Ce qui différencie un système statique d'un système dynamique est la vitesse de déplacement du secondaire, ce paramètre est intégré de façon implicite dans le modèle de l'équation (III.10), nous le retrouvons dans la dérivée temporelle des grandeurs magnétiques, et plus précisément l'inductance mutuelle.
Les valeurs de l'inductance mutuelle ne varient pas en fonction de la vitesse, de ce fait, il suffit d'obtenir ces valeurs à différentes positions et de les représenter sur un axe temporel afin d'établir l'effet de la vitesse sur le courant induit i_2.

III.3 Limites du modèle mixte développé

Le modèle développé présente deux limitations principales :

III.3.1 Topologie de compensation

Le modèle est actuellement applicable que pour les systèmes de transfert d'énergie sans contact compensés en série-série. Afin de pouvoir appliquer le modèle pour d'autres topologies, il est nécessaire de résoudre tout un système d'équations avec la prise en compte de tous les éléments et de leurs interactions. En effet, l'ajout de condensateur en parallèle au primaire ou au secondaire change le comportement électrique du système, car les valeurs optimales des capacités de ces condensateurs dépendent de paramètres variables en fonction du temps, (voir section I.3.4), donc le modèle devra être adapté en fonction des différentes topologies.

III.3.2 Commande des onduleurs

La commande des onduleurs peut avoir un impact direct sur le système et sur la qualité du transfert d'énergie sans contact. Cet aspect est à l'heure actuelle négligé dans le modèle car, une couche supplémentaire de complexité devrait être rajoutée afin de prendre en considération la commutation des interrupteurs.
La commande idéale des onduleurs assurerait un fonctionnement permanent à la résonance et donc un courant en phase avec la tension à tout instant t, c'est-à-dire que le déphasage entre le courant et la tension au primaire et au secondaire reste toujours nul. Or dans ce modèle, la simulation du circuit électrique est réalisée en amont pour l'obtention du courant i_1 et donc ce paramètre peut être développé plus en profondeur dans un modèle plus général et plus complexe.

III.4 Validation numérique du modèle mixte

Le modèle mixte est confronté à d'autres modèles de simulation afin de s'assurer de sa pertinence.

III.4.1 Modèles numériques de validation

Le modèle mixte a été validé numériquement grâce aux modèles de simulation présentés ci-dessous :

— Coupleur mono-primaire à échelle réduite,
— Coupleur avec trois bobines au primaire à échelle réduite,
— Coupleur mono-primaire à échelle réelle.

Le choix de ces modèles n'est pas fortuit, en effet nous cherchons à nous rapprocher le plus possible des systèmes réels afin d'avoir un modèle générique applicable à tous les cas de figure que nous pouvons rencontrer dans la pratique.
Il est important de noter que tous les modèles décrits sont modélisés et résolus en co-simulation.

Nous signalons également que les vitesses de déplacement utilisées sont assez élevées, ceci est fait de façon volontaire afin de réduire le temps de calcul. Par ailleurs, nous prenons une valeur fixe de l'inductance propre L_2 car sa variation reste négligeable et sans impact sur le courant induit.

Notons aussi qu'un plan de symétrie est appliqué à toutes les simulations afin de réduire le temps de calcul global, en diminuant le nombre d'éléments à mailler et donc au final, le nombre de mailles et de noeuds dans les modèles.

III.4.1.1 Coupleur mono-primaire à échelle réduite

Une première validation, basée sur un modèle simple, présentée ici. La figure III.4 montre la géométrie des bobines utilisées.

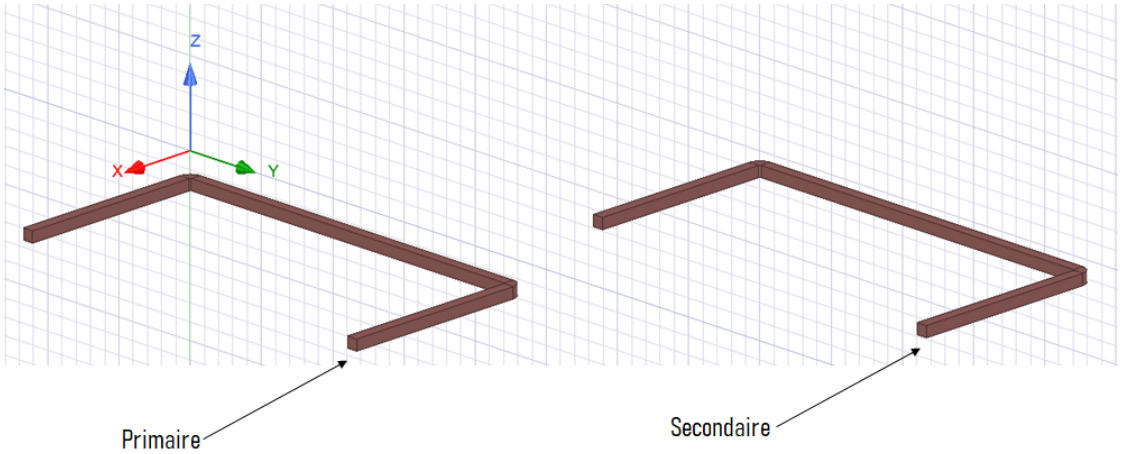


Figure III.4 – Modèle de coupleur mono-primaire à échelle réduite.

Dans cette première simulation le coupleur est constitué de deux bobines rectangulaires de dimensions 200 mm x 200 mm, et distantes de 200 mm, le secondaire se déplace avec une vitesse de 40 m/s sur une distance de 800 mm. La symétrie est appliquée dans cette simulation afin de réduire le temps de simulation global.
Le circuit magnétique, coupleur, est connecté à un circuit électrique assez simple, le primaire étant alimenté par une source de courant sinusoïdale de 10 A à 10 kHz. Les deux bobines sont compensées avec des condensateurs de résonance en série.

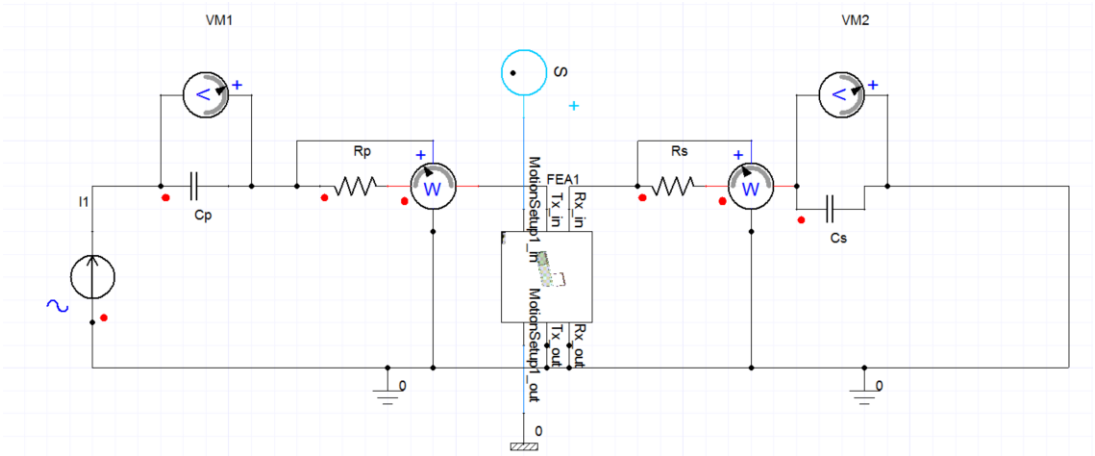


Figure III.5 – Circuit électrique associé au coupleur mono-primaire à échelle réduite.

Grandeur	Valeur
Amplitude i_1	10 A
Fréquence i_1	10 kHz
Entrefer	200 mm
Inductance propre L_2	$175,98\ \mu H$

Tableau III.1 – Grandeurs magnétiques et électriques du modèle à échelle réduite.

Tel que décrit plus haut, pour ce cas nous simulons uniquement la moitié du déplacement. Par conséquent, seules les 4 premières ms du calcul numérique sont considérées car l'inductance mutuelle M atteint son maximum au bout de 4 ms. Cet instant correspond

à la configuration des bobines en vis-à-vis.

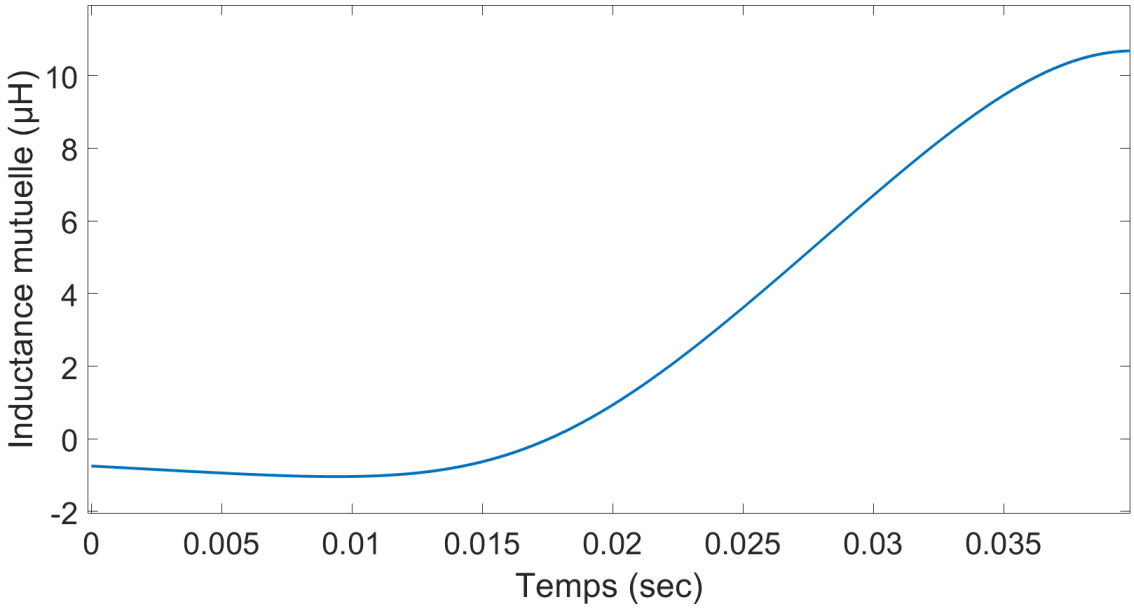


Figure III.6 – Variation de l'inductance mutuelle

La figure III.6 montre la variation de l'inductance mutuelle en fonction du temps (ou du déplacement).

En plus de la variation de l'indutance mutuelle, nous considérons également sa dérivée numérique, qui varie comme suit :

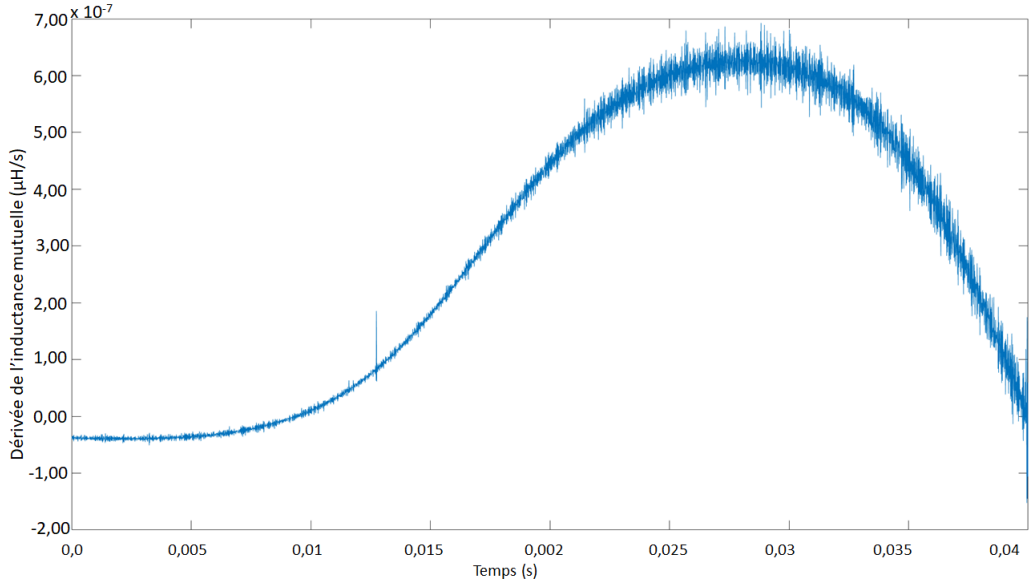


Figure III.7 – Dérivée temporelle de l'inductance mutuelle en fonction du temps.

La figure III.7 représente la variation de la dérivée temporelle de l'inductance mutuelle calculée numériquement et notée $\dot{M}$. Nous remarquons que sa variation n'est pas aussi lisse que la figure III.6 et cela est dû à la qualité du maillage appliqué dans Maxwell 3D. En effet, il y a toujours un compromis à faire entre qualité du maillage et temps de si-

mulation, dans ce cas précis où la simulation est chronophage, nous pouvons favoriser la réduction du temps de calcul au détriment de la précision dégradée par un maillage grossier.

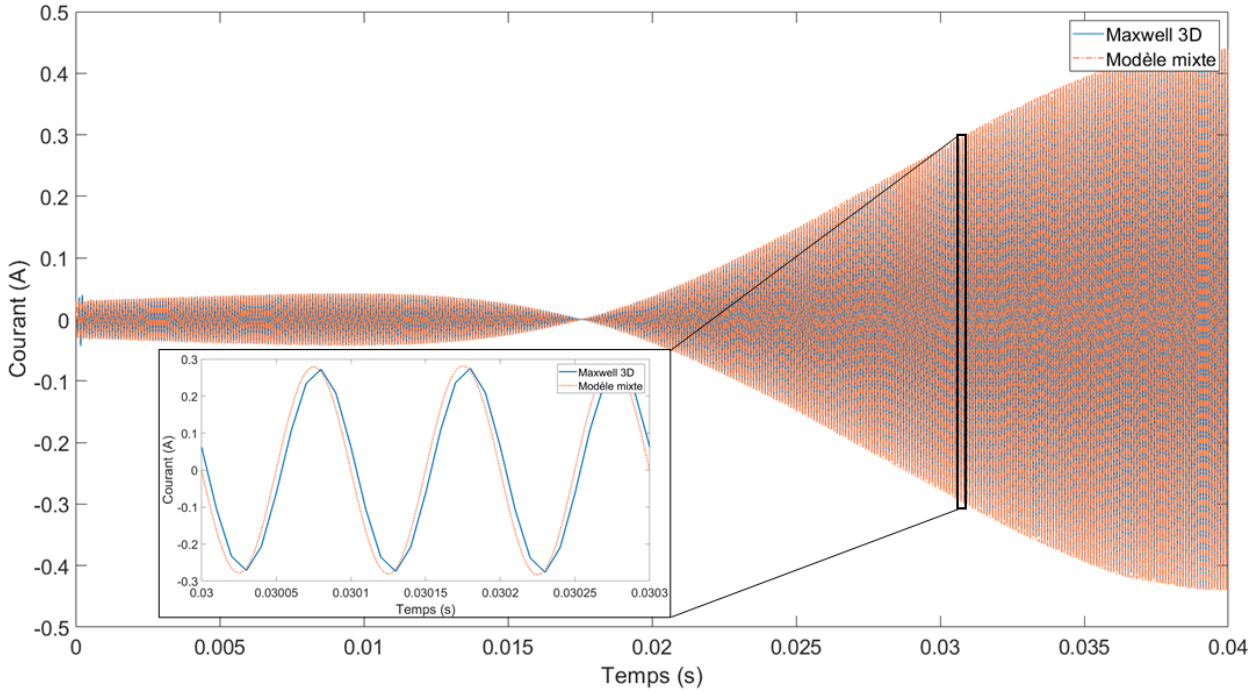


Figure III.8 – Comparaison des courants induits obtenus avec le modèle mixte et le solveur temporel.

À partir de la figure III.8, nous pouvons remarquer une bonne corrélation entre les deux courbes, avec l'existence d'un petit décalage en termes de phase, ce décalage provient principalement du maillage de la région de calcul et de la période transitoire initiale intrinsèque aux méthodes numériques.

Le tableau III.2 résume les temps de calcul de Maxwell 3D et du modèle mixte [1].

Il est également important de comparer la mémoire vive utilisée pour les deux calculs. En effet, Maxwell 3D a monopolisé 60 *Go* de RAM pour résoudre le modèle tandis que le modèle mixte a été résolu sur MatLab avec une consommation de mémoire inférieure à 1 *Go*. [2] [3]

Solveur	durée
Temporel	45 h
Modèle mixte	21 h

Tableau III.2 – Temps de résolution des deux modèles.

1. Le temps de calcul des données d'entrées est pris en considération
2. la consommation en termes de mémoire des deux logiciels n'est pas prise en compte.
3. la consommation en mémoire peut être réduite encore plus en utilisant une résolution en ligne de commande sous Python.

III.4.1.2 Coupleur avec trois bobines au primaire à échelle réduite

Ce second modèle fait suite au premier en intégrant trois bobines au primaire, afin de se rapprocher d'un système réel. Cependant, il est à noter qu'aucun calcul sur la disposition des bobines n'a été fait, en effet, il est important de rappeler que le but premier de ces modèles est la validation du modèle mixte.

Pour cette seconde validation nous considérons un primaire formé de trois bobines identiques, ces dernières sont alimentées de la même façon à des intervalles de temps différents définis par l'intersection des courbes d'inductance mutuelle de la figure III.11.

Dans la pratique cette détection se fait grâce à la commande des onduleurs, mais son intégration au modèle augmenterait la complexité et le temps de résolution sans grand apport en retour. Le séquencement des bobines est simulé en contrôlant l'allumage des bus DC en fonction de la position du secondaire, le point d'allumage de l'onduleur $(n+1)$ et l'extinction de l'onduleur (n) correspond au point d'intersection des inductances mutuelles correspondantes comme le montre la figure III.11.

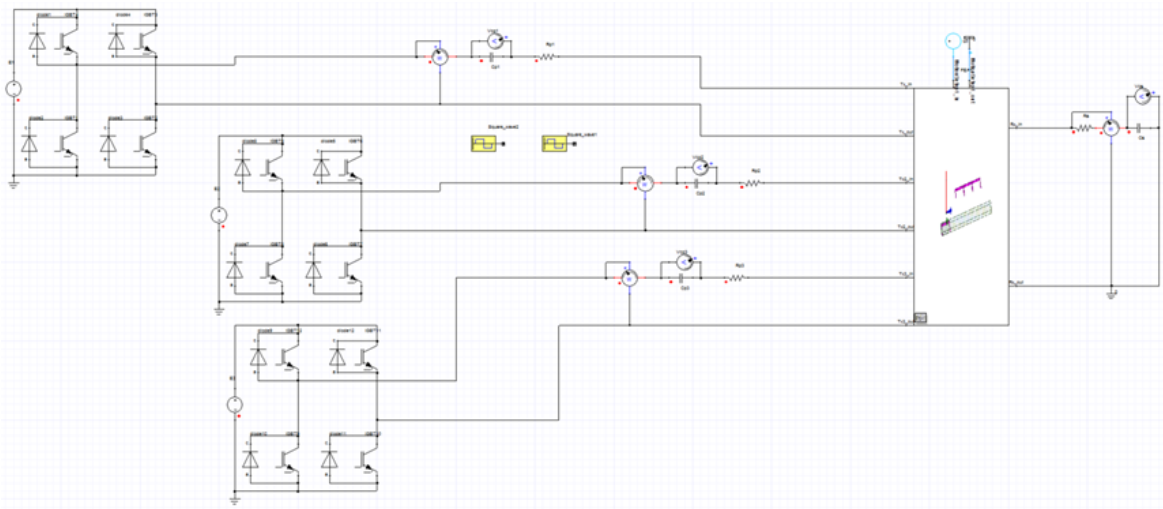


Figure III.9 – Circuit associé au modèle trois bobines au primaire.

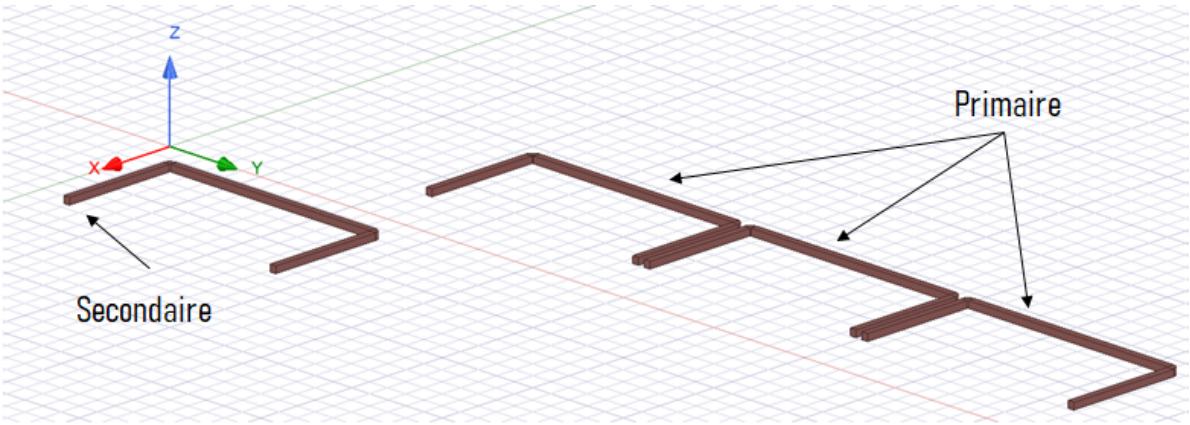


Figure III.10 – Disposition des bobines dans le modèle trois bobines au primaire.

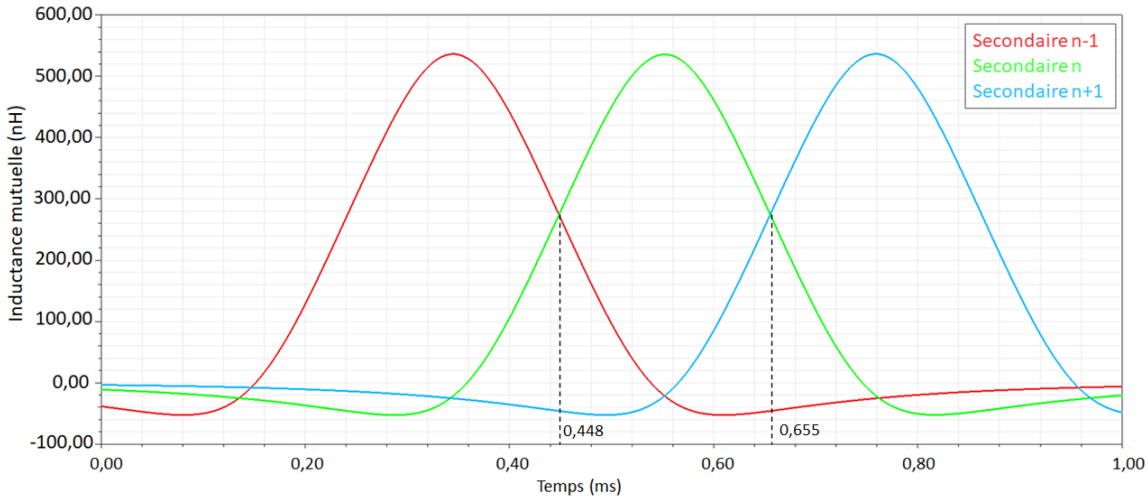


Figure III.11 – Variation des inductances mutuelles en fonction du temps (déplacement).

Bus DC	t_0	t_f	Δt
$n-1$	$0\ ms$	$0,448\ ms$	$0,448\ ms$
n	$0,448\ ms$	$0,655\ ms$	$0,207\ ms$
$n+1$	$0,655\ ms$	$1,00\ ms$	$0,35\ ms$

Tableau III.3 – Séquencement des bobines en fonction du temps de fonctionnement de leurs onduleurs.

Pour ce modèle, des bobines rectangulaires de dimensions réduites, échelle 1 :10, sont modélisées pour réduire le temps de calcul global. En effet, les bobines font 23 mm x 23 mm et sont séparées par un entrefer de 10 mm.

Grandeur	Valeur
BUS DC	$20\ V$
Fréquence	$20\ kHz$
Entrefer	$200\ mm$
Inductance propre L_2	$13,98\ \mu H$

Tableau III.4 – Grandeurs magnétiques et électriques du modèle trois bobines au primaire.

Dans les systèmes réels, nous aurons tendance à se rapprocher de ce type de disposition de bobines car nous ne trouvons jamais de bobine isolée et il est donc important de connaître le comportement d'un tel système et de confronter le modèle développé aux résultats de simulation.

Le modèle étudié dans ce cas est un modèle à échelle réduite qui ne présente pas les dimensions réelles des bobines généralement utilisées. Cependant, les valeurs des courants peuvent être représentatives tel que vu dans la section (II.4.2). La figure III.12 montre la variation de l'inductance mutuelle globale du système de charge en mouvement avec trois

bobines au primaire. Elle représente la donnée d'entrée du modèle mixte. La figure III.13 représente la variation de la dérivée de l'indutance mutuelle.

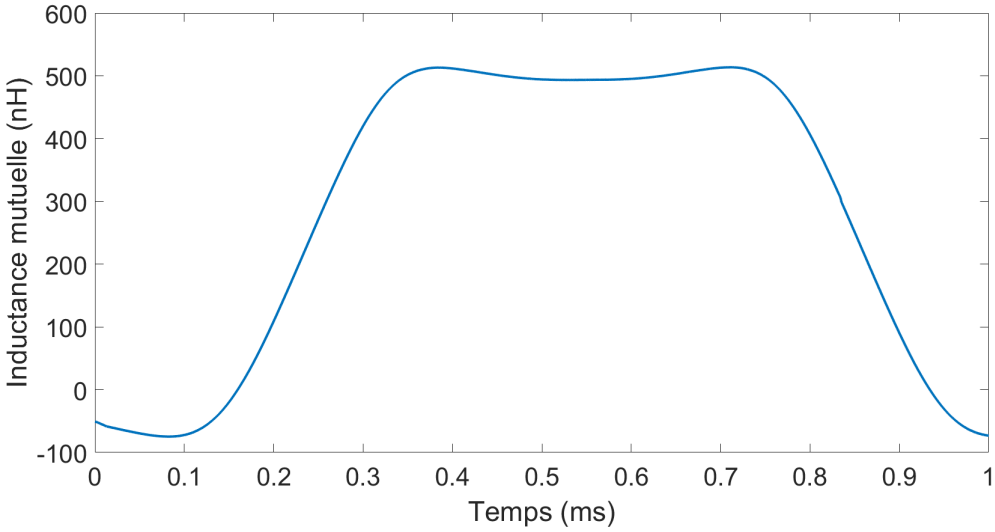


Figure III.12 – Somme algébrique des inductances mutuelles.

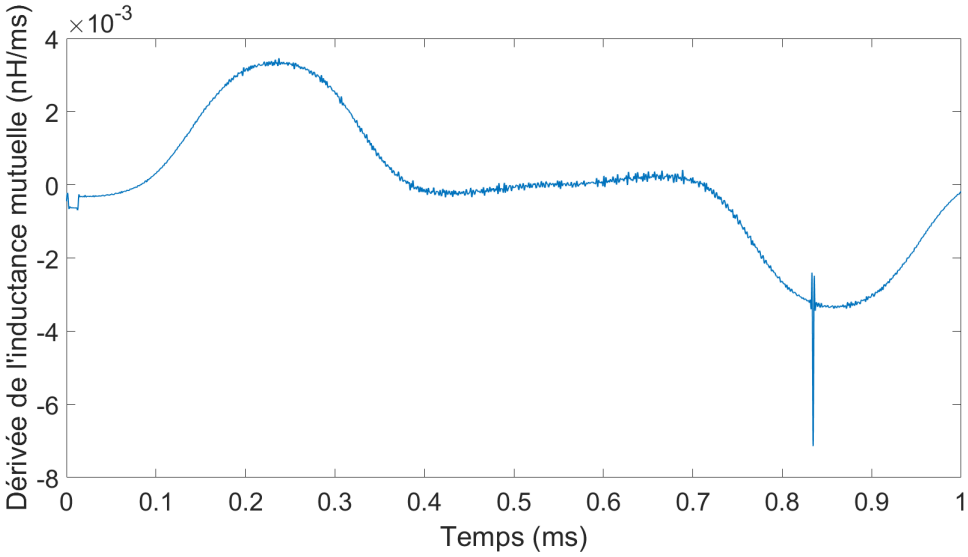


Figure III.13 – Variation de la dérivée de l'inductance mutuelle.

Elle nous renseigne sur la qualité du maillage, en effet, les petites fluctuations que nous pouvons remarquer sont dues à des différences minimes entre deux valeurs voisines. Nous pouvons voir une variation brutale à l'instant $0,8346\ ms$ qui est du au calcul numérique de cette dérivée.

La figure III.14 montre le courant induit dans le secondaire en utilisant le solveur transitoire, nous remarquons une différence de $4,1\%$ entre les courants obtenus avec Maxwell 3D et ceux obtenus avec le modèle mixte développé. Tout comme la simulation précédente (Coupleur mono-primaire à échelle réduite), la différence est principalement due à la qualité du maillage et au pas temporel. En effet, il est nécessaire d'avoir un maillage fin avec un nombre de nœuds important afin de pouvoir estimer les variations des grandeurs physiques avec une grande précision. Par ailleurs, la précision des calculs dépend également du pas de calcul considéré et qui doit être égal ou supérieur à 100 points par

période pour les modèles de co-simulation.

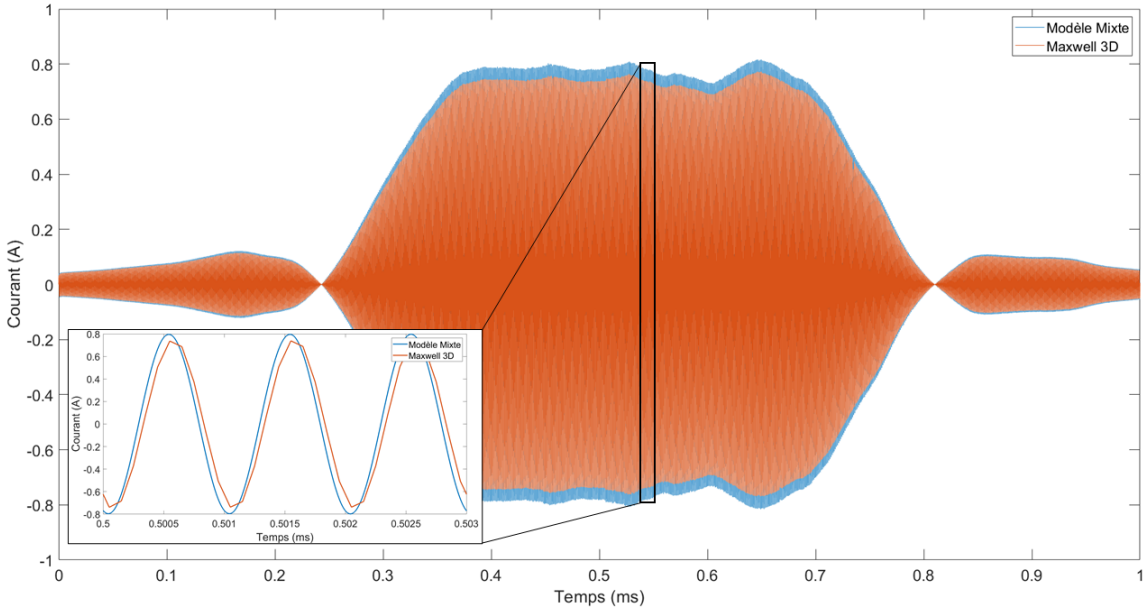


Figure III.14 – Comparaison du courant induit obtenu avec le modèle Maxwell 3D et le modèle mixte.

En reprenant le même modèle et en améliorant le maillage de tout le système nous obtenons le résultat de la figure III.15.

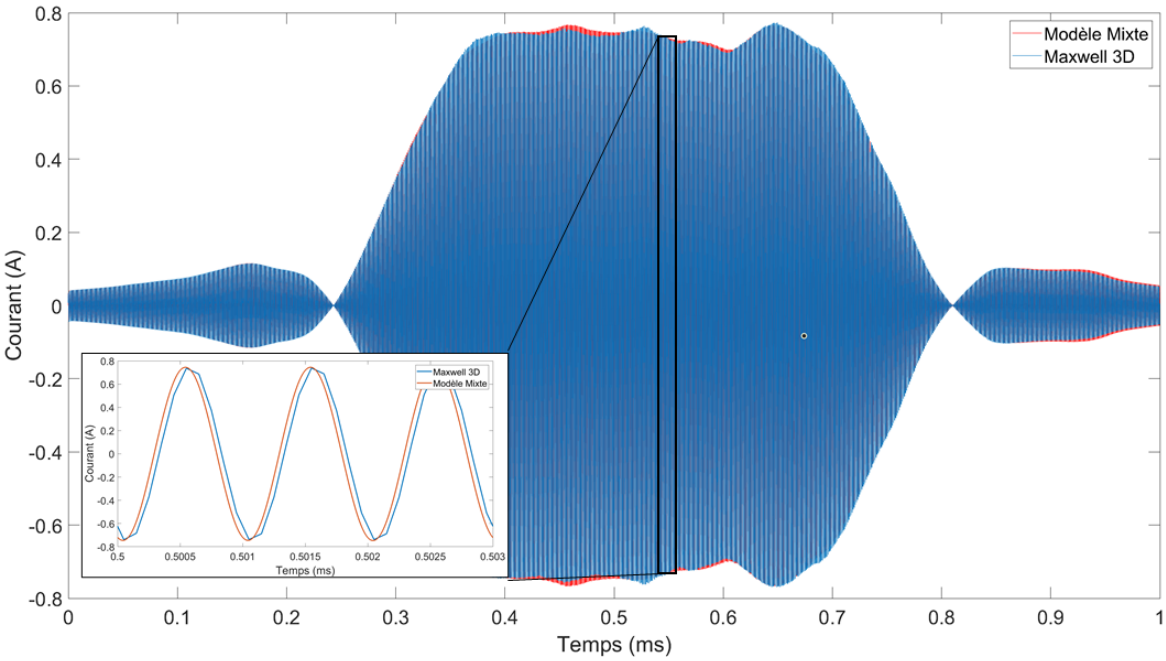


Figure III.15 – Comparaison du courant induit obtenu avec le modèle Maxwell 3D amélioré et le modèle mixte.

Nous remarquons qu'avec cette configuration, nous obtenons une corrélation de 1% au lieu du 4.1%. Cependant le temps de calcul augmente, tableau III.5.
Nous remarquons que le temps de résolution du modèle a augmenté car l'obtention des

données d'entrée prend plus de temps avec un maillage plus fin du système. En plus d'être chronophage, le solveur temporel de Maxwell 3D consomme plus de mémoire vive, à cause du volume de données à gérer, avec une utilisation de 120 Go de RAM contre seulement 1 Go pour le modèle mixte.

Solveur	durée
Temporel Maxwell 3D	120 h
Temporel Maxwell 3D amélioré	140 h
Modèle mixte	21 h

Tableau III.5 – Temps de résolution des différents modèles.

III.4.1.3 Coupleur mono-primaire à échelle réelle du prototype

Le modèle utilisé dans ce cas de figure, est un modèle complet, car la partie électronique de puissance et commande sont prises en considération. En effet, une commande de type MLI est appliquée aux transistors qui sont connectés à un bus DC de 20 V, ces derniers commutent à une fréquence de 5 kHz.

Grandeur	Valeur
Fréquence	5 kHz
Entrefer	100 mm
Inductance propre L_2	$48,98\ \mu H$

Tableau III.6 – Paramètre du modèle à échelle réelle.

Le même modèle de bobine de la figure III.4 (460 mm x 460 mm) est repris, avec prise en compte de la symétrie afin de réduire le volume de simulation à mailler et par conséquent réduire le temps de simulation global.

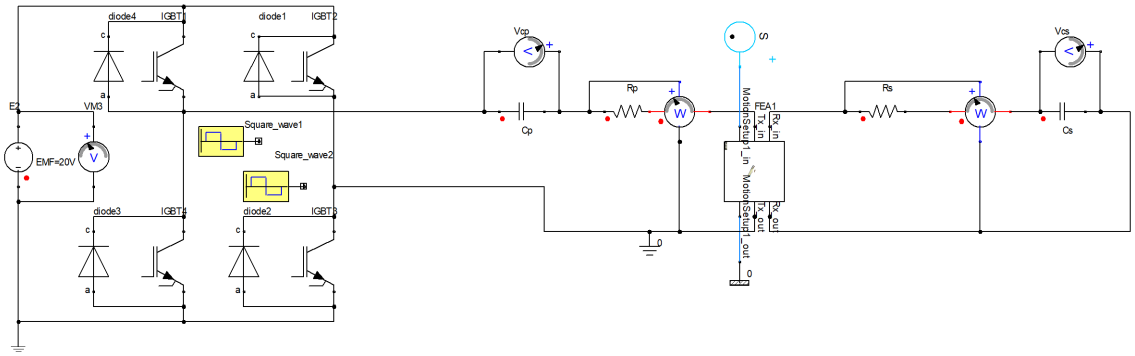


Figure III.16 – Circuit électrique associé.

Notons que la bobine réceptrice se déplace avec une vitesse de 40 m/s sur une distance de 800 mm. Cette simulation prend en considération le modèle qui se rapproche le plus de la réalité, en termes de dimensions des bobines et de circuit électrique associé.

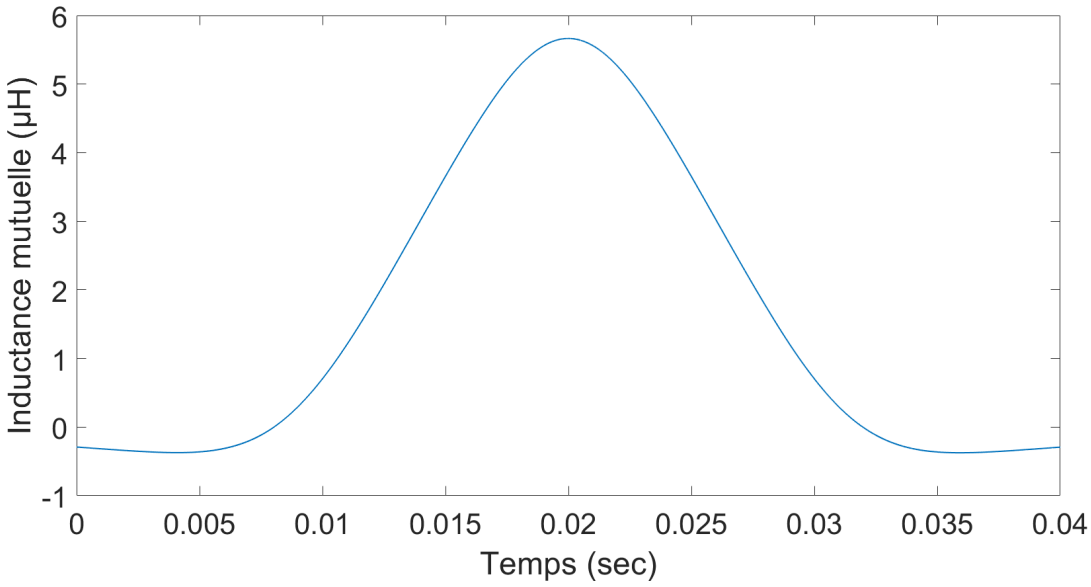


Figure III.17 – Variation de l'inductance mutuelle pour un système de taille réelle.

La figure III.17 montre la variation de l'inductance mutuelle au cours du temps pour un système à échelle réelle. Les faibles valeurs d'inductance mutuelle sont expliquées par l'absence des plaques de ferrite, ce qui conduit à un couplage assez faible au sein du coupleur.

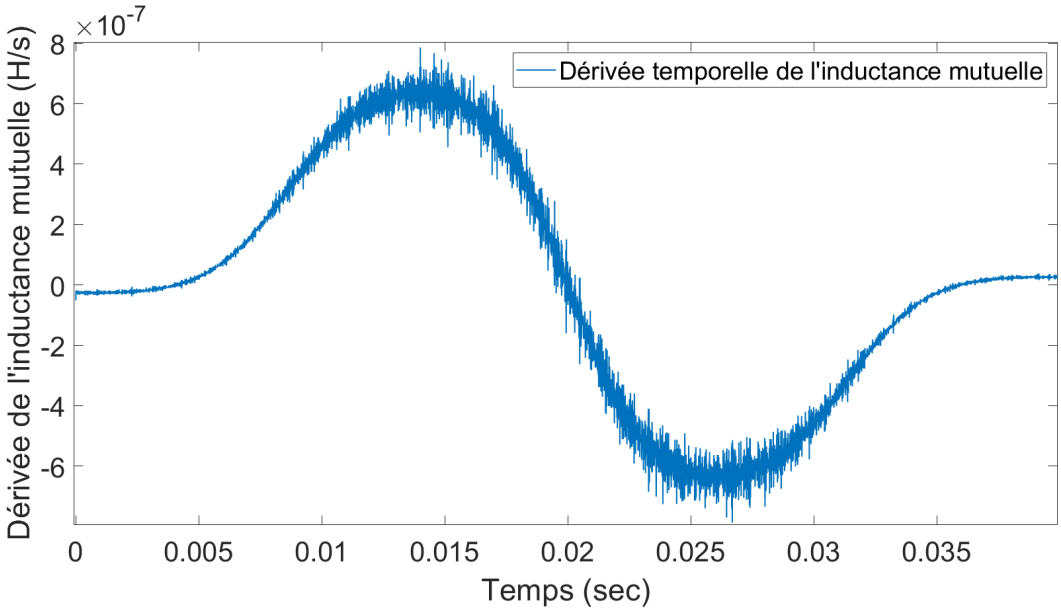


Figure III.18 – Variation de la dérivée temporelle de l'inductance mutuelle pour un système de taille réelle.

Même remarque que le premier modèle, la courbe de la figure III.18 n'est pas lisse, car de petites variations subsistent dans l'évolution, numérique, de l'inductance mutuelle.

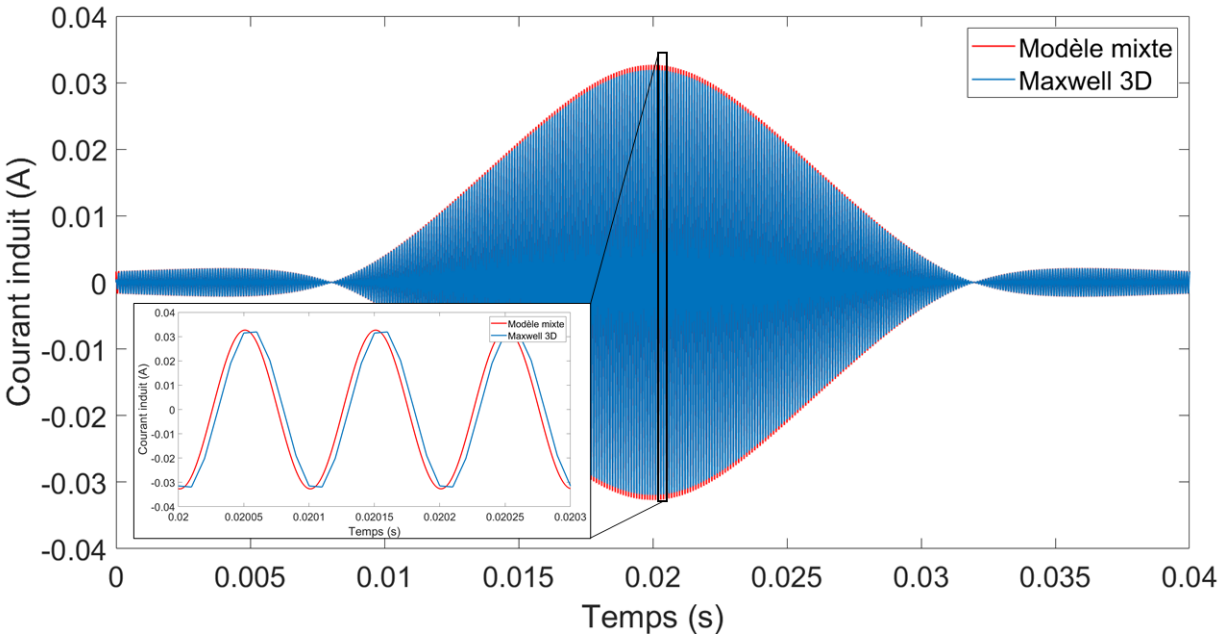


Figure III.19 – Comparaison des courants induits dans le secondaire avec les deux modèles pour le cas d'un coupleur de taille réelle.

À partir de la figure III.19 nous pouvons observer la bonne corrélation des résultats, avec une différence de $2,29\%$

Solveur	durée
Temporel Maxwell 3D	200 h
Modèle mixte	21 h

Tableau III.7 – Temps de résolution des deux modèles.

La consommation de mémoire était très importante pour réaliser ce calcul. En effet, le modèle Maxwell 3D a sollicité plus de 212 Go de RAM sur les 256 Go disponibles pour l'aboutissement de la simulation.

III.5 Conclusion

La simulation numérique est un outil indispensable et très efficace pour la conception et le prototypage, cependant dans certains cas les modèles simulés sont complexes et leur résolution devient très gourmande en termes de ressource et en temps de calcul.

Dans ce chapitre, un modèle dit mixte est construit et vérifié numériquement. Le modèle est dit mixte, car il prend comme données d'entrée des grandeurs issues de simulations numériques paramétriques, donc peu gourmandes en temps de calcul, mais la résolution reste analytique. Le modèle développé montre une très bonne corrélation avec les différents modèle numériques établis dans le chapitre 2, tout en ayant une durée de calcul divisée par 67 par rapport à ces modèles. Des améliorations peuvent être apportées au modèle développé, afin de prendre en considération plus d'éléments électriques, telles

que les tensions au primaire et secondaire, mais également les différentes topologies de compensation des systèmes de transfert d'énergie sans contact dynamique.

En effet, nous avons considéré un modèle électrique de topologie série-série, car cette dernière est la configuration la plus adaptée pour des systèmes de recharge sans contact en mouvement, par conséquent, le modèle électrique est simplifié et est plus rapide à résoudre, contrairement aux autres types de topologies qui nécessitent la prise en compte des condensateurs de compensation et qui donnent lieu à des systèmes d'équations différentielles plus complexes à résoudre, mais demeurent moins chronophage qu'un calcul par méthode d'éléments finis.

Vu la complexité géométrique des bobines et du système, il est impossible de calculer analytiquement toutes les interactions existantes dans le système, de ce fait les résultats obtenus grâce au modèle développé seront intégrés directement dans "Maxwell 3D" pour le calcul de la répartition des champs magnétiques.
En soustrayant la simulation du courant induit, nous pouvons réduire drastiquement le temps de simulation global du système et ainsi obtenir une cartographie des champs générés en un laps de temps assez court.

Le modèle mixte développé présente une nouvelle approche qui peut être intégrée via des macros et des instructions en ligne de commandes afin d'automatiser toute la procédure. Il est également possible de réaliser tout ce processus à travers des logiciels tiers tel que "MatLab" en incluant un post-traitement des résultats obtenus à l'instar du calcul de l'indice d'exposition via la méthode de crête pondérée présentée dans le chapitre précédent.

Chapitre IV

Dispositif expérimental de test de la recharge dynamique sans contact

IV.1 Introduction

Afin de valider expérimentalement les modèles et les méthodologies développés dans les chapitres précédents, un banc d'essai a été mis en place, figure IV.1. Il s'agit d'une piste qui peut supporter jusqu'à trois bobines au primaire et une bobine au secondaire permettant de réaliser plusieurs validations selon différentes configurations de mesure.

Dans un premier temps, une caractérisation globale du système a été effectuée, c'est-à-dire, la mesure des différentes grandeurs propres du système, à savoir les inductances propres, l'inductance mutuelle et les résistances des composants. Ensuite, un dimensionnement des condensateurs de compensation en fonction de la fréquence a été réalisé. Le choix du type de condensateurs se devait d'être judicieux pour rendre le système modulable. Enfin, les onduleurs utilisés, dimensionnés initialement pour fournir une puissance de 3 kW à 85 kHz, ont été adaptés aux caractéristiques du banc d'essai (puissance 700 W à 11.86 kHz).

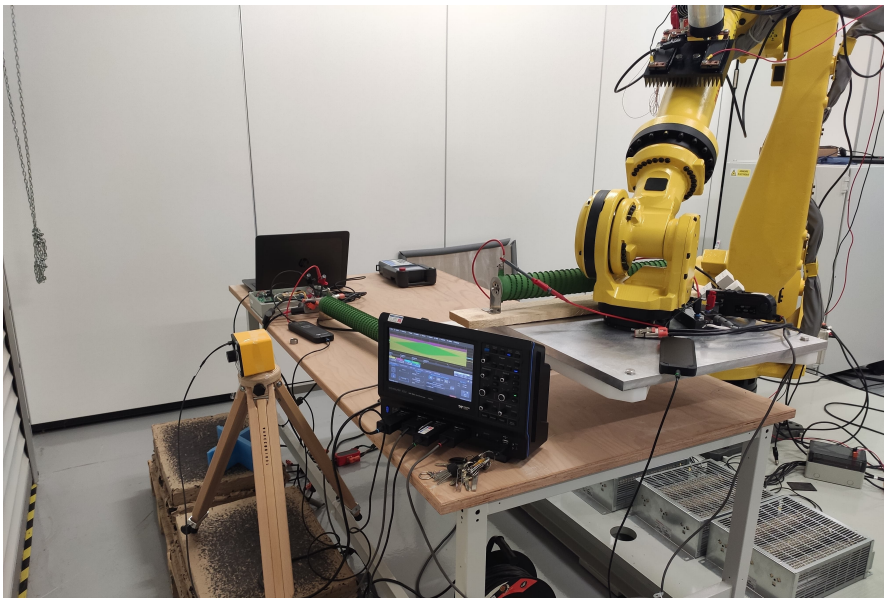


Figure IV.1 – Banc de mesure réalisé.

Les grandeurs électriques mesurées sont comparées aux valeurs calculées numériquement. Une démarche expérimentale de validation des champs magnétiques générés par le

système a été élaborée en s'appuyant sur les résultats de mesure réalisés avec une sonde de type "NARDA" à différentes positions dans l'espace environnant.

IV.2 Dimensionnement de la piste de recharge sans contact

La piste de recharge sans contact a été dimensionnée dans le but de valider les modèles numériques développés en confrontant les calculs aux mesures réalisées sur cette première à différentes positions. En effet, les premières validations sont obtenues en position statique ou quasi-statique. La piste a été construite à 100% en bois afin d'éviter toutes interactions indésirables entre le champ magnétique et la structure, cette dernière est composée de plusieurs plaques en bois de façon à supporter le poids de la bobine qui est de 23 kg, ferrite inclue, figure IV.2.

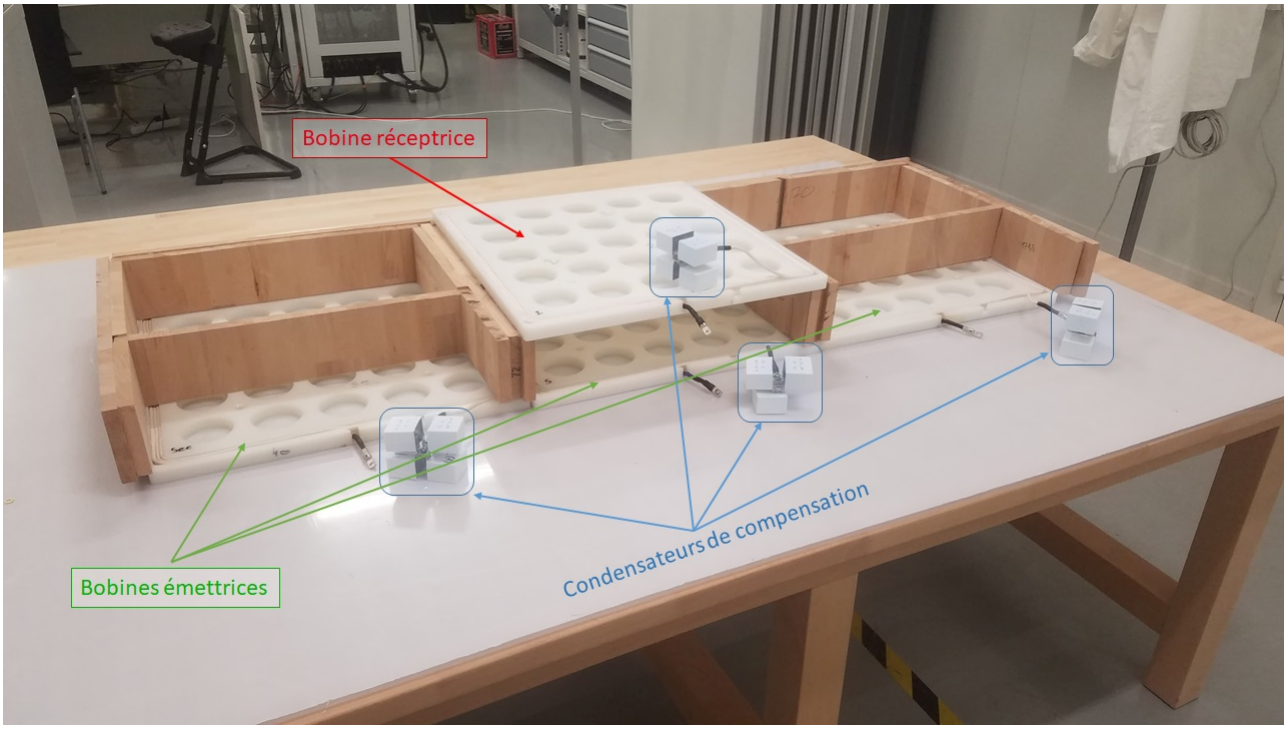


Figure IV.2 – Structure en bois utilisée pour la caractérisation et les mesures.

IV.2.1 Bobines du coupleur et plaques de ferrite

La même configuration de bobine décrite dans la section (II.2.1) est utilisée pour construire le banc d'essai. En effet, la bobine est constituée de 6 tours de fil multibrain séparés et disposés sur deux niveaux, elle est de forme carrée et de dimensions 480 mm x 480 mm et est placée sur une plaque rectangulaire de ferrite mesurant 600 mm par 500 mm, ayant $2,5$ mm d'épaisseur et dont la perméabilité magnétique μ_r est de 2000. Les caractéristiques des bobines sont décrites dans le tableau II.1.

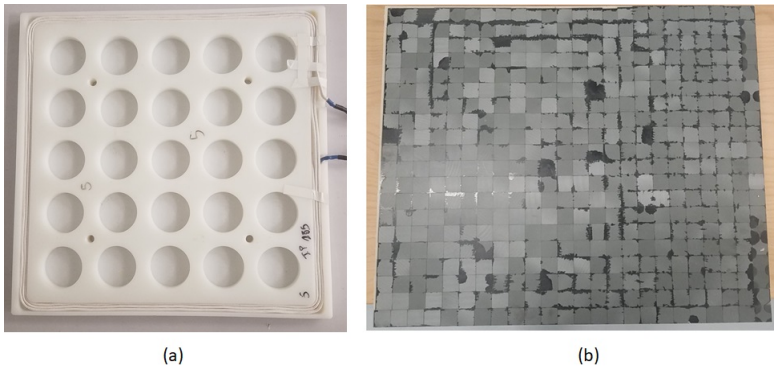


Figure IV.3 – La bobine (a) et la plaque de ferrite (b) utilisées.

IV.2.2 Condensateurs de compensation

Le dimensionnement des condensateurs de compensation est primordial pour le bon fonctionnement du système de charge sans contact. En effet l'association en série des condensateurs et des bobines engendre des tensions très élevées aux bornes des condensateurs, en fonction de la fréquence et de la puissance transmise.

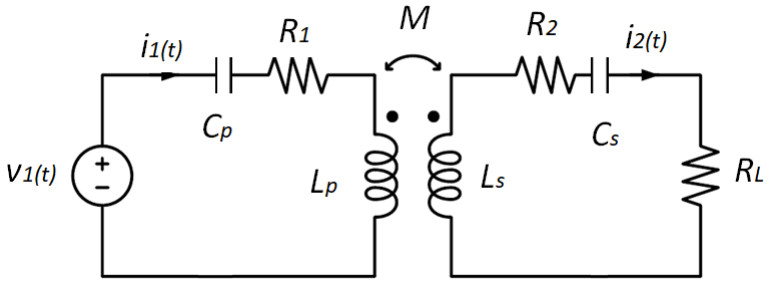


Figure IV.4 – Circuit électrique équivalent du système de charge dynamique sans contact réalisé.

Une simulation électrique du circuit de la figure IV.4 doit être réalisée en considérant tous les éléments du système de charge sans contact afin de déterminer les tensions V_{C_p} et V_{C_s} aux bornes des condensateurs C_p et C_s respectivement mais aussi les courants I_{C_p} et I_{C_s} les traversant. Cette démarche est indispensable pour le bon choix des technologies de condensateur pouvant supporter ces intensités.
La fréquence de résonance est également un paramètre important à connaître, car la capacité du condensateur, figure IV.6, est directement liée à la valeur de cette fréquence.

$$C_p = \frac{1}{L_p \omega^2} \tag{IV.1}$$

$$C_s = \frac{1}{L_s \omega^2} \tag{IV.2}$$

La figure IV.5 représente le modèle électrique de simulation qui permet d'obtenir les grandeurs électriques ci-dessus. Le tableau IV.1 résume les paramètres de simulation.

L'onduleur est modélisé comme étant un pont H parfait ayant des interrupteurs par-

faits, S_1, S_2, S_3 et S_4 , tels qu'illustrés dans la figure IV.5. Les composants R_3 et R_4 sont de très faibles résistances dites "numériques" (elles n'existent pas en pratique), leur rôle est d'assurer la convergence du calcul sans modifier le fonctionnement du circuit électrique.

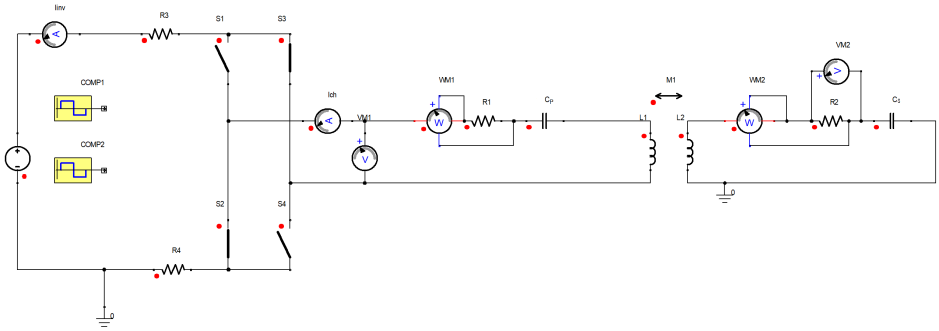


Figure IV.5 – Circuit électrique du système de charge sans contact.

Paramètre	Valeur
BUS DC	$40\ V$
R_1, R_2	$1,04\ \Omega$
L_1, L_2	$63,49\ \mu H$
M_1	$17,25\ \mu H$
C_p, C_s	$3,9\ \mu F$

Tableau IV.1 – Les valeurs des composants électriques utilisés dans la simulation du circuit figure IV.5.

La valeur considérée de l'inductance mutuelle M_1 correspond à sa valeur maximale dans un système dynamique de charge sans contact quand les deux bobines sont en vis-à-vis, car cette disposition des bobines permet un maximum de transfert d'énergie et par conséquent les valeurs de tension, figure IV.7, et de courant des condensateurs de compensation sont maximales à cette position.

Figure IV.6 – Condensateur de compensation "Kemet C4BSPBX4300ZBNJ" utilisé.

Les valeurs des capacités des condensateurs C_p et C_s sont de $3,9\ \mu F$ générant ainsi une fréquence de résonance de $11,86\ kHz$. Il est à noter que le choix de la fréquence est très important si nous considérons le temps de simulation, car le temps de résolution de ce type de problème (le cas dynamique) devient prohibitif en montant en fréquence, notamment à $85\ kHz$ et plus.

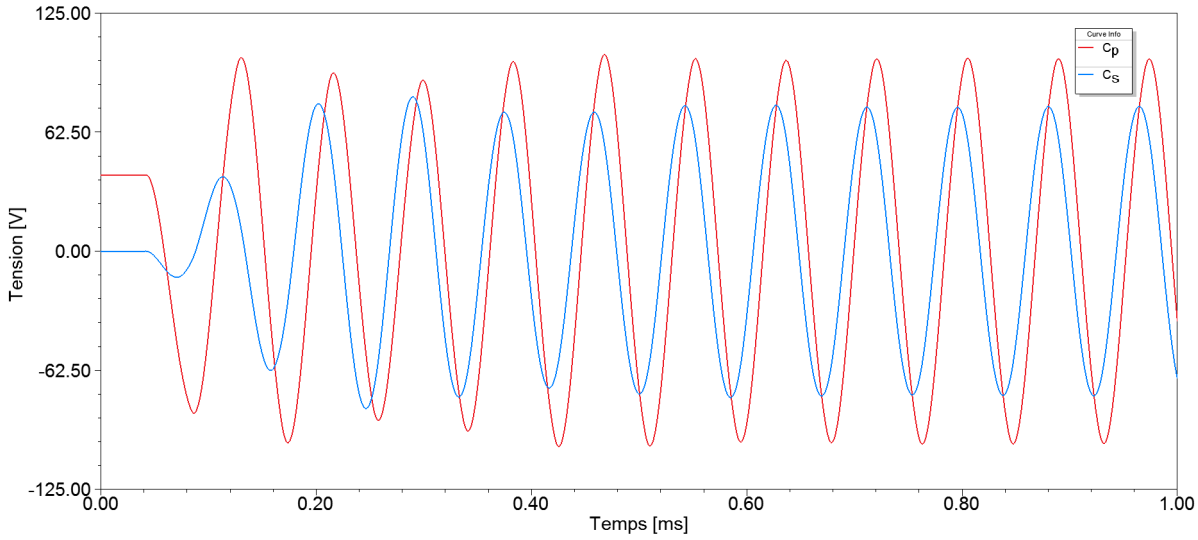


Figure IV.7 – Tensions calculées aux bornes des condensateurs C_p et C_s.

La figure IV.7 illustre les tensions calculées aux bornes des condensateurs C_p et C_s à la fréquence $11,86\ kHz$, l'amplitude crête de la tension V_{C_p} est de $100\ V$ et celle de la tension V_{C_s} est de $76,5\ V$.
Tel que mentionné précédemment, la tension aux bornes des condensateurs dépend directement de la fréquence, raison pour laquelle des condensateurs modulables permettant un fonctionnement sur une large gamme de fréquence ont été adoptés.

Les condensateurs **Kemet C4BSPBX4300ZBNJ** [1] de $1\ \mu F$, figure IV.8, supportent une tension de $1200\ V$ et un courant de $27\ A$ jusqu'à la fréquence $100\ kHz$. Quatre condensateurs de ce type peuvent être associés en parallèle pour avoir une capacité de $4\ \mu F$. Cela permet de répartir le courant de manière égale sur les quatre condensateurs. Nous pouvons déduire à partir de la figure IV.8 que les condensateurs du primaire laissent circuler chacun $7,1\ A$ et les condensateurs du secondaire sont traversés par $5,1\ A$ chacun.

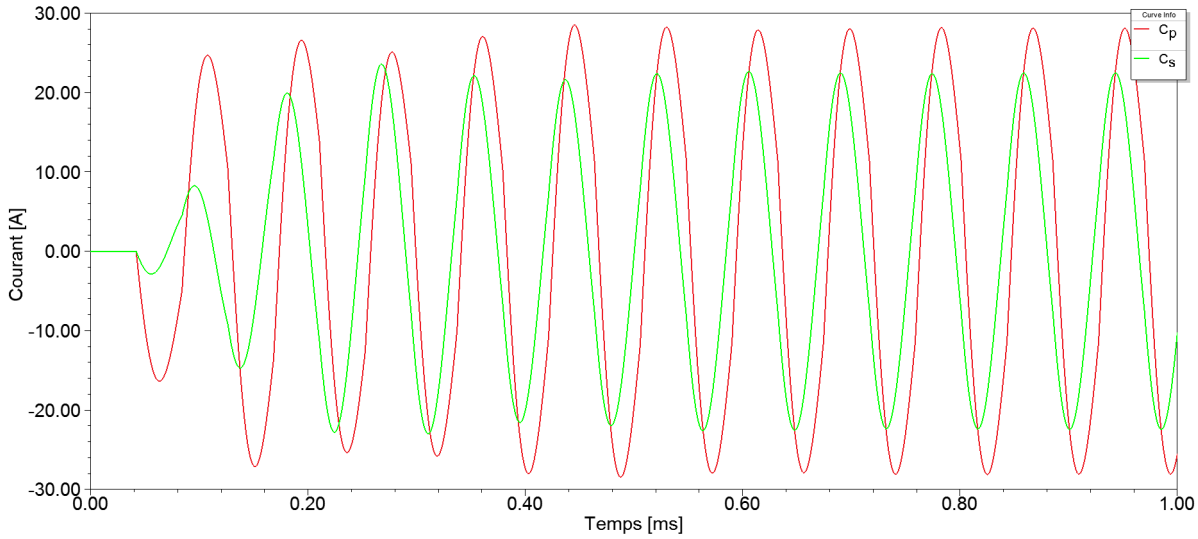


Figure IV.8 – Courants calculés aux niveaux des condensateurs C_p et C_s.

1. Datasheet en annexe

À partir des courbes des figures IV.7 et IV.8 ainsi que la datasheet des condensateurs utilisés, le système réalisé devrait présenter un fonctionnement sûr et robuste. En effet, les condensateurs ont une tolérance de 5% sur la valeur de leur capacité ce qui permet l'obtention d'une fréquence de résonance en pratique, proche de la fréquence de résonance théorique.

IV.2.3 Résistances supplémentaires

D'après le tableau IV.1 les valeurs des résistances utilisées dans la simulation sont plus élevées par rapport aux valeurs des résistances mesurées des bobines. En effet, le fonctionnement à la résonance implique des impédances Z_1 et Z_2 faibles (car la partie capacitive ($\frac{1}{jCw}$) est compensée par la partie inductive (jwL) du système) qui sont perçues comme des court-circuits par l'onduleur, d'où la nécessité de connecter des résistances en série aux bobines primaire et secondaire. En pratique, pour assurer un fonctionnement à la résonance tel que prévu dans la simulation, des résistances de puissance de valeur 1 Ω, figure IV.9, doivent être connectées au système de recharge dynamique sans contact. La présence de ces résistances impacte négativement le rendement du système, mais cela reste en dehors du cadre des travaux de thèse.

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{jC_p\omega} + j\omega L_1 = R_1 + \cancelto{0}{\frac{1}{jC_p\omega} + j\omega L_1} = R_1 \tag{IV.3}$$

$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{jC_s\omega} + j\omega L_2 = R_2 + \cancelto{0}{\frac{1}{jC_s\omega} + j\omega L_2} = R_2 \tag{IV.4}$$

Sachant que l'impédance totale du système est :

$$Z_T = Z_1 + \frac{M^2\omega^2}{Z_2} \tag{IV.5}$$

$$Z_T = R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_2} \tag{IV.6}$$

L'équation (IV.6) dépend de l'inductance mutuelle M qui est variable en fonction de la position du secondaire. La fréquence est également un paramètre important mais vu la configuration du système et son dimensionnement, elle reste relativement basse par rapport aux fréquences conventionnelles, $11,86\ kHz$ dans notre cas.

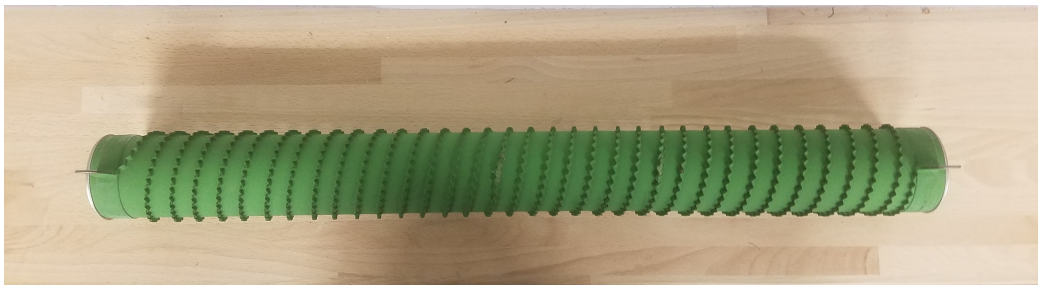


Figure IV.9 – Résistance de 1 Ω à connecter au primaire et au secondaire.

De ce fait, le seul degré de liberté permettant d'éviter un court-circuit est les résistances R_1 et R_2.

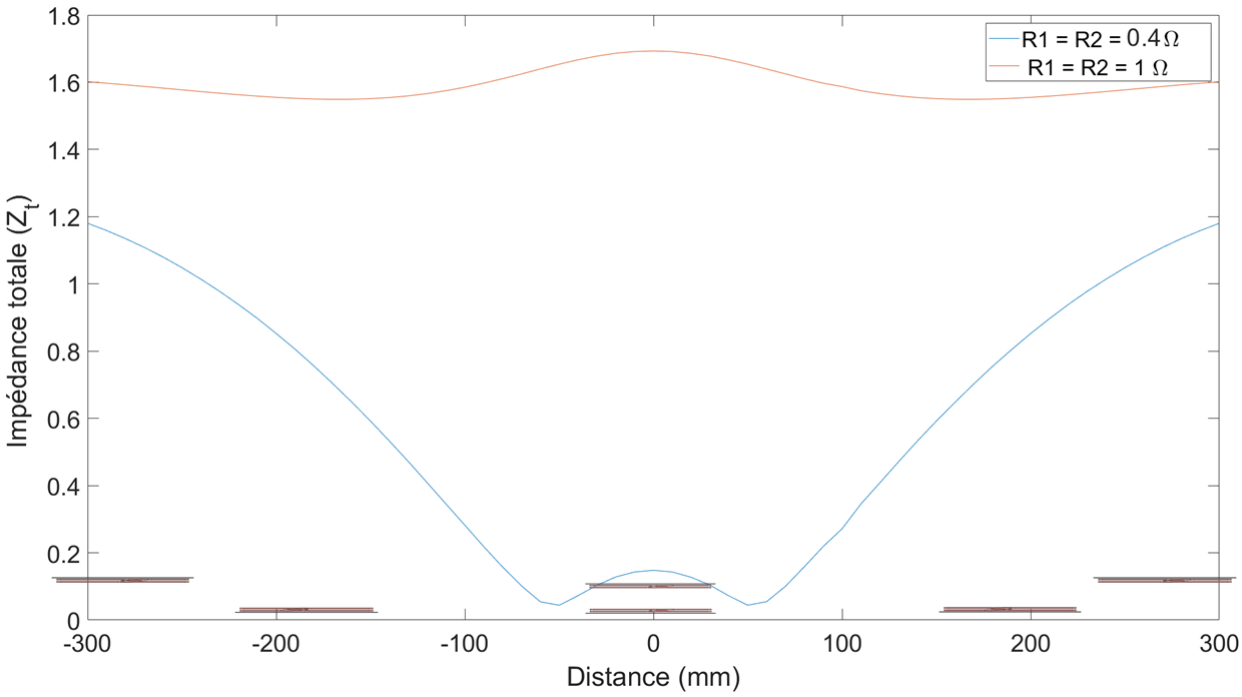


Figure IV.10 – Variation de l'impédance totale en fonction des résistances.

La figure IV.10 montre la variation de l'impédance totale Z_t en fonction de la position (ou de l'indutance mutuelle), nous remarquons que le comportement électrique du système est proche de celui du court-circuit dans le cas où ce système est constitué seulement de bobines et de condensateurs de compensation.

Nous avons mesuré les valeurs des principaux composants électriques constituant le banc d'essai et nous avons obtenu les valeurs suivantes :

Paramètre	Valeur
R_1	$1,04\ \Omega$
R_2	$1,06\ \Omega$
L_1	$63,35\ \mu H$
L_2	$63,49\ \mu H$
C_p	$3,9\ \mu F$
C_s	$4,1\ \mu F$

Tableau IV.2 – Éléments électriques du banc d'essai.

IV.2.4 Redresseur

Un redresseur est placé en cascade avec le secondaire afin de transformer le courant alternatif de fréquence $11,86\ kHz$ en un courant continu pour alimenter la batterie. Étant donné que nous ne disposons pas de batterie sur le banc d'essai, nous y avons substitué un projecteur à LEDs afin de permettre la dissipation de l'énergie collectée.

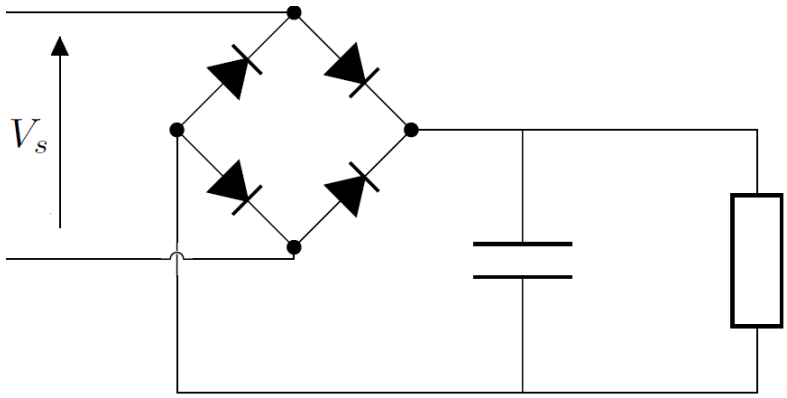


Figure IV.11 – Schéma du redresseur.

Le redresseur est un pont de diode **DSEI2X61-02A**, figure IV.12, connecté à deux condensateurs de filtrage, de 78 μF, qui permettent d'obtenir un signal utile sans perturbations.

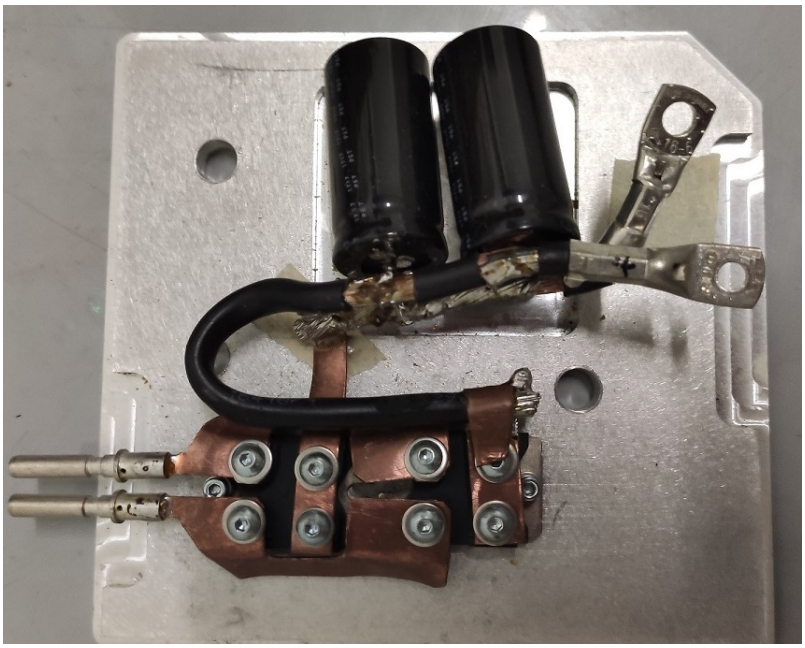


Figure IV.12 – Redresseur utilisé dans le banc d'essai.

IV.2.5 Projecteur à LED

Tel que mentionné précédemment un projecteur à LEDs DC, figure IV.13, fonctionnant sous des conditions bien déterminées, est connecté en parallèle au redresseur.

Paramètre	Valeur
$V_{RMS_{max}}$	70 V
$V_{RMS_{min}}$	9 V
P	120 W

Tableau IV.3 – Conditions de fonctionnement du projecteur à LEDs.

Figure IV.13 – Projecteur utilisé.

IV.3 Environnement de mesure

Les mesures ont été réalisées dans un laboratoire dédié au transfert d'énergie sans contact. Le système est posé sur une table en bois portée par une ossature métallique. En conséquence, des interactions indésirables peuvent être engendrées entre les champs magnétiques générés par le système et la partie métallique de la table.

IV.3.1 Intrumentation

Dans cette section, nous allons décrire les sondes électriques et magnétiques, figure IV.14, utilisées pour les mesures.

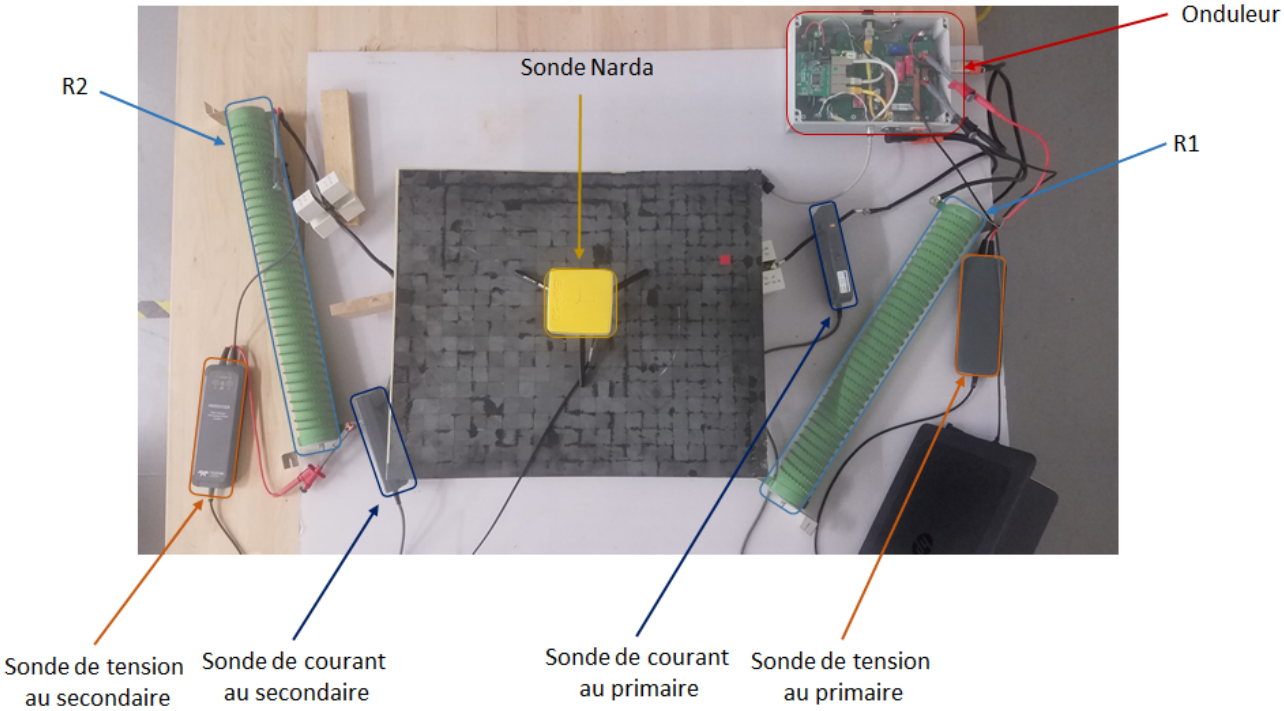


Figure IV.14 – Exemple de configuration de mesure.

IV.3.1.1 Sondes de tension

Deux sondes de tensions identiques sont placées au primaire et au secondaire du banc d'essai comme le montre la figure IV.14. Les sondes sont différentielles afin de faciliter les mesures et éviter tout risque de court-circuit lié à une mauvaise mise à la masse.
La sonde utilisée est une sonde **HVD3102A** de la marque *LeCroy*, figure IV.15, avec une

bande de fréquence allant de 0 jusqu'à 25 MHz, pour une tension maximale pic supportée de 1500 V.

Figure IV.15 – Sonde de tension utilisée.

La sonde du primaire est placée à la sortie de l'onduleur, et la sonde du secondaire est connectée aux bornes de la résistance R_2.

IV.3.1.2 Sondes de courant

Deux sondes de courants identiques sont également utilisées, la première est placée à l'entrée de la bobine primaire et la seconde à la sortie de la bobine secondaire.
Nous avons opté pour des sondes sondes *LeCroy* **CP150**, figure IV.16(a), d'une bande passante de 2 MHz et pouvant mesurer jusqu'à 70 A à $11,86$ kHz, figure IV.16 (b).

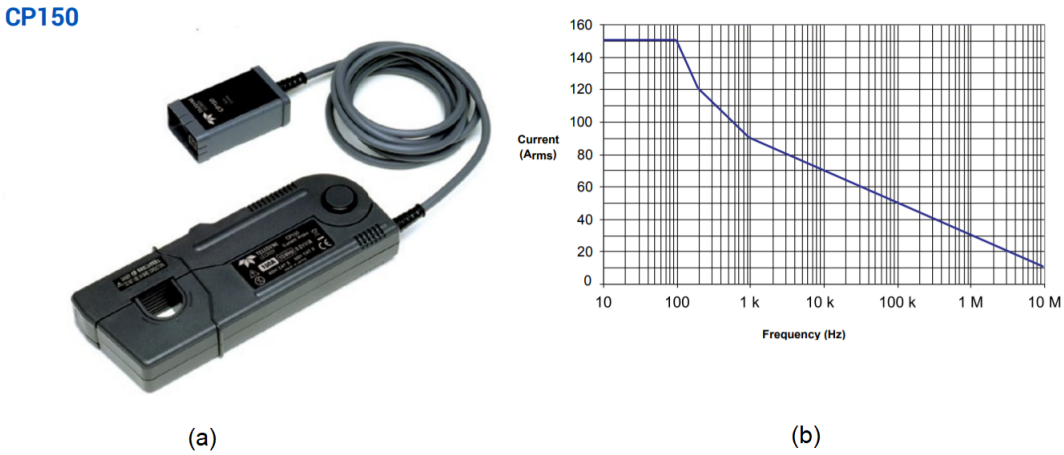


Figure IV.16 – Sonde de courant utilisée.

IV.3.1.3 Oscilloscope

Un oscilloscope "**TELEDYNE LECROY**" est utilisé afin de lire les signaux relevés par les quatre sondes utilisées. En effet le "*WaveSurfer 3000*", figure IV.17, a une bande passante allant de 100 MHz jusqu'à 1 GHz et dispose d'un module de traitement de données servant à effectuer différentes opérations comme le calcul de la FFT par exemple. Les résultats de mesure peuvent être exportés dans des fichiers de type ".dat" afin de pouvoir les exploiter à des fins spécifiques.

Cet oscilloscope présente une limitation sur la résolution d'écriture des fichiers exportés tel que nous le verrons dans la section IV.4.

Figure IV.17 – Oscilloscope **TELEDYNE LECROY** *WaveSurfer 3000*.

IV.3.1.4 Analyseur d'impédance

L'analyseur d'impédance est un instrument de mesure qui permet d'évaluer l'impédance de différents composants à différentes fréquences.
Certains analyseurs d'impédance sont pourvus de RLC mètre et ainsi permettent de donner l'évolution de l'impédance et ses paramètres RLC en fonction de la fréquence.

Figure IV.18 – analyseur d'impédance **HIOKI-IM3570**.

L'analyseur d'impédance **HIOKI-IM3570**, figure IV.18 est utilisé car il permet de mesurer l'impédance ainsi que ses paramètres RLC de 4 Hz à 5 MHz avec une précision de $\pm 0.08\%$, en plus de permettre un balayage de fréquence qui est utile dans notre cas afin de confirmer et valider la fréquence de résonance du coupleur.

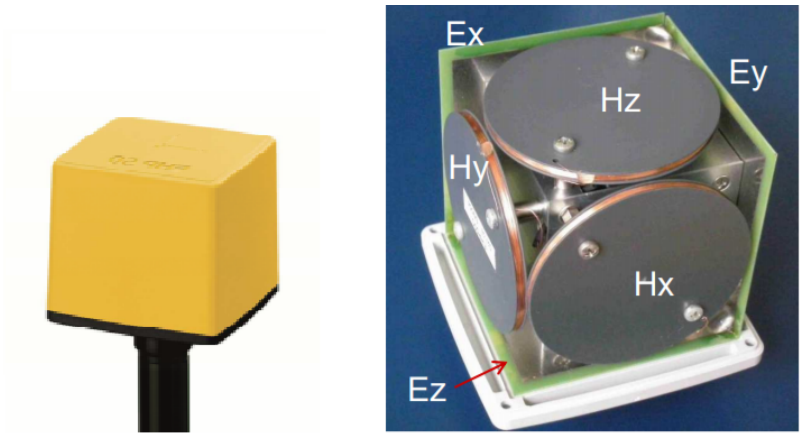
(a) (b)

Figure IV.19 – Pinces (a) et DC bias utilisés (b).

Le composant analysé est connecté à l'instrument via les pinces à quatre terminaux "**FOUR-TERMINAL PROBE L2000**", figure IV.19 (a) et un module de polarisation en courant appelé "**DC BIAS CURRENT UNIT 9269-10**", figure IV.19 (b).

IV.3.1.5 Sonde de champ magnétique

Nous disposons d'une sonde de mesure des champs magnétique et électrique, de type **"Narda EHP-50"**, figure IV.20(a), le champ magnétique est obtenu grâce à des bobines et le champ électrique grâce à des plaques capacitives, figure IV.20(b).



(a) (b)

Figure IV.20 – Sonde Narda utilisée.

Les champs sont mesurés de 1 Hz à 400 kHz avec la possibilité de réaliser une comparaison des intensités mesurées, aux différentes recommandations ICNIRP 1998 et 2010 grâce à l'application de la méthode de crête pondérée, moyennant l'utilisation d'un logiciel d'acquisition dont l'interface est présentée figure IV.21.

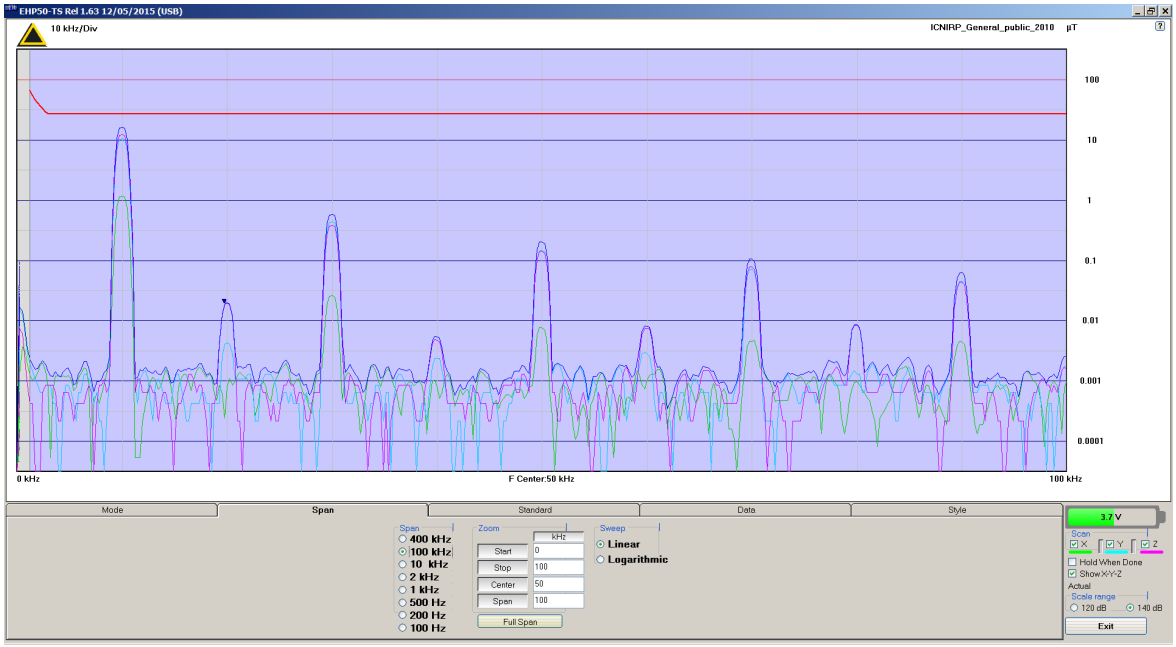


Figure IV.21 – Exemple de l'interface d'acquisition.

L'interface de la figure IV.21 montre la comparaison des intensités mesurées au gabarit en rouge de l'ICNIRP 2010 pour le grand public. Des standards personnalisés peuvent être appliqués afin d'avoir d'autres comparaisons.

IV.3.2 Méthodes expérimentales de mesure

La méthode de mesure des champs est assez simple pour les mesures quasi-statiques, Il est utile à ce stade de rappeler l'objectif de ces expérimentations, qui consistent à valider les modèles développés en se basant sur les différents composants du système.
Ainsi, les courants et tensions sont récupérés grâce à l'oscilloscope et sont comparés aux valeurs obtenues par simulation numérique.

La sonde "Narda" est placée dans différentes positions et les valeurs des champs mesurés sont comparées aux valeurs obtenues avec Maxwell 3D.

IV.4 Résultats de mesure et validations

Nous avons déjà validé, dans la section (II.2.1), les résultats de modélisation de l'inductance propre, moyennant l'utilisation de l'outil de simulation Maxwell 3D, en les comparant aux valeurs mesurées avec l'analyseur d'impédance décrit dans la section (IV.3.1.4).

Dans cette première partie commune, aux validations quasi-statique et dynamique présentées dans les sections suivantes, nous comparons les résultats de modélisation de l'inductance mutuelle avec les mesures à différentes positions, en considérant un entrefer de 100 mm entre le primaire et le secondaire.

L'inductance mutuelle est mesurée pendant le déplacement du secondaire avec un pas spatial de 20 mm entre -320 mm et $+320$ mm, avec une position de référence 0 mm correspondante au cas de bobines en vis-à-vis. La figure IV.23 montre la comparaison des valeurs mesurées et des valeurs calculées.

La méthode de mesure de l'inductance mutuelle est identique à celle utilisée dans [69], qui consiste à mettre en court-circuit l'une des deux bobines et connecter l'analyseur d'impédance aux bornes de la seconde bobine tel qu'illustré dans la figure suivante :

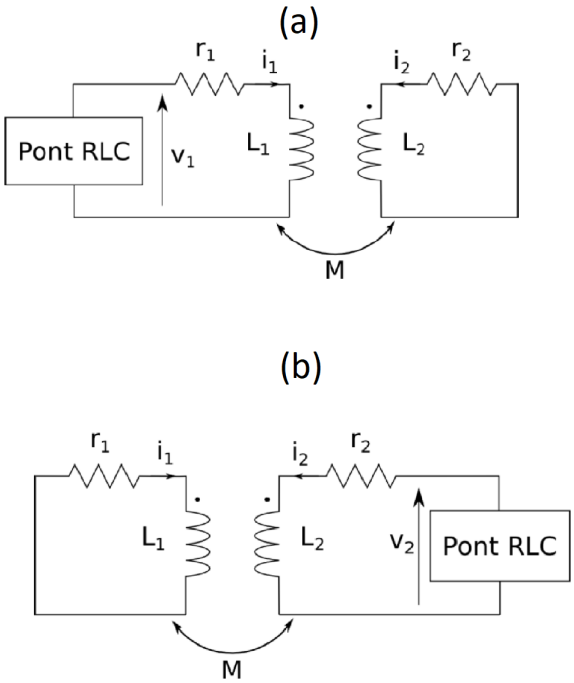


Figure IV.22 – Mesure de l'inductance mutuelle par la mise en court circuit du primaire (a) ou du secondaire (b).

En se basant sur la figure IV.22, nous obtenons la valeur de l'inductance mutuelle de la manière suivante :

$$v_1 = j\omega i_1 L_{leak} \tag{IV.7}$$

$$v_2 = 0 = jL_2\omega i_2 + jM\omega i_1 = L_2 i_2 + M i_1 \tag{IV.8}$$

L'équation IV.8 donne :

$$i_2 = \frac{-M}{L_2} i_1$$

Nous substituons i_2 dans IV.7 et nous calculons :

$$M = \sqrt{L_1.L_2 - L_2.L_{leak}} \tag{IV.9}$$

Sachant que L_1 et L_2 correspondent aux valeurs d'indctance propre du primaire et du

secondaire respectivement et sont directement lues sur l'analyseur d'impédance.
Le courant i_1 et la tension v_1 sont lus directement sur l'analyseur d'impédance et permettent de calculer l'inductance de fuite L_{leak}.

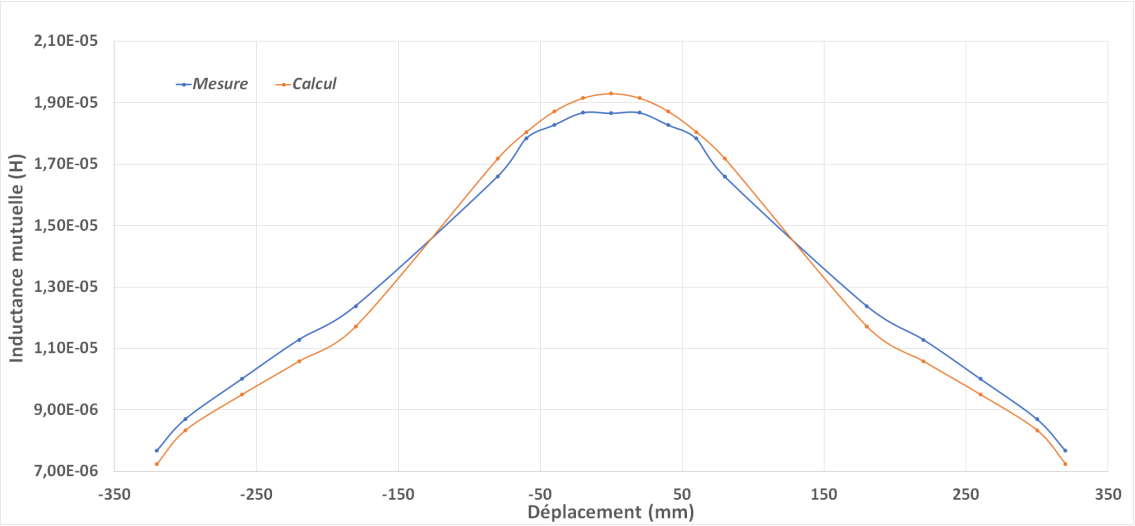


Figure IV.23 – Comparaison des valeurs mesurées et des valeurs calculées de l'inductance mutuelle en présence des plaques de ferrite.

Nous remarquons une bonne corrélation sur l'ensemble de la figure avec des différences allant jusqu'à 6% qui sont dues principalement aux connexions en fil de cuivre, et d'autres éléments parasites tels que le socle métallique de la table de mesure et le bras du robot. En effet, à cause des contraintes d'utilisation du bras robotisé ainsi que le manque d'espace, les bobines reposent sur une table en bois ayant un socle métallique, ce qui ne représente pas l'environnement de mesure idéal pour ce type d'expériences. A cela s'ajoute les différences dans les inductances propres d'une bobine à l'autre.

Nous signalons que les valeurs d'inductance mutuelle sont importantes car les mesures sont réalisées sur le banc en présence des plaques de ferrite au primaire et au secondaire.

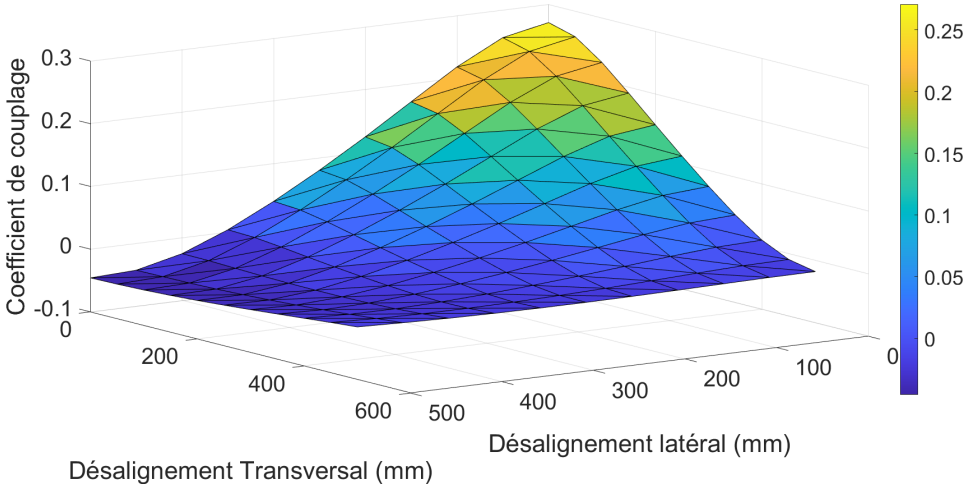


Figure IV.24 – Variation du coefficient de couplage simulé en fonction des désalignements latéral et transversal.

Tel que nous pouvons le constater sur la figure IV.24, le maximum de l'inductance mutuelle correspond à la position sans désalignement, ce qui était prévisible, car le champ magnétique généré est majoritairement reçu par le bobinage secondaire.

IV.4.1 Mesures en quasi-statique

Dans un premier temps les validations sont réalisées en quasi-statique car les configurations de mesure sont plus faciles à mettre en place. Nous commençons par effectuer une comparaison des grandeurs électriques suivies des grandeurs magnétiques, car ces dernières découlent des courants induits.

Afin de s'assurer de la pertinence des comparaisons, les validations sont faites sur trois positions spatiales autour du coupleur en position optimale.

IV.4.1.1 Validation des paramètres électriques du système

Un modèle électrique équivalent du système dans des conditions de fonctionnement parfaites est réalisé, c'est-à-dire que les bobines sont en vis-à-vis et séparées par un entrefer de 100 mm, figure IV.14. Les tableaux IV.4 et IV.5 résument respectivement les paramètres électriques du système et les paramètres numériques de simulation.

Paramètre	Valeur mesurée	Valeur simulée
BUS DC	40 V	40 V
R_1	$1,04\Omega$	1Ω
R_2	$1,06\Omega$	1Ω
L_1	$63,84\mu H$	$66,74\mu H$
L_2	$63,64\mu H$	$65,37\mu H$
C_1	$3,9\mu F$	$4\mu F$
C_2	$4,1\mu F$	$4\mu F$
Fréquence de résonance	$11,86kHz$	$11,86kHz$

Tableau IV.4 – Paramètres électriques du système.

Paramètre	Valeur
t_{final}	600 μs
dt_{max}	1 μs
dt_{min}	$0,1$ μs

Tableau IV.5 – Paramètres numériques de simulation.

Les paramètres nécessaires à la configuration de la simulation sous "Simplorer" sont présentés dans le tableau IV.5 avec un t_{final} de simulation de 600 μs et un pas temporel variant entre $0,1$ μs et 1 μs. La variation entre le pas de calcul maximal et minimal rend la prédiction du temps de calcul du modèle compliquée voire impossible.

La figure IV.25 montre une bonne corrélation entre les grandeurs électriques mesurées avec le banc d'essai et calculées sous Simplorer (Twin-Builder). Ces mêmes grandeurs seront ensuite utilisées comme excitations des bobines pour générer les champs magnétiques qui seront comparés aux intensités mesurées.
Nous pouvons voir sur la figure IV.25 que la tension de sortie de l'onduleur $V_{1_{mesure}}$ pré-

sente des pics atteignant jusqu'à 46 V au début de la commutation, cette surtension n'est pas présente dans la tension $V_{1_{calcul}}$ car le modèle électrique suppose l'utilisation d'interrupteurs parfaits.

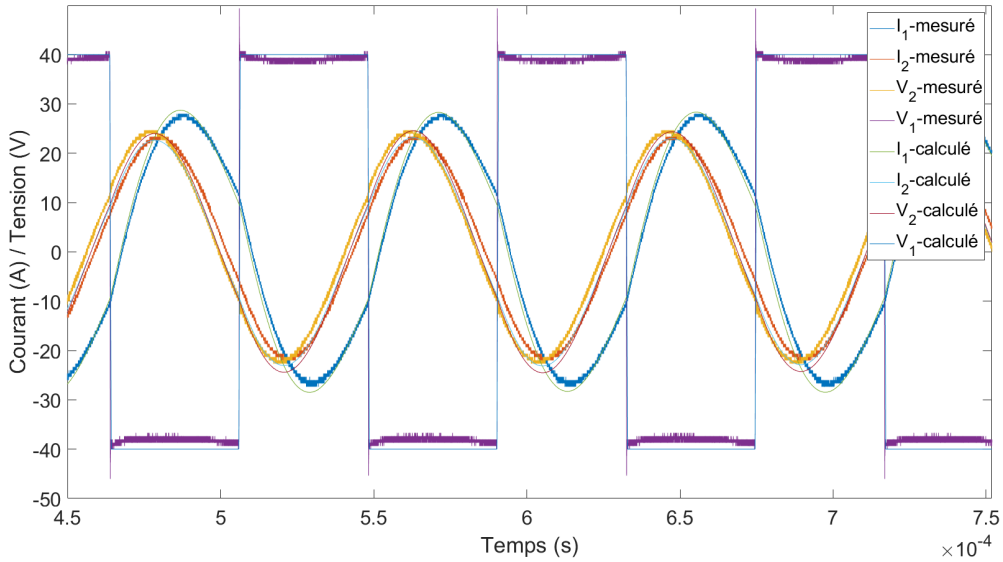


Figure IV.25 – Comparaison des grandeurs électriques mesurées et calculées pour des bobines en vis-à-vis.

La corrélation la plus importante et la plus notable est celle des courants I_1 et I_2, figure IV.25. En effet, les champs magnétiques générés par le système dépendent directement de l'intensité des courants et de leurs fréquences. Par ailleurs, nous pouvons remarquer sur la figure IV.25 que les deux courants I_1 et I_2 ne sont pas parfaitement sinusoïdaux mais contiennent de faibles harmoniques comme le montre la figure IV.26. Ces derniers sont principalement dûs au signal fourni par l'onduleur qui n'est pas parfaitement sinusoïdal.

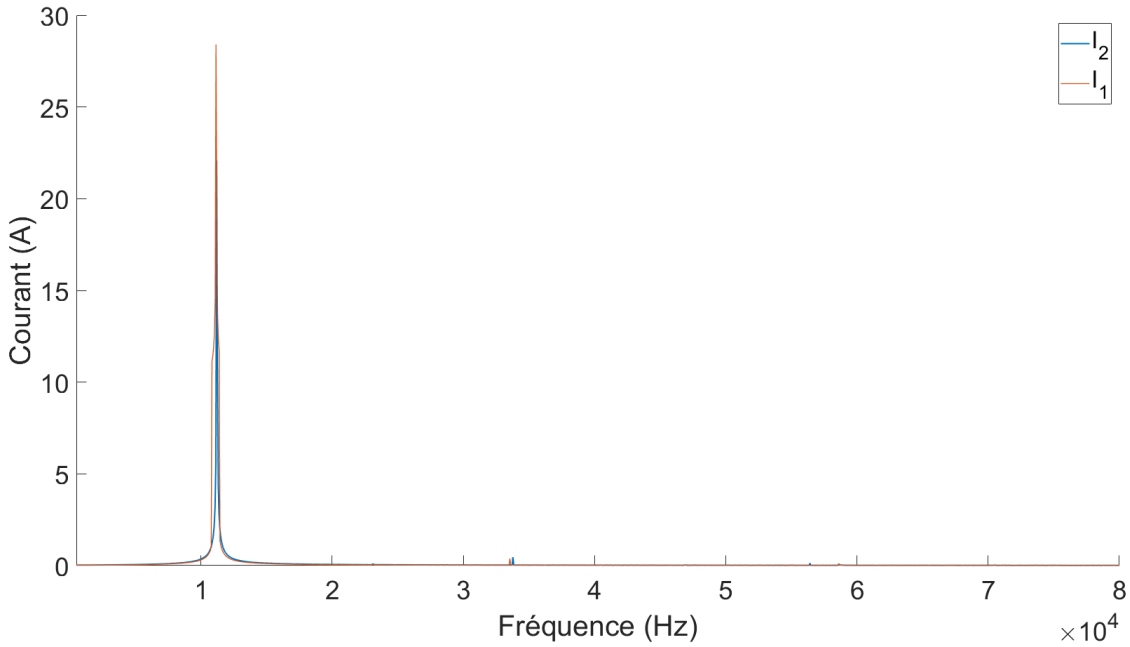


Figure IV.26 – Comparaison des courants mesurés dans le domaine fréquentiel.

IV.4.1.2 Validation des grandeurs magnétiques du système

Afin de valider le modèle global du système de charge sans contact en se basant sur la banc d'essai développé dans ce travail de thèse, et décrit précédemment dans ce chapitre, une dernière étape de comparaison doit être prise en compte. Il s'agit d'établir la corrélation entre l'intensité du champ magnétique mesuré avec la sonde Narda et le champ magnétique obtenu par la simulation numérique à différents points. Nous avons alors défini trois points d'évaluation différents qui sont illustrés dans le tableau IV.6. Ces points d'évaluation sont choisis proches du coupleur, car le danger potentiel de ces systèmes se trouve dans le voisinage immédiat des bobines.

Pour rappel, l'entrefer du coupleur est de 100 mm et les bobines sont en vis-à-vis.

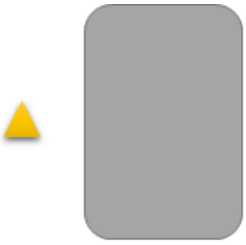
Point	Vue de dessus	Vue de face
Point central		
Point 1		
Point 2		

Tableau IV.6 – Différentes positions de la sonde pour la mesure de l'induction magnétique en statique.

IV.4.1.2.1 Mesure au point central

La figure IV.27 est une comparaison de l'intensité de l'induction magnétique mesurée au point central du système, tel que décrit dans le tableau IV.6, en fonction de la fréquence.

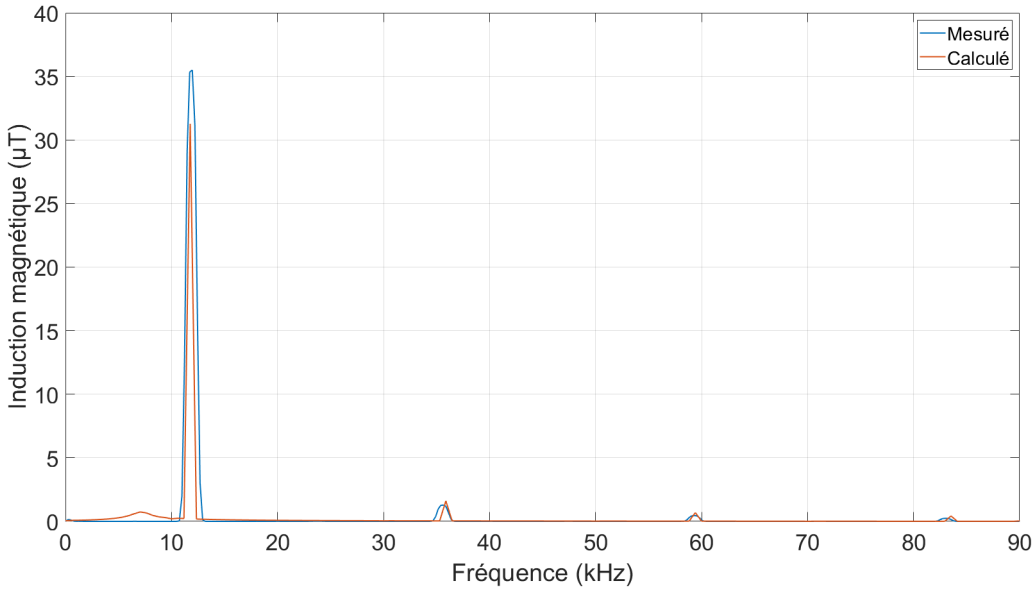


Figure IV.27 – Comparaison de l'indcution magnétique mesurée et calculée au point central décrit dans le tableau IV.6.

Nous pouvons remarquer sur la figure IV.27 une bonne corrélation en termes d'intensité d'induction magnétique, avec une différence de 10% à la fréquence fondamentale, et une corrélation quasi parfaite aux fréquences harmoniques.

IV.4.1.2.2 Mesure au point 1

Le point 1 étant plus proche et plus exposé au coupleur que le point précédent, nous nous attendons à avoir des niveaux d'inductions magnétiques plus élevés par rapport au point central. La figure IV.28 est une comparaison des niveaux mesurés et des niveaux calculés.

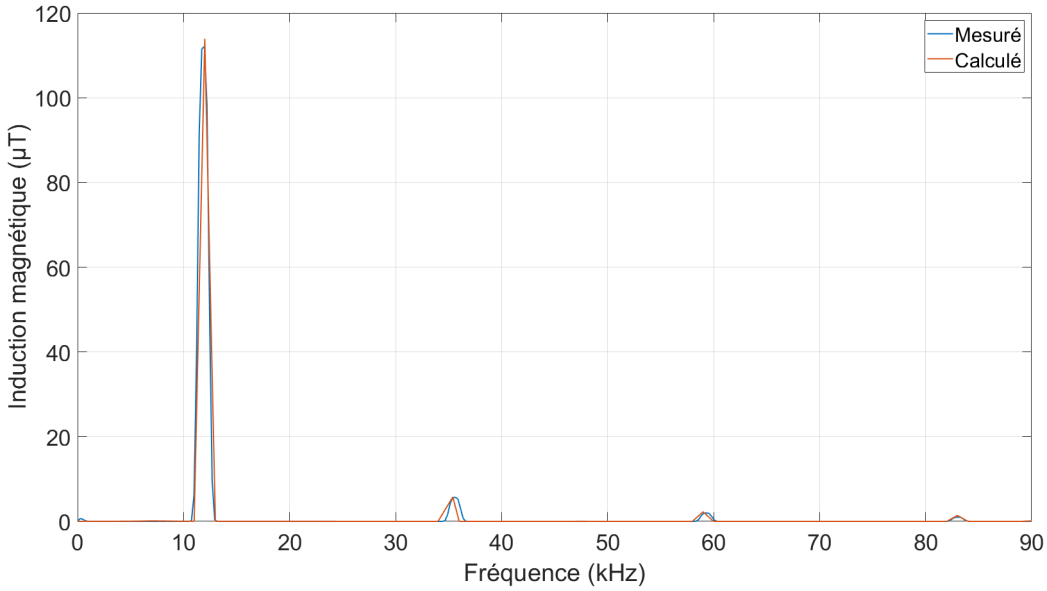


Figure IV.28 – Comparaison de l'indcution magnétique mesurée et calculée au point 1 décrit dans le tableau IV.6.

Nous pouvons remarquer que les courbes de la figure IV.28 présentent une excellente corrélation à toutes les fréquences, avec une différence de 2% à la fréquence fondamentale.

IV.4.1.2.3 Mesure au point 2

Le point de mesure 2 situé au centre du flanc gauche (vue de dessus) du coupleur, présente des intensités d'induction magnétique plus élevées par rapport au point central et au point de mesure 1, à cause de son exposition symétrique aux champs magnétiques générés par le système. La figure IV.29 est une comparaison entre les niveaux mesurés et calculés.

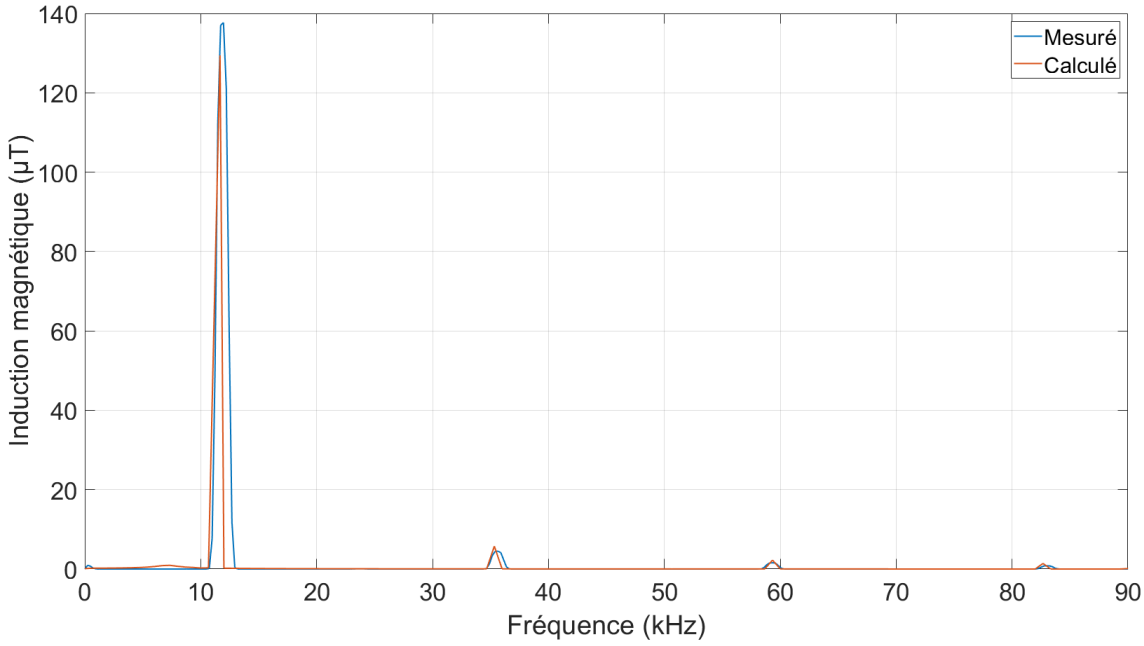


Figure IV.29 – Comparaison de l'induction magnétique mesurée et calculée au point 2 décrit dans le tableau IV.6.

Tout comme les deux figures précédentes, nous pouvons remarquer une bonne concordance entre l'intensité de l'induction magnétique mesurée et calculée à la fréquence fondamentale, avec une différence de 5%, et aux harmoniques impaires $3, 5$ et 7.

La validation des mesures magnétiques, à travers les trois figures IV.27 à IV.29, nous permet de conclure sur la précision et l'utilité de la co-simulation pour les systèmes de transfert d'énergie sans contact statiques.

Ces modèles permettent de prendre en considération le champ magnétique généré par ces systèmes et d'y apporter les modifications nécessaires (géométries de ferrite et de bobine, blindage, ...) afin qu'ils soient conforment aux recommandations de l'ICNIRP.

IV.4.2 Mesures en dynamique

La méthode de validation en dynamique est différente de celle appliquée pour le système statique. En effet, les contraintes de déplacement liées à l'utilisation du bras ainsi que l'espace disponible dans le laboratoire délimitent le nombre de points de mesure illustrés dans la figure IV.36.

IV.4.2.1 Primaire avec une bobine émettrice

Le banc de validation dynamique reprend les mêmes composants utilisés dans la section précédente, en plus de l'utilisation du bras robotisé, décrit dans la section (I.6.5), émulant le déplacement à vitesse fixe.

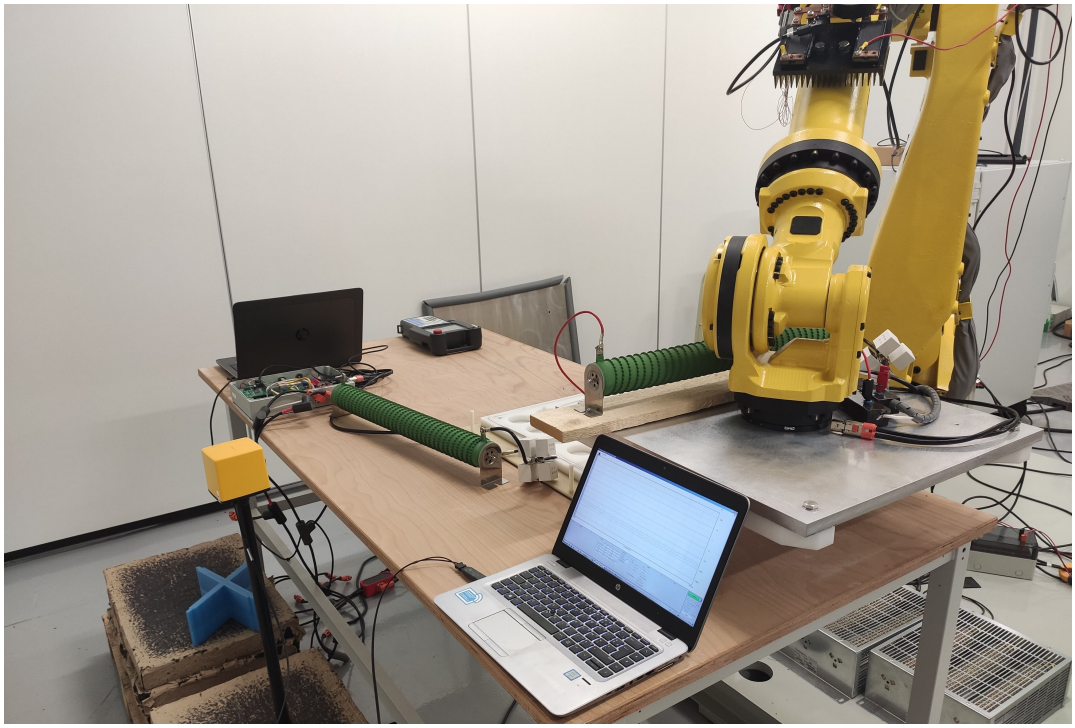


Figure IV.30 – Espace de mesure en laboratoire.

Le bras robotisé est configuré de telle manière à avoir un déplacement linéaire rectiligne sur une distance de $1,5\ m$ à $300\ mm/s$.

Notons que le robot présente des périodes d'accélération et de décélération de $12\ mm$ chacune au début et à la fin du mouvement respectivement.Ces deux distances restent négligeables devant la distance totale parcourue par le bras du robot.

Par ailleurs, nous nous sommes assurés d'avoir un déplacement rectiligne et uniforme du secondaire au dessus du primaire, afin d'avoir une évolution de courant induit symétrique, de part et d'autre de la position centrale.

Nous pouvons voir sur la figure IV.30 que l'espace de mesure disponible est restreint et ne permet pas la mesure du champ magnétique en toutes positions de l'espace proche ou lointain du coupleur.

En effet, afin de pouvoir déplacer le bras robotisé à une telle vitesse, il est primordiale d'avoir un contre poids permettant de compenser l'inertie du bras, ou bien d'enterrer la base du bras dans un socle en béton, dans notre cas nous avons fixé le bras robotisé à un socle métallique dimensionné de façon à supporter le déplacement du bras à vitesse maximale.

IV.4.2.2 Mesures des grandeurs électriques

Les figures IV.32 à IV.34 illustrent l'évolution des grandeurs électriques (courant et tension) du système en fonction du déplacement.

En effet, pour les figures IV.31 et IV.32 nous remarquons que le centre des courbes correspond à la position d'alignement parfait des bobines, car le couplage entre les bobines est à son maximum et donc l'intensité du courant est maximale en cette position.

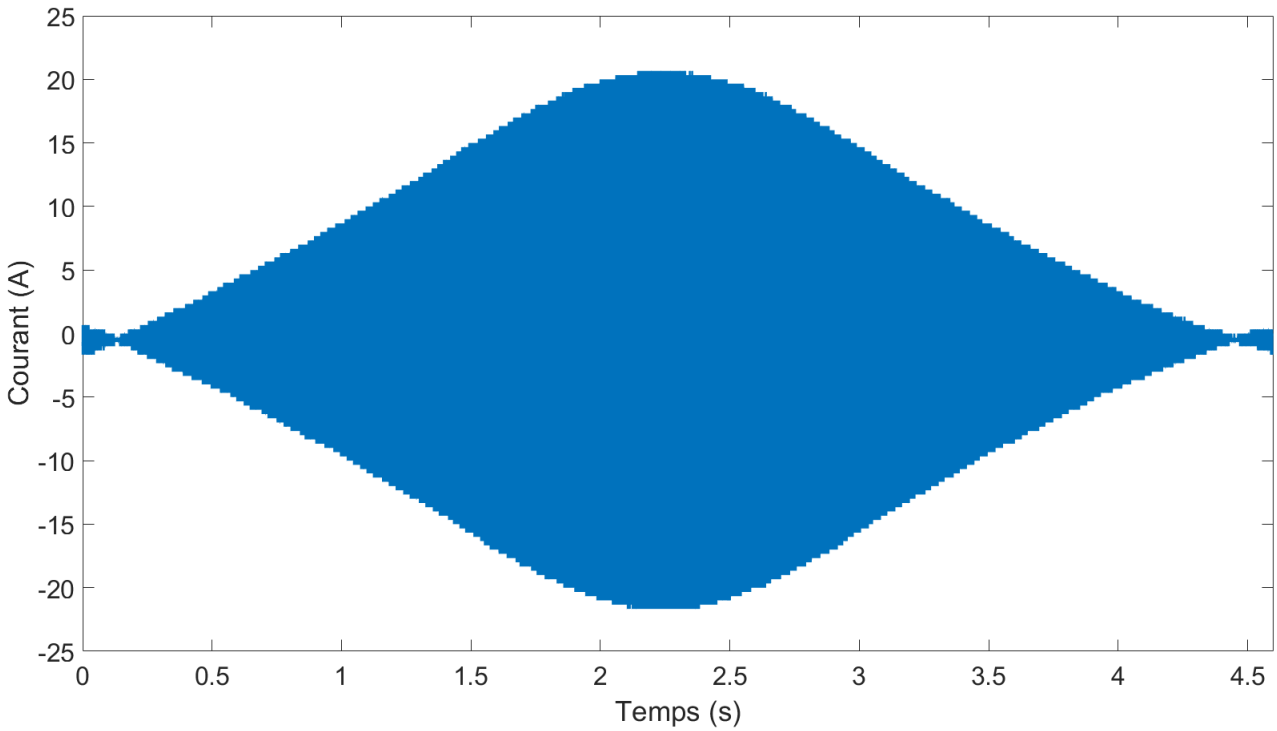


Figure IV.31 – Évolution du courant mesuré dans la bobine secondaire.

Le comportement résistif du système qui est dû au fonctionnement à la résonance de ce dernier, permet d'obtenir des courbes de tension et de courant de même allure tel que nous pouvons le voir sur les figures IV.31 et IV.32.

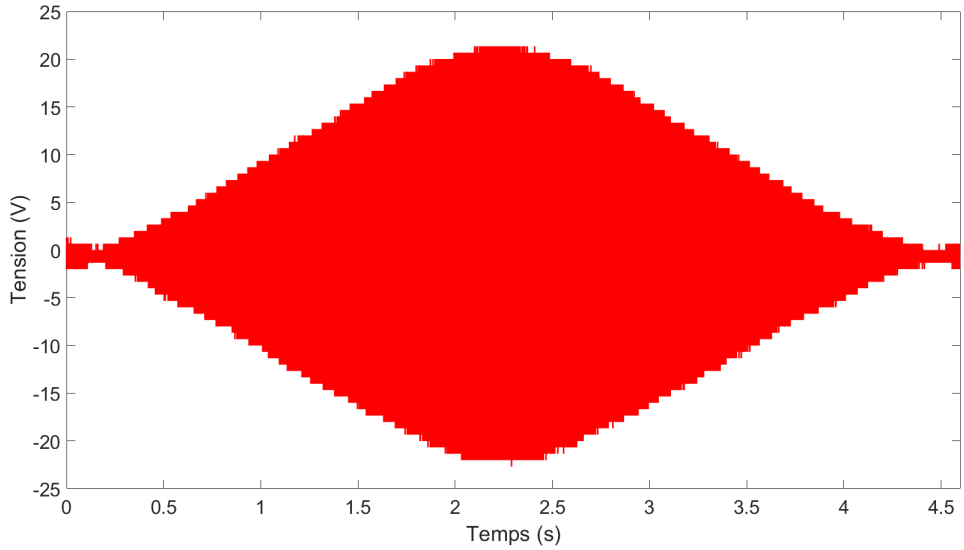


Figure IV.32 – Évolution de la tension mesurée dans la bobine secondaire.

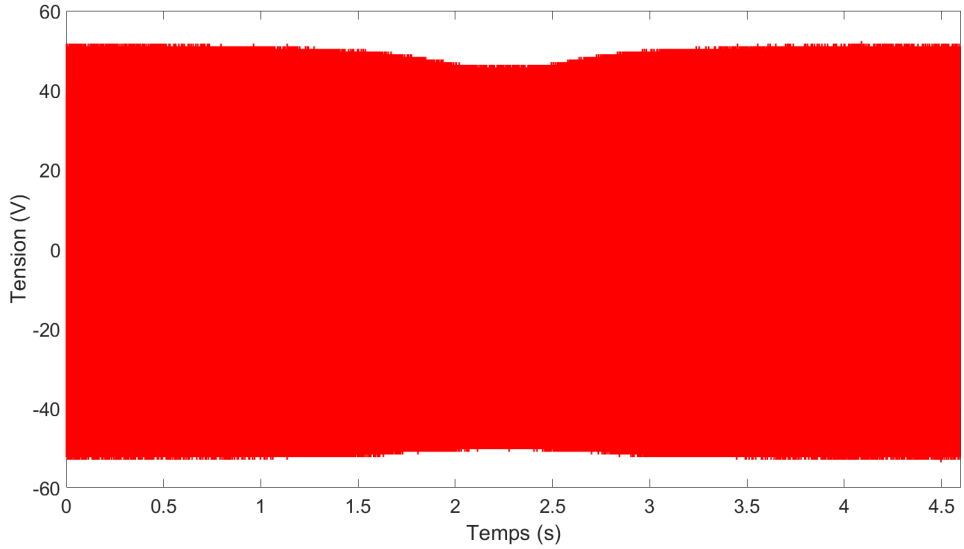


Figure IV.33 – Évolution de la tension mesurée dans la bobine primaire.

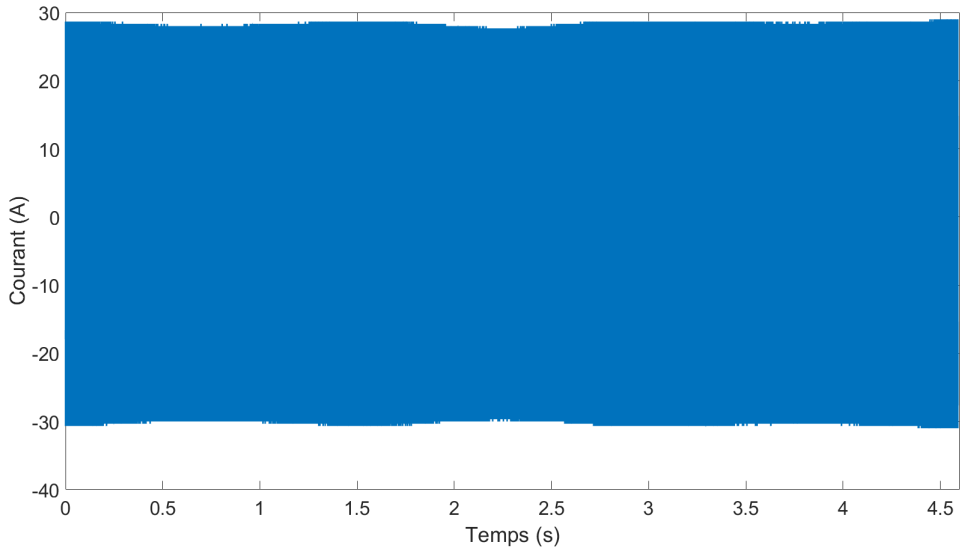


Figure IV.34 – Évolution du courant mesuré dans la bobine primaire.

La limitation en résolution d'écriture de l'oscilloscope ainsi que la fréquence des grandeurs mesurées impliquent une résolution graphique moyenne telle qu'illustrée sur les deux figures IV.31 et IV.32. Afin de mieux observer le comportement du système nous avons effectué un zoom sur une partie restreinte des courbes précédentes, figure IV.35.

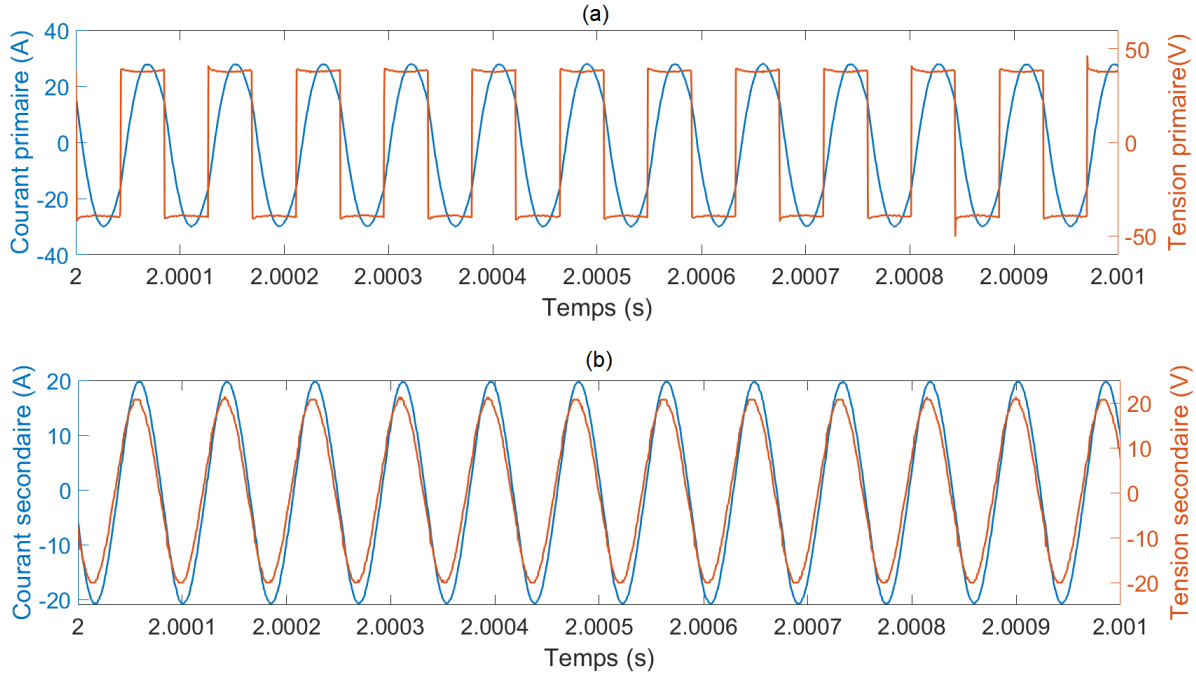


Figure IV.35 – Grandeurs électriques au primaire (a) et au secondaire (b).

Nous remarquons dans la figure IV.35 (a) que le courant et la tension primaire ne traversent pas le zéro au même instant, cela implique des pertes en commutation et cela peut être corrigé avec une commande sur la fréquence de commutation des onduleurs. En effet, la capacité des condensateurs de compensation est calculée en fonction des inductances propres qui peuvent varier en fonction de l'environnement proche des bobines. Par ailleurs, la tolérance sur les valeurs des capacités des condensateurs de compensation influence également le déphasage entre les courants et tensions au niveau du primaire et secondaire.

IV.4.2.3 Mesures des grandeurs magnétiques

Les mesures de champ magnétique en dynamique ne sont pas évidentes à mettre en œuvre car l'utilisation du bras robotisé limite l'espace disponible dans le laboratoire.
La sonde de mesure est positionnée à une hauteur fixe de 50 *mm* par rapport au primaire puis déplacée horizontalement sur six positions de mesure différentes, figure IV.36.

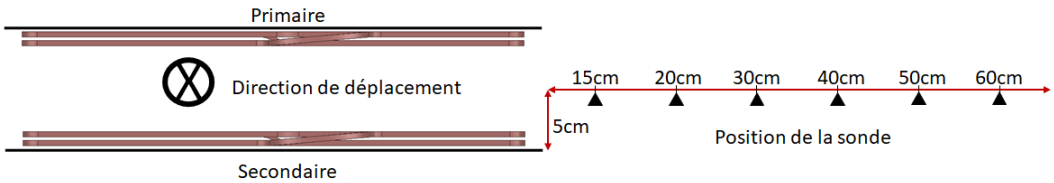


Figure IV.36 – Positions de la sonde pour mesurer l'induction magnétique.

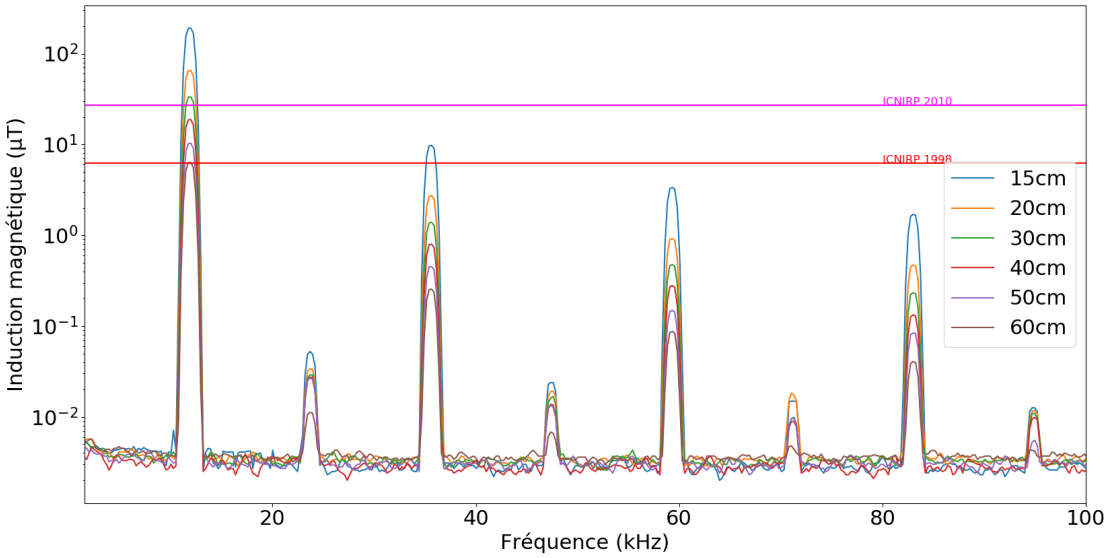


Figure IV.37 – Induction magnétique mesurée sur les six postions.

La figure IV.37 représente l'induction magnétique mesurée sur les six différents points de la figure IV.36, nous pouvons remarquer très clairement que l'induction magnétique est inversement proportionnelle à la distance par rapport à la source, ce qui est tout à fait attendu.

Le même constat dressé dans la section précédente est vérifié ici concernant l'existence d'harmoniques dans le spectre de l'induction magnétique. Ces harmoniques sont la conséquence des harmoniques impaires des courants primaire et secondaire. Cette distorsion peut être réduite en ayant une commande avec adaptation de fréquence pour avoir une résonance en tout point du système.

Fréquence	15 cm	20 cm	30 cm	40 cm	50 cm	60 cm
$11,96\ kHz$	$191,02\ \mu T$	$65,19\ \mu T$	$33,42\ \mu T$	$18,79\ \mu T$	$10,30\ \mu T$	$6,33\ \mu T$
$35,64\ kHz$	$9,76\ \mu T$	$2,71\ \mu T$	$1,38\ \mu T$	$0,79\ \mu T$	$0,45\ \mu T$	$0,26\ \mu T$
$59,32\ kHz$	$3,27\ \mu T$	$0,91\ \mu T$	$0,47\ \mu T$	$0,27\ \mu T$	$0,14\ \mu T$	$0,090\ \mu T$
$83,00\ kHz$	$1,69\ \mu T$	$0,46\ \mu T$	$0,23\ \mu T$	$0,13\ \mu T$	$0,08\ \mu T$	$0,04\ \mu T$

Tableau IV.7 – Valeurs de l'inductance magnétique B aux différentes fréquences harmoniques.

Les deux limites tracées sur la figure IV.37 correspondent aux limites d'exposition fixées par l'ICNIRP en 1998 et 2010 à $6,25\ \mu T$ et $27\ \mu T$ respectivement. À travers le tableau IV.7, nous pouvons voir qu'à la fréquence fondamentale $11,96\ kHz$ nous avons un dépassement du seuil jusqu'à une distance de 40 cm du bord de la bobine, soit 65 cm

du centre des bobines en vis-à-vis pour la limite de 2010. En se référant au seuil de 1998, le système ne se conforme aux recommandations qu'à partir de 60 cm du bord de la bobine.

Afin de déterminer le niveau réel d'exposition, il est nécessaire de prendre en considération les harmoniques dans le calcul de l'exposition. L'exposition peut être diminuée avec l'ajout de plaque d'aluminium adaptée, une commande de fréquence réduisant les harmoniques de courant ou bien une géométrie de plaque de ferrite différente.

IV.4.3 Validation Expérimentale

Un modèle numérique du système expérimental est réalisé en co-simulation afin de faire une comparaison entre les mesures expérimentales et les résultats de modélisation et simulation développées dans les chapitres précédents. Les caractéristiques du système expérimental sont décrites en détail dans le tableau IV.4.

Le secondaire se déplace sur une distance de 700 mm à une vitesse de 300 mm/s, tableau IV.8. Les contraintes numériques de calcul impliquent la simulation de la moitié seulement du déplacement total effectué en pratique, les figures sont présentées avec la partie symétrique des courbes.

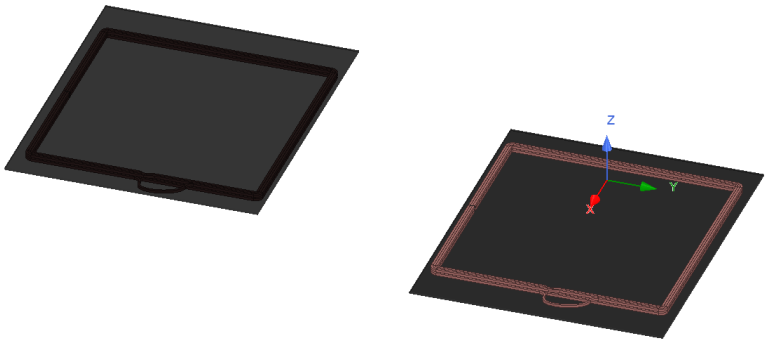
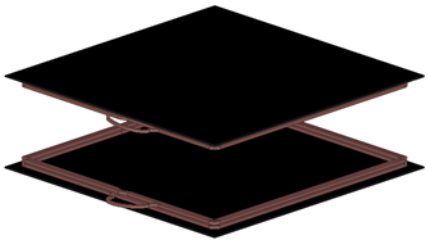
Position Initiale ($t = 0\ s$)	
Position Finale ($t = 2,5\ s$)	

Tableau IV.8 – Positions initiale et finale de la simulation.

L'application de cette règle de symétrie permet de réduire le temps total de calcul de la moitié. En effet, la configuration du système et du logiciel de calcul est telle qu'il est impossible d'inclure des plans de symétries supplémentaires, de plus la fréquence de $11,86kHz$ ainsi que les conditions de convergence du logiciel imposent un pas de calcul inclus entre $0,5\ \mu s$ et $1\ \mu s$. Notons que le temps de résolution total a dépassé les 1000 $heures$.

IV.4.3.1 Validation du modèle de simulation

La figure IV.38 est une comparaison du courant induit dans le secondaire mesuré avec la sonde de courant et le courant induit obtenu par simulation avec "Maxwell 3D".

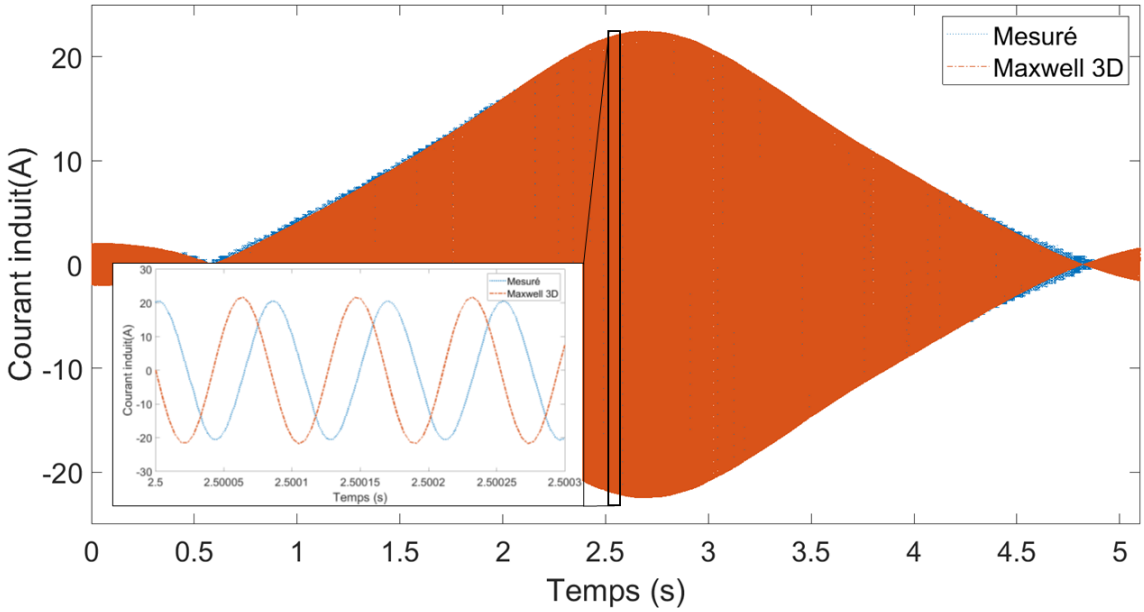


Figure IV.38 – Comparaison du courant induit mesuré et simulé.

Nous remarquons la très bonne corrélation entre les deux courbes avec une différence inférieure à 10%. Nous pouvons constater également l'existence d'un petit décalage entre les deux courbes qui est dû principalement à la période transitoire initiale introduite par "Simplorer". Par ailleurs, la résolution de l'oscilloscope utilisé affecte également la lisibilité des courbes dans certaines zones, figure IV.39, ainsi que la corrélation avec les signaux calculés.

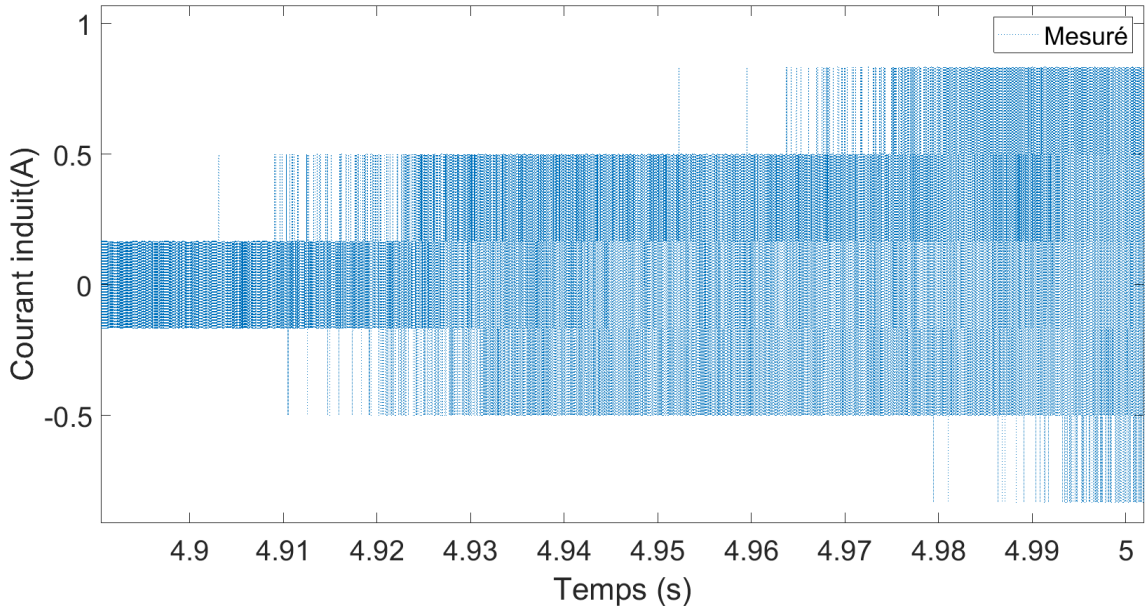


Figure IV.39 – Impact de la résolution de l'oscilloscope sur le courant mesuré.

IV.4.3.2 Validation du modèle mixte

Dans cette section, nous comparons le courant induit par la co-simulation ainsi que le courant obtenu à partir du modèle mixte moyennant les données d'entrée tel qu'expliqué dans le chapitre III.

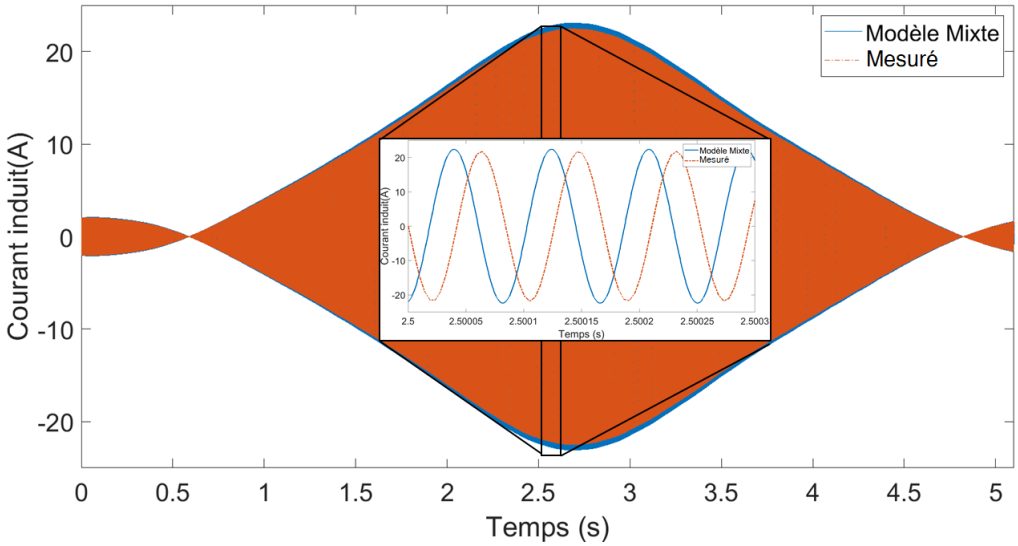


Figure IV.40 – Comparaison du courant induit mesuré et modélisé.

Nous constatons une très bonne corrélation entre le courant obtenu par co-simulation et le courant obtenu grâce au modèle mixte tel qu'illustré dans la figure IV.40, avec une différence de 2% uniquement et un décalage qui est dû à la phase transitoire introduite par "Simplorer".

Nous pouvons conclure, à partir de la figure IV.40, que le modèle mixte est très efficace pour l'obtention du courant induit dans le secondaire, car la seule étape chronophage est la simulation de l'inductance mutuelle sous "Maxwell 3D", il nous a demandé 2 heures et 4 minutes mais qui reste négligeable devant les 1000 heures nécessaires à la résolution du modèle de co-simulation. Les méthodes d'optimisations présentées dans la section II.4 peuvent être appliquées afin de réduire davantage le temps de calcul nécessaire à l'obtention de ces données.

Notons qu'il sera aussi nécessaire d'introduire le courant induit obtenu grâce au modèle mixte dans "Maxwell 3D" pour la simulation du champ magnétique, cependant le temps de résolution ne sera pas prohibitif, car il ne s'agira pas de faire une co-simulation, mais plutôt une simulation magnétique et cinétique, ce qui réduira drastiquement le temps de résolution.

La seule limite à cette méthode sera le traitement des données et leur formatage afin que le pas de calcul sous "Maxwell 3D" corresponde au pas d'écriture des données, c'est-à-dire le courant induit obtenu.

Afin d'avoir une comparaison plus complète entre les courants induits obtenus par mesure et par simulation numérique, nous leur avons appliqué la transformée de Fourier discrète. Les figures IV.41 et IV.42 représentent les transformées de Fourier du courant induit mesuré et du courant induit simulé respectivement.

Nous pouvons remarquer que les deux courbes sont similaires et rappellent le contenu spectral d'un signal modulé. En effet, nous avons un pic de la fréquence fondamentale $11,86\ kHz$ entouré des fréquences modulantes basses fréquences. Nous pouvons également noter l'existence d'un décalage, négligeable, de $37\ Hz$ entre les deux spectres.

Par ailleurs, nous observons un spectre plus riche sur la figure IV.41 et nous associons cette différence à la précision de l'oscilloscope utilisé ainsi qu'à l'environnement imparfait de la mesure (table à socle métallique, bras robotisé métallique), contrairement au modèle de simulation qui représente un environnement idéal, d'où la symétrie parfaite que nous pouvons remarquer sur la figure IV.42.

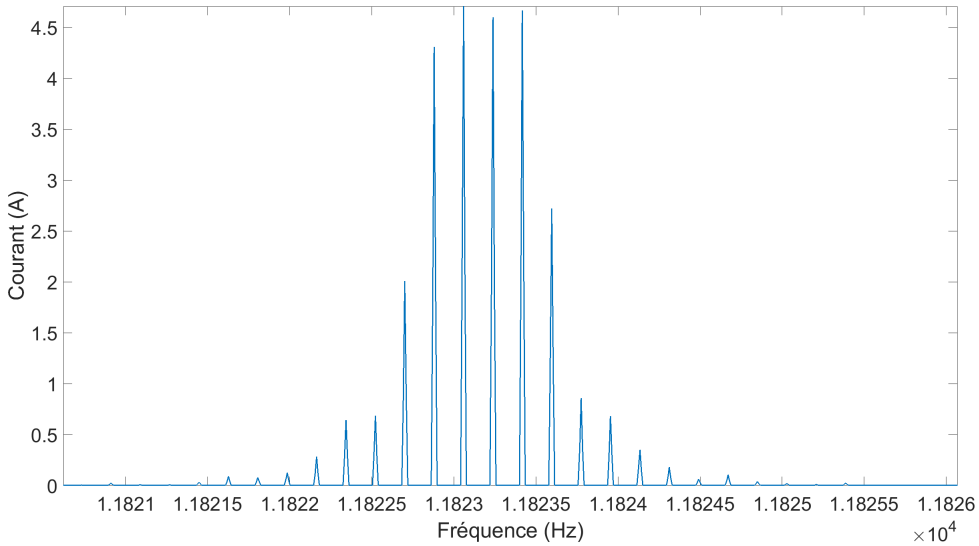


Figure IV.41 – Transformée de Fourier du courant induit mesuré.

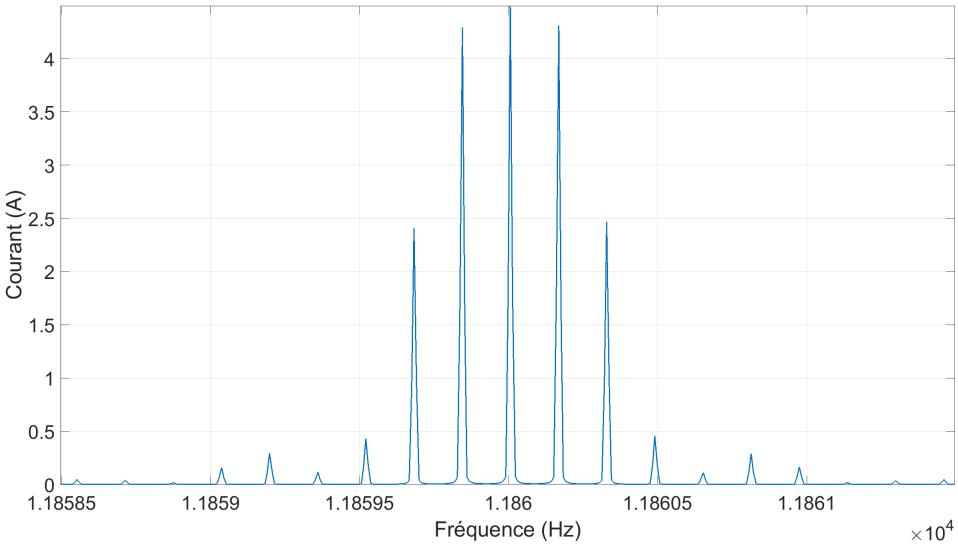


Figure IV.42 – Transformée de Fourier du courant induit simulé.

IV.4.3.3 Validation de l'induction magnétique

Compte tenu de la quantité de données générées par la co-simulation, il n'est pas simple d'extraire les valeurs de l'induction magnétique en un point donné sans courir le risque de perdre l'ensemble des résultats. De ce fait, nous nous sommes contentés d'estimer les valeurs de l'induction magnétique à la fréquence fondamentale uniquement, à savoir $11,86\ kHz$ sur les différents points illustrés sur la figure IV.36.

Le tableau IV.9 est une comparaison entre les valeurs obtenues par mesure et les valeurs obtenues par co-simulation.

	$15\ cm$	$20\ cm$	$30\ cm$	$40\ cm$	$50\ cm$	$60\ cm$
Mesure	$191,02\ \mu T$	$65,19\ \mu T$	$33,42\ \mu T$	$18,79\ \mu T$	$10,30\ \mu T$	$6,33\ \mu T$
Calcul	$162,88\ \mu T$	$72,08\ \mu T$	$39,11\ \mu T$	$16,25\ \mu T$	$10,15\ \mu T$	$7,43\ \mu T$
Erreur relative	$14,7\%$	10.56%	$17,02\%$	$13,51\%$	$1,41\%$	$17,3\%$

Tableau IV.9 – Comparaison des valeurs de l'induction magnétique B entre la mesure et la co-simulation à la fréquence fondamentale.

Nous pouvons remarquer, à partir du tableau IV.9, que la différence entre l'induction magnétique mesurée et simulée varie entre $17,3\%$ et $1,41\%$, cette variation, en termes de précision, vient principalement de l'environnement de mesure, c'est-à-dire des éléments présents dans le laboratoire qui n'ont pas été modélisés sous "Maxwell 3D".

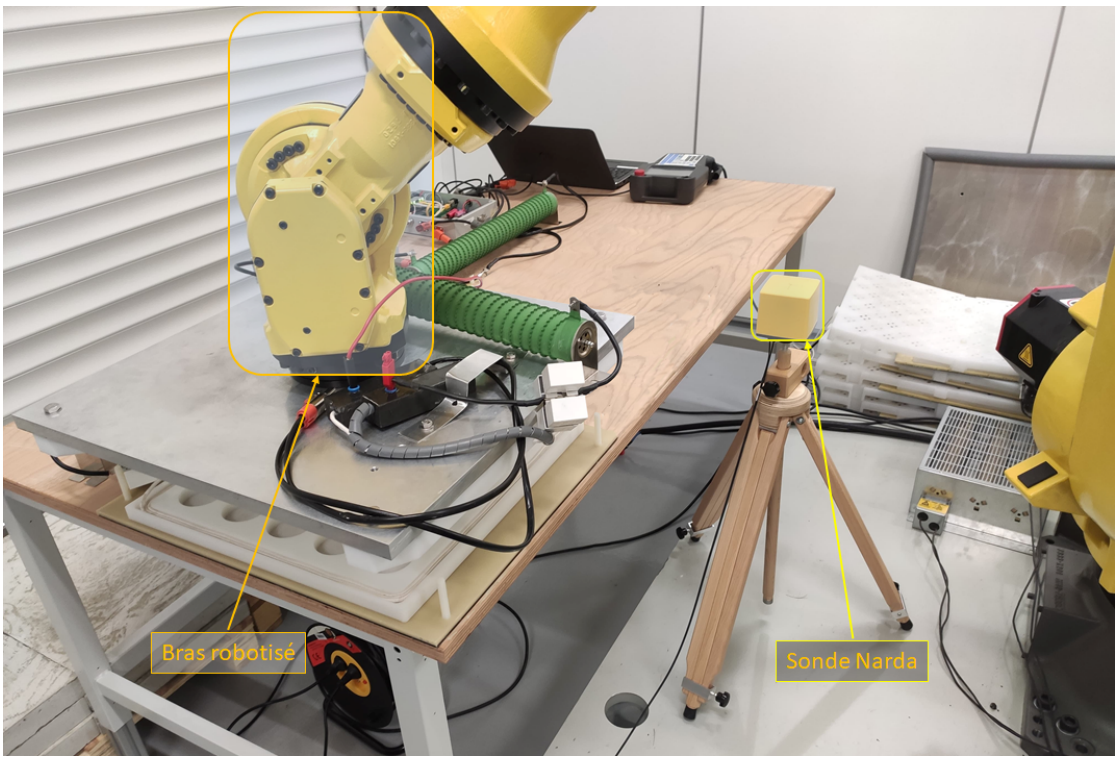


Figure IV.43 – Environnement de mesure de l'induction magnétique.

En effet, la bobine secondaire est maintenue par une plaque collée au bras robotisé, nous avons choisi de ne pas l'inclure dans le modèle, car sa présence impliquerait un volume de maillage supplémentaire qui aurait augmenté le temps de simulation, de plus, la table utilisée contient des éléments métalliques qui n'ont pas été modélisés également.
Par ailleurs, les mesures ont été réalisées dans l'espace antérieur du bras robotisé tel qu'illustré dans la figure IV.43, augmentant les interactions parasites avec la sonde de mesure.
Grâce à cette simulation et ces mesures nous sommes en mesure de déterminer les périmètres de sécurité pour des systèmes de transfert d'énergie sans contact en mouvement.
Les figures IV.44 et IV.45 sont des cartographies de l'induction magnétique générée autour du coupleur en vue de dessus, nous pouvons conclure que pour un tel système il faudrait se tenir à plus de 390 mm pour être en dessous des seuils recommandés par l'ICNIRP 2010 et à plus de 600 mm afin de respecter les seuils préconisés par l'ICNIRP 1998.

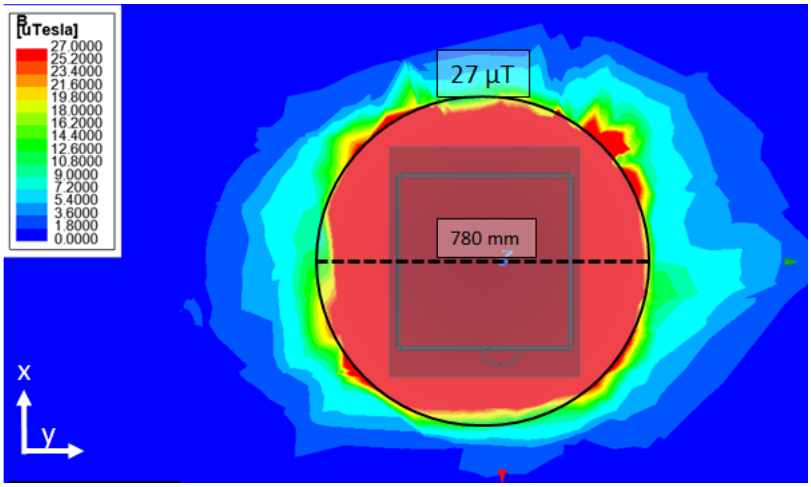


Figure IV.44 – Périmètre de sécurité autour du coupleur en vue de dessus en position vis-à-vis pour un seuil de 27 μT.

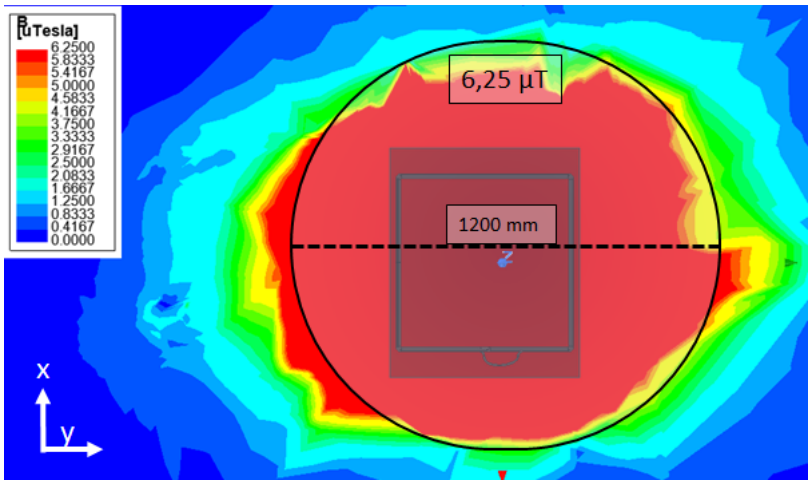


Figure IV.45 – Périmètre de sécurité autour du coupleur en vue de dessus en position vis-à-vis pour un seuil de $6,25$ μT.

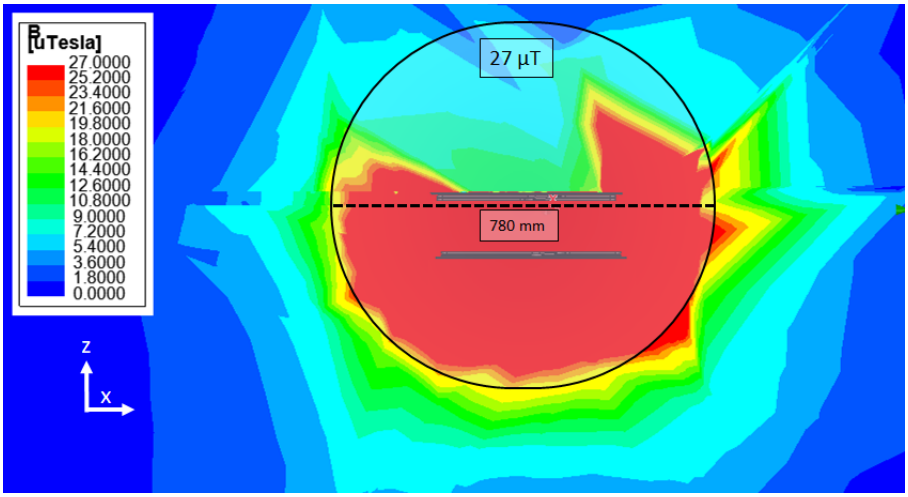


Figure IV.46 – Périmètre de sécurité autour du coupleur en coupe transversale en position vis-à-vis pour un seuil de 27 μT.

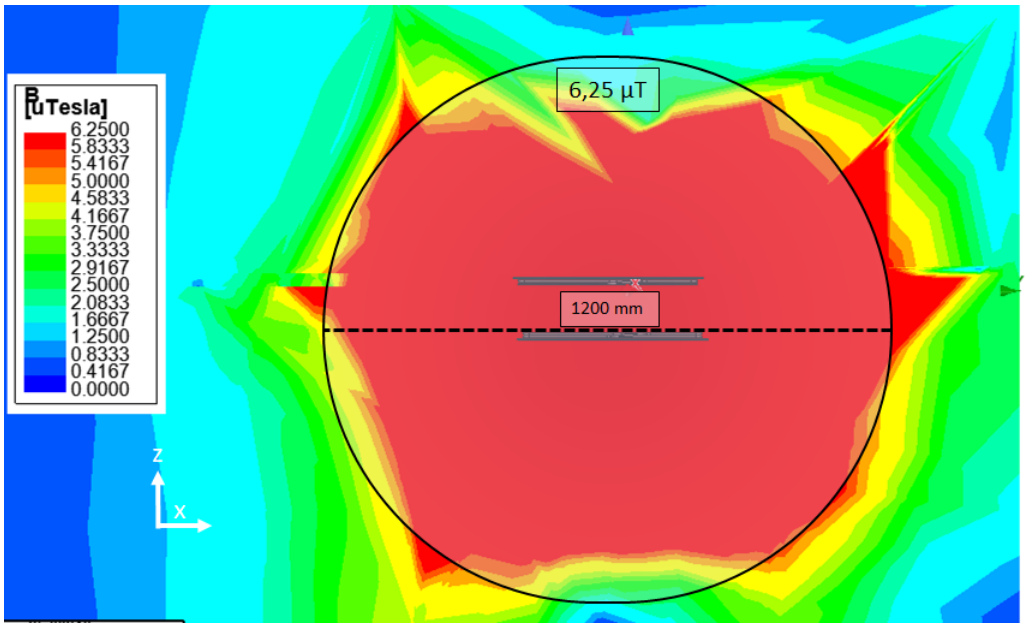


Figure IV.47 – Périmètre de sécurité autour du coupleur en coupe transversale en position vis-à-vis pour un seuil de $6,25$ μT.

Nous pouvons remarquer également, à partir des figures IV.44 à IV.47 que la qualité du maillage n'est pas optimale, car la répartition des nœuds n'est pas homogène et cela ne permet pas d'avoir la meilleure résolution possible.

De plus, la configuration de la co-simulation dynamique implique la création de plusieurs espaces au sein de la région de calcul, annexe D. Cela va créer des distorsions dans les zones d'intersections de ces espaces.
Par ailleurs, la répartition des champs magnétiques telle qu'illustrée dans la figure IV.48 en sera directement impactée dans ces zones. En effet, ces zones existeront à moins que le maillage ne soit très fin dans l'ensemble de la région de calcul, d'ailleurs, nous ne pouvons estimer ces régions qu'après résolution du modèle.

Cependant, cela nous conforte vis à vis de la méthodologie développée car malgré ces artefacts nous avons trouvé une bonne corrélation en termes de précision des résultats. La solution proposée serait de résoudre le modèle sur des intervalles de temps plus restreints à des positions prédéterminées, ou bien affiner les mesures réalisées sur site autour de ces positions.

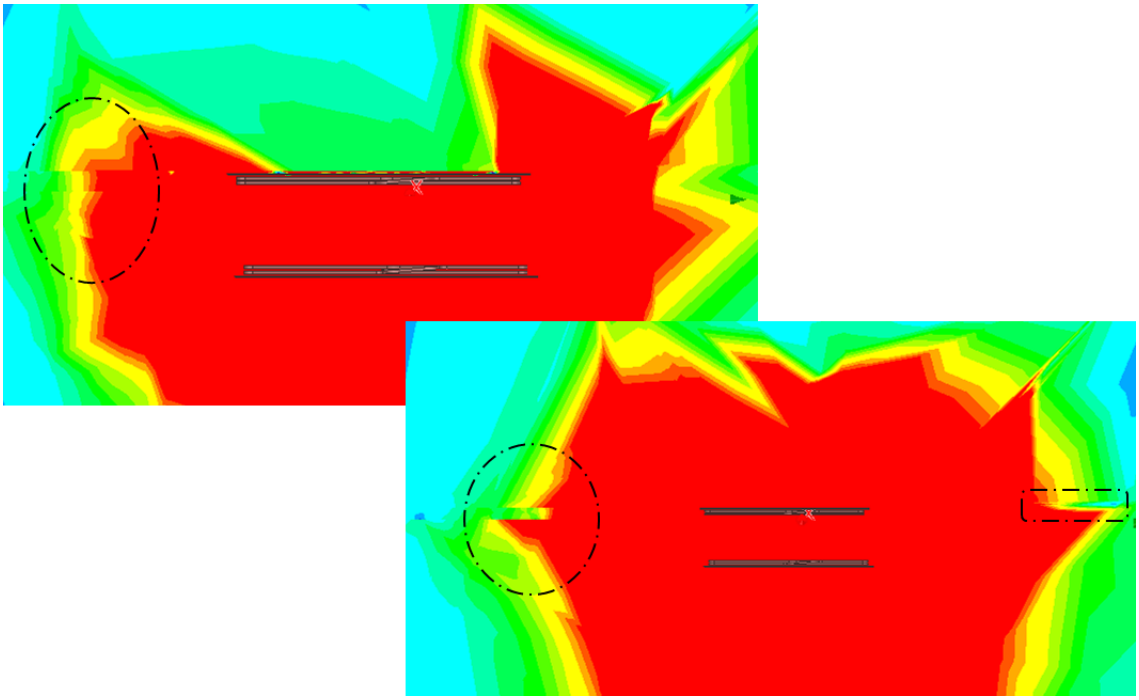


Figure IV.48 – Distorsion du maillage aux points d'intersection des différentes régions.

IV.5 Conclusion

Ce dernier chapitre est axé sur la validation des modèles numériques grâce à un dispositif expérimental de test de la recharge dynamique sans contact réalisé dans les laboratoires de VEDECOM. En effet, nous avons pu reprogrammer des onduleurs conçus pour des systèmes fonctionnant à 85 kHz afin qu'ils puissent alimenter notre bobine à une fréquence de $11,86$ kHz.
Par ailleurs, nous avons désactivé l'option adaptation de fréquence afin de maintenir une fréquence fixe tout le long du parcours, car nous n'avons pas implémenté cette commande dans notre modèle "Simplorer" à cause de sa complexité de mise en œuvre.
Le fait d'utiliser les onduleurs dans un système fonctionnant à une fréquence huit fois inférieure à sa fréquence nominale nous a contraint à rajouter des résistances supplémentaires en série de 1 Ω chacune, car ce premier détecte un cour-circuit et cesse de fonctionner à cause des faibles résistances des bobines et au fonctionnement en résonance du système.

L'ensemble du système a été modélisé sous "Maxwell 3D" et "Simplorer" afin de réaliser des co-simulations aussi bien en statique qu'en dynamique, dans le but de comparer les grandeurs magnétiques (inductance, couplage, induction magnétique) et électriques me-

surées sur le banc de caractérisation. Nous avons omis de modéliser le bras du robot ainsi que la structure de la table, sur laquelle repose notre système, afin de réduire le temps de résolution des modèles. En effet, la triple simulation électrique-magnétique-cinétique implique des contraintes numériques importantes résultant en des temps de calcul dépassant les 1000 h (avec notre configuration actuelle) pour des systèmes à échelle réelle.

Nous avons remarqué que pour des systèmes statiques ou dynamiques la co-simulation permet d'obtenir des résultats proches de la réalité avec une précision acceptable. En effet, il est tout à fait possible d'augmenter la précision des résultats obtenus en utilisant des moyens de calcul plus puissants. Notons que les simulations ont été réalisées sur un serveur de calcul partagé avec plusieurs utilisateurs et doté d'un processeur de fréquence $2,5\ GHz$.

À l'heure actuelle et avec la précision actuelle, la co-simulation nous permet de réaliser les dimensionnements électrique et magnétique incluant le blindage des systèmes de transfert d'énergie sans contact statique ou dynamique. En outre, elle nous permet de déterminer les périmètres de sécurité autour du coupleur selon les recommandations de l'ICNIRP-1998 et de l'ICNIRP-2010. Grâce à ces résultats nous sommes en mesure de spécifier les distances à partir desquelles les niveaux d'induction magnétique deviennent potentiellement dangereux pour l'être humain, et d'envisager des solutions en intégrant différents éléments de blindage ou bien différentes géométries de ferrites adaptées aux géométries des bobines utilisées.

Notons également que la co-simulation permet de réduire le coût de réalisation de ces systèmes, en faisant un travail de dimensionnement et d'adaptation en amont, afin d'obtenir des éléments et composants fonctionnels adaptés aux conditions de fonctionnement des systèmes de transfert d'énergie sans contact dynamiques. En effet, cette nouvelle méthode de recharge nécessite l'utilisation d'éléments onéreux (fil de litz, ferrite,...) et une optimisation de ces derniers est primordiale afin de développer cette technologie et la rendre accessible aux utilisateurs.

La comparaison des inductions magnétiques mesurée et calculée, nous permet de conclure sur l'utilité et la pertinence de la co-simulation et sur le potentiel qu'elle représente pour les systèmes de transfert d'énergie sans contact en mouvement qui restent récents et toujours en voie de développement. En effet, l'homologation de ces systèmes est une question d'actualité à laquelle la co-simulation pourrait répondre grâce au potentiel qu'elle représente, et cela malgré les temps de calculs que nous avons obtenus.

Chapitre V

Conclusion et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre de l'étude des champs magnétiques générés par les systèmes de transfert d'énergie sans contact dynamiques pour le véhicule électrique. Cette étude se fait en premier lieu à travers la modélisation numérique de ces systèmes en utilisant un outil basé sur la méthode d'éléments finis pour évaluer les champs magnétiques générés. En effet, l'objectif premier a été de réaliser un état de l'art complet et détaillé afin de situer nos travaux dans la littérature et d'assurer le caractère novateur de notre étude.

Nous avons remarqué que les travaux de thèses réalisés sur le transfert d'énergie sans contact, aussi bien statique que dynamique, s'intéressaient d'abord à la conception et l'optimisation de ces systèmes, ensuite et à moindre mesure, aux champs générés. Les travaux présentés dans ce mémoire se distinguent des précédents en s'axant sur les champs magnétiques générés grâce à des simulations numériques.

Les modèles numériques réalisés s'inspirent du système de transfert d'énergie sans contact de VEDECOM. La première étape consistait en la réalisation d'un modèle numérique reprenant tous les composants et les caractéristiques du système VEDECOM afin de se rapprocher, le plus possible, des conditions réelles de fonctionnement. En effet, la complexité du modèle et les temps de résolution élevés nous ont poussés à introduire des méthodes d'optimisation des modèles numériques telles que la réduction d'échelle ou bien la prise en compte des plans de symétrie du coupleur. Par ailleurs, les champs magnétiques estimés numériquement ont été utilisés afin de déterminer les périmètres de sécurité autour du coupleur, et cela, en fonction des recommandations préconisées par l'ICNIRP, nous avons également adapté la méthode existante aux caractéristiques du système afin de majorer l'exposition potentielle et de réduire le temps de calcul.

En partant de modèles simples, nous sommes arrivés à réaliser une co-simulation prenant en considération la simulation cinétique, mais également la simulation du circuit électrique associé au système en fonction de la position de la bobine réceptrice. En effet, cette co-simulation est une première et permet de visualiser l'évolution des champs magnétiques à chaque instant, avec l'évaluation des grandeurs électriques (courant et tension) et magnétiques (inductances propres et mutuelle). Bien que cette méthode soit très efficace

et très complète, elle présente un inconvénient majeur qui est le temps de résolution qui peut dépasser les 1000 heures de calcul pour un système complet et réaliste. Cependant, il est important de noter qu'il est possible de réduire ce temps de résolution en utilisant des configurations informatiques dédiées à cet effet.

Un modèle analytique permettant le calcul du courant induit dans la bobine réceptrice a été développé, il peut remplacer le modèle de simulation, afin de réduire le temps de calcul qui peut atteindre jusqu'à un mois pour des modèles complets à échelle réelle, et cela avec l'application des méthodes d'optimisation. Le modèle est dit "mixte", car ses données d'entrées sont obtenues à partir de simulation numérique paramétrique. La résolution analytique de ce modèle donne le courant induit dans la bobine du véhicule à tout instant, indépendamment de la vitesse et de la fréquence de fonctionnement. Le courant obtenu grâce à ce modèle peut être utilisé pour estimer les valeurs du champ magnétique et ainsi appliquer la méthode de crête pondérée ou bien, pour notre cas, la méthode de crête pondérée modifiée grâce aux conditions de fonctionnement particulières du système.

Les résultats obtenus grâce au modèle analytique développé ainsi que les modèles numériques simulés sont confrontés aux mesures effectuées sur le banc de test de charge sans contact. En effet, un banc expérimental a été dimensionné à cet effet, nous avons repris les bobines, déjà présentes à VEDECOM, utilisées pour un système de 3 kW et nous avons dimensionné le système en fixant la fréquence de résonance à $11,86$ kHz, cette dernière reste en deçà de la gamme de fréquence standardisée ($81,38$ kHz - 90 kHz), car nous ne disposons pas d'une configuration informatique nous permettant d'obtenir les résultats de simulation d'un système pareil fonctionnant à 85 kHz en un temps raisonnable. Le déplacement du secondaire a été émulé avec l'utilisation d'un bras robotisé commandé par ordinateur en fixant la distance parcourue ainsi que la vitesse de déplacement. En comparant les courants induits mesurés et ceux obtenus par calcul analytique et numérique, nous avons pu valider ces derniers en obtenant une corrélation de plus de 95%.

La corrélation obtenue sur la mesure du champ magnétique est moins bonne, car le modèle simulé ne reprend pas la totalité de l'environnement de mesure, qui n'est pas parfait, et ce fait néglige certaines interactions qui affectent la répartition des champs magnétiques au voisinage proche du coupleur. Cependant, nous sommes en mesure de déterminer les périmètres de sécurité selon les différentes recommandations de l'ICNIRP.

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse ouvrent la voie de la co-simulation dynamique qui se montre utile et pratique pour l'étude des champs générés par les systèmes de transfert d'énergie sans contact en mouvement et peut être étendue pour les différents types de véhicules nécessitant des puissances plus élevées, ou des géométries plus complexes. En effet, cette technologie est récente et nécessite encore un long travail afin d'atteindre la maturité nécessaire à son déploiement à plus grande échelle pour tout

le parc automobile électrique. Notons qu'il existe différentes configurations possibles et différentes géométries de bobines qui peuvent être utilisées, en fonction de l'environnement d'exploitation de ces systèmes et il est nécessaire d'assurer qu'ils restent sûrs pour les utilisateurs et les personnes se trouvant à proximité de ces systèmes.

En perspectives, nous pensons qu'il serait intéressant et nécessaire d'étudier l'impact des champs magnétiques générés par ces systèmes sur le corps humain ainsi que le développement d'algorithme d'optimisation pour la détermination de blindage ou de géométrie de ferrite adéquate. Par ailleurs, le modèle analytique présenté dans cette thèse mérite un développement plus poussé afin de s'adapter aux différentes topologies existantes, et de réaliser un couplage entre les différents outils de simulation afin d'extraire les données d'entrées du modèle mixte et de le résoudre, pour réutiliser le courant induit comme signal d'excitation du bobinage secondaire dans le but d'obtenir une cartographie des champs magnétiques sans avoir à modéliser le circuit électrique associé.

Bibliographie

[1] Junwei Lu Chirag Panchal Sascha Stegen, « Review of static and dynamic wireless electric vehicle charging system », *in* : *Engineering Science and Technology*, t. 21, 2018, p. 922–937, doi : 10.1049/cp.2014.1662.

[2] Braunl T., *EV charging standards.* 2012, p. 1–5, url : http://therevproject.com/doc/2012-EVcharging-s.pdf.

[3] Schey S, *Canadian EV infrastructure deployment guidelines.* 2014, url : https://www.bchydro.com.

[4] The Massachusetts Department of Energy Resources, « A. Introduction. Installation guide for electric vehicle supply equipment », *in* : (2014), url : https://www.mass.gov/.

[5] British Columbia, « E. Transportation and E. Corporation. Electric vehicle charging infrastructure deployment », *in* : (2009), url : https://www.transportenvir-%5Cnewline%20onment.org/.

[6] Mehta S, *Electric plug-in vehicle/electric vehicle status report.* 2012, url : https://cleancities.energy.gov/.

[7] Rawson KS, « Electric vehicle charging equipment design and health and safety codes », *in* : *California Energy Commission* (1999), p. 1–12.

[8] J. Channegowda, V. K. Pathipati et S. S. Williamson, « Comprehensive review and comparison of DC fast charging converter topologies : Improving electric vehicle plug-to-wheels efficiency », *in* : *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, juin 2015, p. 263–268, doi : 10.1109/ISIE.2015.7281479.

[9] SAE, « Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology », *in* : *Standars/J2954 201904* (2017).

[10] Byungcho Choi et al., « Design and implementation of low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device », *in* : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51.*1* (fév. 2004), p. 140–147, issn : 0278-0046, doi : 10.1109/TIE.2003.822039.

[11] Byungcho Choi et Jachyun Nho, « Contactless energy transfer using planar printed circuit board windings », *in* : *Electronics Letters* 37.*16* (août 2001), p. 1007–1009, issn : 0013-5194, doi : 10.1049/el:20010685.

[12] A. E. Umenei, *Understanding Low frequency non-radiative power transfer*, 2011, URL : https://www.wirelesspowerconsortium.com/data/downloadables/6/8/9/understanding-low-frequency-non-radiative-power-transfer-8_8_11.pdf.

[13] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao et S. Lazar, « An Overview of Near Field UHF RFID », *in* : *2007 IEEE International Conference on RFID*, mar. 2007, p. 167–174, DOI : 10.1109/RFID.2007.346165.

[14] A. Ahmad, M. S. Alam et R. Chabaan, « A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles », *in* : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 4.*1* (mar. 2018), p. 38–63, ISSN : 2332-7782, DOI : 10.1109/TTE.2017.2771619.

[15] W. C. Brown, « The History of Power Transmission by Radio Waves », *in* : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 32.*9* (1984), p. 1230–1242.

[16] W. C. Brown, « The Solar Power Satellite as a Source of Base Load Electrical Power », *in* : *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, t. PAS-100, 6, 1981.

[17] W. C. Brown Eves et E. E., « Beamed microwave power transmission and its application to space », *in* : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 40, 6, 1992.

[18] T. Obayashi, « MINIX Project toward the Solar Power Satellites — Rocket Experiment of Microwave Energy Transmission and Associated Plasma Physics in The Ionosphere », *in* : *ISAS Space Energy Symposium*, 1986.

[19] A. Alden J. J. Schlesak et T. Ohno, « microwave powered high altitude platform », *in* : *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, t. 1, 1988.

[20] C. F. Yoder, « Lunar Laser Ranging : A Continuing Legacy of the Apollo Program », *in* : *Science*, t. 265, 5171, 1994, p. 482–490.

[21] Alan Brown Jerry Berg, *NASA Research Team Successfully Flies First Laser-Powered Aircraft*, 2003, URL : https://www.nasa.gov/vision/earth/improving-%5Cnewline%20flight/laser_plane.html.

[22] C. Schäfer, « Wireless power transmission experiment using an airship as relay system and a moveable rover as ground target for later planetary exploration missions », *in* : *8th ESA Workshop on Advanced Space Technologies for Robotics and Automation*, 2004, p. 1–10.

[23] C. Zheng, « Loosely Coupled Transformer and Tuning Network Desgin for High Efficiency Inductive Power Transfer Systems », thèse de doct., Virginia Tech, 2015.

[24] N. Tesla, « Apparatus for transmission of electrical energy », *in* : US Patent 649,621 (1900).

[25] George I. Babat, « Supply trackless land transport energy through electromagnetic induction », *in* : *Dep. Tech. Sciences* (1946), p. 219–228.

[26] E. N. Baikova S. S. Valtchev et L. R. Jorge, *Facta universitatis-series : Electronics and Energetics*, t. 25, 3, 2012, p. 171–181.

[27] G. I. Babat, « Electrical Engineers - Part III : Radio and Communication Engineering », *in* : *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, t. 94, 27, jan. 1947, p. 27–37.

[28] George Iljitch Babat, « High frequency electric transport system with contactless transmission of energy », *in* : *US patent Application number GB926946A* (1951).

[29] J. Sallan et al., « Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge », *in* : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.*6* (juin 2009), p. 2140–2149, issn : 0278-0046, doi : 10.1109/TIE.2009.2015359.

[30] M. Ibrahim et al., « Advanced Modeling of a 2-kW Series–Series Resonating Inductive Charger for Real Electric Vehicle », *in* : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 64.*2* (fév. 2015), p. 421–430, issn : 0018-9545, doi : 10.1109/TVT.2014.2325614.

[31] A. Caillierez et al., « Dynamic inductive charging for electric vehicle : Modelling and experimental results », *in* : *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, avr. 2014, p. 1–7, doi : 10.1049/cp.2014.0423.

[32] H. H. Wu, J. T. Boys et G. A. Covic, « An AC Processing Pickup for IPT Systems », *in* : *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.*5* (mai 2010), p. 1275–1284, issn : 0885-8993, doi : 10.1109/TPEL.2009.2037002.

[33] *Battery Management System Tutorial*, 2018, url : www.renesas.com.

[34] D. V. a. J. Sampath, « Plug In Electric Vehicles in Smart Grids », *in* : *Singapore : Springer Science*, 2015.

[35] F. Lu et al., « A Dynamic Charging System With Reduced Output Power Pulsation for Electric Vehicles », *in* : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.*10* (oct. 2016), p. 6580–6590, issn : 0278-0046, doi : 10.1109/TIE.2016.2563380.

[36] Y. P. Su, X. Liu et S. Y. R. Hui, « Mutual Inductance Calculation of Movable Planar Coils on Parallel Surfaces », *in* : *IEEE Transactions on Power Electronics* 24.*4* (avr. 2009), p. 1115–1123, issn : 0885-8993, doi : 10.1109/TPEL.2008.2009757.

[37] X. Liu et S. Y. R. Hui, « Equivalent Circuit Modeling of a Multilayer Planar Winding Array Structure for Use in a Universal Contactless Battery Charging Platform », *in* : *IEEE Transactions on Power Electronics* 22.*1* (jan. 2007), p. 21–29, issn : 0885-8993, doi : 10.1109/TPEL.2006.886655.

[38] G. Buja, M. Bertoluzzo et H. K. Dashora, « Lumped Track Layout Design for Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicles », *in* : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.*10* (oct. 2016), p. 6631–6640, issn : 0278-0046, doi : 10.1109/TIE.2016.2538738.

[39] A. Zaheer et al., « Investigation of Multiple Decoupled Coil Primary Pad Topologies in Lumped IPT Systems for Interoperable Electric Vehicle Charging », *in* : *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.*4* (avr. 2015), p. 1937–1955, issn : 0885-8993, doi : 10.1109/TPEL.2014.2329693.

[40] M. Budhia et al., « Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems », *in* : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.*1* (jan. 2013), p. 318–328, issn : 0278-0046, doi : 10.1109/TIE.2011.2179274.

[41] A. Zaheer, D. Kacprzak et G. A. Covic, « A bipolar receiver pad in a lumped IPT system for electric vehicle charging applications », *in* : *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2012, p. 283–290, doi : 10.1109/ECCE.2012.6342811.

[42] G. A. Covic et al., « A bipolar primary pad topology for EV stationary charging and highway power by inductive coupling », *in* : *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, sept. 2011, p. 1832–1838, doi : 10.1109/ECCE.2011.6064008.

[43] M. Budhia, G. A. Covic et J. T. Boys, « Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems », *in* : *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.*11* (nov. 2011), p. 3096–3108, issn : 0885-8993, doi : 10.1109/TPEL.2011.2143730.

[44] Ming Lu, « Synergetic Attenuation of Stray Magnetic Field in Inductive Power Transfer », thèse de doct., 2017.

[45] Mohammad IBRAHIM, « Wireless Inductive Charging for Electrical Vehicles : Electromagnetic Modelling and Interoperability Analysis », thèse de doct., Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP), 2014.

[46] Cong Zheng, « Loosely Coupled Transformer and Tuning Network Design for High-Efficiency Inductive Power Transfer Systems », thèse de doct., Virginia Tech, 2015.

[47] X. d. T. García, J. Vázquez et P. Roncero-Sánchez, « Design, implementation issues and performance of an inductive power transfer system for electric vehicle chargers with series–series compensation », *in* : *IET Power Electronics* 8.*10* (2015), p. 1920–1930, issn : 1755-4535, doi : 10.1049/iet-pel.2014.0877.

[48] A. Bucher et T. Duerbaum, « Analysis and design of a contactless power transmission system based on the extended first harmonic approximation », *in* : *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, oct. 2012, p. 1–7, doi : 10.1109/IAS.2012.6374114.

[49] V. Cirimele, F. Freschi et P. Guglielmi, « Wireless power transfer structure design for electric vehicle in charge while driving », *in* : *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, sept. 2014, p. 2461–2467, doi : 10.1109/ICELMACH.2014.6960532.

[50] J. L. Villa et al., « High-Misalignment Tolerant Compensation Topology For ICPT Systems », *in* : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.*2* (fév. 2012), p. 945–951, issn : 0278-0046, doi : 10.1109/TIE.2011.2161055.

[51] W. Li et al., « Comparison Study on SS and Double-Sided LCC Compensation Topologies for EV/PHEV Wireless Chargers », *in* : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 65.*6* (juin 2016), p. 4429–4439, issn : 0018-9545, doi : 10.1109/TVT.2015.2479938.

[52] Award for conductix-wampfle, 2017, url : http://www.conductix.com/en/news/2011-02-15/award-conductixwampfler-wireless-charging-electric-vehicles.

[53] A. Doni, « D 3.3.1 - Review of existing power transfer solutions », *in* : *Public Deliverable EU FABRIC project*, 2014.

[54] Qualcomm, url : www.qualcommhalo.com/index.php/wevc-trials.

[55] J. M. Miller, « Wireless plug-in electric vehicle (PEV) charging », *in* : *S DOE hydrogen and fuel cell programs and vehicle technologies program annual merit review and peer evaluation meeting* (2012).

[56] O. C. Onar et al., « A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging », *in* : *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mar. 2013, p. 3073–3080, doi : 10.1109/APEC.2013.6520738.

[57] P.Bacque, *Evatran to begin shipping its Plugless electric vehicle charging system*, url : www.richmond.com.

[58] D. V. Otto, « Power supply equipment for electrically-driven vehicle », *in* : *JP Patent 49 063 111* (1974).

[59] G. A. Covic et J. T. Boy, « Inductive power transfer », *in* : *Proceedings of the IEEE*, t. 101, 6, 2013, p. 1276–1289.

[60] S. E. Shladover et al., « Path at 20-history and major milestone », *in* : *IEEE Transactions on intelligent transportation systems*, t. 8, 4, 2007, p. 584–592.

[61] J. Boys et A. Green, « Inductive power pick-up coils », *in* : *US Patent App. PCT/NZ1994/000,115* (1995).

[62] J.T. Boys et A.W Green, « Flux concentrator for an inductive power transfer system », *in* : *US Patent 5,821,638* (oct. 1998).

[63] Y. D. Ko et Y. J. Jang, « The Optimal System Design of the Online Electric Vehicle Utilizing Wireless Power Transmission Technology », *in* : *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 14.*3* (sept. 2013), p. 1255–1265, issn : 1524-9050, doi : 10.1109/TITS.2013.2259159.

[64] P. System, « Proving Safe Inductive Power Transfer for Trams », *in* : *Bombardier Transportation* (2010).

[65] Primove, « Catenary-Free Operation, » *in* : *Bombardier Transportation,* (2008).

[66] V. Cirimele et al., « An innovative next generation E-mobility infrastructure : The eCo-FEV project », *in* : *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, déc. 2014, p. 1–7, doi : 10.1109/IEVC.2014.7056230.

[67] A. Amditis et al., « Dynamic wireless charging for more efficient FEVS : The fabric project concept », *in* : (nov. 2014), p. 1–6, doi : 10.1049/cp.2014.1662.

[68] S. Laporte et al., « Experimental performance assessment of a dynamic wireless power transfer system for future EV in real driving conditions », *in* : (2018), doi : 10.1145/3208903.3213894.

[69] Antoine Caillierez, « Etude et mise en oeuvre du transfert de l'energie electrique par induction : application a la route electrique pour vehicules en mouvement », thèse de doct., CentraleSupélec, 2016.

[70] CLAYTON R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility*, John Wiley et Sons, Inc, 2006.

[71] David BAUDRY, « Concerption, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches -Application CEM - », thèse de doct., Univesité de Rouen, 2005.

[72] Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, *Cellule GTEM*, url : https://www.ietr.fr/.

[73] Adil EL ABBAZI, « Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés : Application du modèle ICEM », thèse de doct., NSA de Rennes, 2007.

[74] Abdou Khadir FALL, « Étude et conception d'une chambre réverbérante en ondes millimétriques. Application à la dosimétrie », *in* : *THÈSE INSA Rennes sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne*, 2015.

[75] Mark I. Montrose et Edward M. Nakauchi, *Testing for EMC Compliance*, IEEE Electromagnetic Compatibility Society, 2004.

[76] L. Percebon et D. Kuerschner, « Magnetic Leakage Azimuth Pattern of a 7 Kw Wireless Electric Charging System in Different Environments », *in* : *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2017, p. 1–8.

[77] Bomson Lee Gunyoung Kim, « Alternative Expressions for Mutual Inductance and Coupling Coefficient Applied in Wireless Power Transfer », *in* : *JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC ENGINEERING AND SCIENCE,* 16.*2* (Avril 2016), p. 112–118, issn : 2234-8395, doi : 10.5515/JKIEES.2016.16.2.112.

[78] Commission européenne, « Guide non contraignant de bonnes pratiques pour la mise en œuvre de la directive 2013/35/UE "Champs électromagnétiques" », *in* : *IEEE Std C95.6-2002* 1 (2002).

[79] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, « for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz) », *in* : *ICNIRP Guidelines*, t. 74, 4, 1998.

[80] W. C. Brown, « The History of Power Transmission by Radio Waves », *in* : *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 19 (1984).

[81] « A Comprehensive Review on Level 2 Charging System for Electric Vehicles », *in* : *Smart Science*, t. 6, 3, 2018, p. 271–293, doi : 10.1080/23080477.2018.1437323.

[82] H. Abe, H. Sakamoto et K. Harada, « A noncontact charger using a resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil », *in* : *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.*2* (mar. 2000), p. 444–451, issn : 0093-9994, doi : 10.1109/28.833760.

[83] Y. Li et al., « The electromagnetic compatibility analysis of experimental apparatus based on wireless power transmission », *in* : *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, juin 2016, p. 2334–2338, doi : 10.1109/ICIEA.2016.7603982.

[84] Vincent Manet, *La Méthode des éléments Finis,Vulgarisation des aspects mathématiques Illustration des capacités de la méthode*, Juillet 2013.

[85] A. M. Clogston, « Reduction of Skin-Effect Losses by the Use of Laminated Conductors », *in* : *Proceedings of the IRE* 39.*7* (juil. 1951), p. 767–782, issn : 0096-8390, doi : 10.1109/JRPROC.1951.273673.

[86] Stan Zurek, « Qualitative FEM study of proximity loss reduction by various winding configurations – Part I », *in* : *TRANSFORMERS MAGAZINE* 1.*3* (juil. 2016), p. 70–76, issn : 0096-8390, doi : 10.1109/JRPROC.1951.273673.

[87] « IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Electromagnetic Fields, 0-3 kHz », *in* : *IEEE Std C95.6-2002* (oct. 2002), DOI : 10.1109/IEEESTD.2002.94143.

[88] Patrick STAEBLER, « Exposition humaine aux champs électromagnétiques De 0 Hz à 300 GHz », *in* : *Collection Ondes* (2016).

[89] Institut National de Recherche et de Sécurité INRS, « Champs électromagnétiques, la réglementation en milieu professionnel », *in* : *IEEE Std C95.6-2002* (oct. 2018).

[90] INRS P.MOUREUX, « Expositions aux champs électromagnétiques, Repères en santé au travail », *in* : *IEEE Std C95.6-2002* 153 (oct. 2018).

[91] TÜV SÜD, *EMF Safety : Electromagnetic fields (EMF) safety for industrial workplace*, URL : https://www.tuvsud.com/en-gb/services/training/emf-safety-electromagnetic-fields-safety-for-industrial-workplace.

[92] International Commission on NON-IONIZING RADIATION PROTECTION, « for limiting exposure to time-varying electric, magnetic fields (1HZ – 100 kHZ) », *in* : *ICNIRP Guidelines*, t. 99, 6, 2010.

Table des figures

1 Diagramme de Ragone. v
2 Participation du domaine de transport dans les émissions de gaz à effet de
serre en France en 2019. Source : Haut conseil pour le climat. v
3 Système de transfert d'énergie sans contact. vi

I.1 Chargeur conductif intra et extra-véhicule [8]. 2
I.2 Différents principes du transfert d'énergie sans contact. 2
I.3 Limite des zones de champ proche et de champ lointain. 3
I.4 "String rectenna" réalisé spécialement pour le premier hélicoptère fonctionnant aux micro-ondes [15]. 4
I.5 Schéma du système d'énergie spatial [16]. 4
I.6 Avion alimenté par laser [21]. 5
I.7 Schéma global d'un système de recharge sans contact. 7
I.8 Schéma du couplage magnétique. 7
I.9 Illustration des deux types de pistes de recharge, (a) piste à émetteur unique (b) piste à émetteurs segmentés. 8
I.10 Deux catégories de bobines (a) Polarisées (b) Non polarisées. 9
I.11 Polarisation du champ magnétique dans une bobine BP. 10
I.12 Prototype de BP (a), DDQP (b), Circulaire (c), DD (d) [41]. 10
I.13 Comparaison entre mesure (M) et simulation (Sim) de la puissance de sortie en fonction du désalignement, DD en tant qu'émetteur (a)-(b), Ciculaire en tant qu'émetteur (c)-(d) [41]. 11
I.14 Comparaison de la puissance transférée des technologies DDP et BP en fonction du désalignement [42]. 11
I.15 Modèle électrique équivalent au système de charge sans contact. 11
I.16 Types de topologies pour la recharge inductive, (a) Série-Série (SS), (b) Série-Parallèle (SP), (c) Parallèle-Série (PS) et (d) Parallèle-Parallèle (PP) [45]. 13
I.17 Système "Conductix-Wampfler" avec bobine secondaire en position haute (a) et position basse (b) [53]. 15
I.18 Système "WiT 3300 kit" de recharge sans contact [53]. 16
I.19 Système "ORNL" de recharge sans contact, bobine du primaire (a) et bobine du secondaire (b) [56]. 16
I.20 Système "Plugless Power" [57]. 17

I.21 Vue de coupe transversale d'un tronçon de piste du projet "PATH" [60]. . 18
I.22 Projet "PRIMOVE" de Bombardier [64]. 19
I.23 Courbes de rendement DC-à-DC et bobine à bobine [56]. 19
I.24 Position des deux sondes Narda, (a) sur le siège conducteur et (b) sur le plancher [56]. 20
I.25 Impact de la plaque d'aluminium sur le champ magnétique généré par les deux bobines [56]. 20
I.26 Système développé par POLITO [66]. 21
I.27 Simulation du champ magnétique généré dans une région d'espace au-dessus de la bobine primaire (scénario pire cas), (a) en absence de mannequin, (b) en présence de mannequin [66]. 22
I.28 (a) indice d'exposition de différentes parties du corps, (b) périmètre de sécurité autour du véhicule selon les recommandations de l'ICNIRP 1998 [66]. 22
I.29 Bobine utilisée dans la piste 3 kW de VEDECOM. 25
I.30 Condensateurs de compensation utilisés dans la piste 3 kW de VEDECOM. 25
I.31 Plaques de ferrite utilisées dans la piste 3 kW de VEDECOM. 26
I.32 Onduleur utilisé pour l'alimentation du primaire de la piste 3 kW de VEDECOM, (a) schéma synoptique de l'onduleur, (b) photo de l'onduleur. 26
I.33 Séquencement des bobines du primaire de la piste 3 kW de VEDECOM. 27
I.34 Alimentation bi-directionnelle "Regatron TC.GSS.32.500.4WR.S" de la piste 3 kW de VEDECOM. 28
I.35 Bras robotisé *FANUC*. 28
I.36 Schéma d'une salle semi-anéchoïque [71]. 29
I.37 Cellule GTEM [72]. 30
I.38 Cellule TEM Fcc-jm2 DC - 2 GHz [73]. 30
I.39 La chambre réverbérante à brassage de modes [74]. 31
I.40 Configuration d'une sonde de tension (a) simple et (b) différentielle. . . . 32
I.41 Quelques exemples de sondes de courant [75]. 32
I.42 Sonde narda utilisée. 33

II.1 Élément de fil conducteur parcouru par un courant créant un champ magnétique élémentaire au point P de l'espace. 36
II.2 Exemple de modèles de bobines utilisées dans un système de recharge sans contact, (a) émettrice (primaire), (b) réceptrice (secondaire) [76]. . . 36
II.3 Exemple de circuit électrique équivalent d'un système de transfert d'énergie sans contact. 37
II.4 Schéma synoptique d'un système de transfert d'énergie sans contact. . . . 38
II.5 Bobine modélisée (a) et bobine réelle (b). 39
II.6 Différents paramètres étudiés. 40

II.7 Modèle de coupleur utilisé pour la simulation de l'inductance mutuelle. . 40
II.8 Impact de l'entrefer sur le coefficient de couplage. 41
II.9 Impact de la distance bobine-ferrite sur le coefficient de couplage. 42
II.10 Impact du désalignement sur le coefficient de couplage. 44
II.11 Schéma synoptique de l'alimentation du primaire. 45
II.12 Schéma synoptique du redresseur et de la charge. 45
II.13 Modèle de bobine utilisé, vue de haut (a), vue de face (b). 47
II.14 Structure de la co-simulation. 47
II.15 Modèle d'alimentation réalisé sous "MaxwellCircuit" connecté à la bobine, source de tension (a), source de courant (b). 48
II.16 Courant et tension de la bobine excitée par un courant sinusoïdal d'amplitude 10 A et de fréquence 10 kHz. 49
II.17 Induction magnétique dans le plan ZY à $t = \frac{3T}{4}$(a) et à $t = \frac{19T}{20}$(b). . . . 49
II.18 Source de courant sinusoïdal connectée au coupleur. 50
II.19 Courant et tension du primaire. 51
II.20 Courant et tension du secondaire. 51
II.21 Champ magnétique dans le plan ZY à $t = \frac{3T}{4}$ (a) et à $t = \frac{T}{2}$ (b). 52
II.22 L'onduleur utilisé, synoptique de l'onduleur (a), photo de l'onduleur (b). . 53
II.23 Modèle électrique d'onduleur connecté aux bobines en position vis-à-vis. . 53
II.24 Commande MLI utilisée pour l'onduleur. 54
II.25 Courants du primaire et du secondaire du modèle de la figure II.23. . . . 54
II.26 Tensions aux bornes des condensateurs primaire et secondaire aux fréquences 5 kHz et 10 kHz. 55
II.27 Les différentes zones de mesures définies par la norme "SAE J-2954" [9]. . 55
II.28 Induction magnétique au centre du coupleur. 56
II.29 Induction magnétique à 200 mm du bord des bobines. 56
II.30 Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 835\ \mu s$ 57
II.31 Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 855\ \mu s$ 57
II.32 Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 865\ \mu s$ 58
II.33 Variation des inductances propres du primaire et du secondaire en fonction du déplacement. 59
II.34 Variation de l'inductance mutuelle en fonction du déplacement. 59
II.35 Variation de l'inductance mutuelle en fonction du déplacement. 60
II.36 Courant induit dans le secondaire. 61
II.37 Positions d'évaluation du champ magnétique. 61
II.38 Induction magnétique évaluée à 230 mm au-dessus du primaire. 62
II.39 Induction magnétique évaluée au cœur du coupleur. 62

II.40 Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 6,00\ ms$. 63
II.41 Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan ZY à $t = 19,45\ ms$. 63
II.42 Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan XY à $t = 6,00\ ms$. 64
II.43 Distribution de l'induction magnétique autour du coupleur dans le plan XY à $t = 19,45\ ms$. 64
II.44 Plans de symétrie possibles sur les bobines d'un WPTS (vue de dessus). . 65
II.45 Modèle de coupleur avec un seul plan de symétrie considéré. 66
II.46 Modèle de co-simulation symétrique utilisé. 66
II.47 Courants du primaire et du secondaire dans le modèle symétrique. 67
II.48 Circuit équivalent d'un WPTS. 68
II.49 Schéma d'application des équations de *Neumann*, inductance propre (a), inductance mutuelle (b). 68
II.50 Évolution de la résistance en fonction du facteur d'échelle. 70
II.51 Évolution des inductances propres L_1 et L_2 en fonction du facteur d'échelle. 70
II.52 Évaluation de l'induction magnétique en fonction du facteur d'échelle à 120 mm au-dessus du secondaire. 71
II.53 Comparaison des amplitudes de l'induction magnétique au point d'évaluation (120 mm au-dessus du primaire) en fonction du déplacement pour les deux valeurs 1 :1 et 1 :2 du facteur d'échelle. 71
II.54 Évaluation de l'induction magnétique le long de l'axe normal au coupleur pour deux valeurs du facteur d'échelle 1 :1 et 1 :2. 72
II.55 Évaluation de l'induction magnétique le long de l'axe normal au coupleur pour deux valeurs du facteur d'échelle 1 :1 et 1 :5. 72
II.56 Récapitulatif général des effets du champ magnétique sur le corps humain en fonction de la fréquence. 74
II.57 Transformée de Fourier du courant induit. 75
II.58 Filtre de pondération de la MCP. 76
II.59 Phase de référence des champs en fonction de la fréquence. 77
II.60 Synoptique d'une sonde de mesure pondérée. 77
II.61 Méthode de crête pondérée dans le domaine temporel. 78
II.62 Méthode de crête pondérée dans le domaine fréquentiel. 78
II.63 Courant primaire MCP. 79
II.64 Courant secondaire MCP. 80
II.65 Courant primaire MCPM. 80
II.66 Courant secondaire MCPM. 80
II.67 Positions d'évaluation de l'indice d'exposition. 81

II.68 Comparaison des indices d'expositions à différentes positions. 81

III.1 Schéma récapitulatif de l'utilisation du modèle mixte. 86
III.2 Répartition des flux magnétiques autour des bobinages primaire et secondaire. 87
III.3 Variation de l'indutance mutuelle en fonction du temps. 89
III.4 Modèle de coupleur mono-primaire à échelle réduite. 92
III.5 Circuit électrique associé au coupleur mono-primaire à échelle réduite. . . 92
III.6 Variation de l'inductance mutuelle 93
III.7 Dérivée temporelle de l'inductance mutuelle en fonction du temps. 93
III.8 Comparaison des courants induits obtenus avec le modèle mixte et le solveur temporel. 94
III.9 Circuit associé au modèle trois bobines au primaire. 95
III.10 Disposition des bobines dans le modèle trois bobines au primaire. 95
III.11 Variation des inductances mutuelles en fonction du temps (déplacement). 96
III.12 Somme algébrique des inductances mutuelles. 97
III.13 Variation de la dérivée de l'inductance mutuelle. 97
III.14 Comparaison du courant induit obtenu avec le modèle Maxwell 3D et le modèle mixte. 98
III.15 Comparaison du courant induit obtenu avec le modèle Maxwell 3D amélioré et le modèle mixte. 98
III.16 Circuit électrique associé. 99
III.17 Variation de l'inductance mutuelle pour un système de taille réelle. 100
III.18 Variation de la dérivée temporelle de l'inductance mutuelle pour un système de taille réelle. 100
III.19 Comparaison des courants induits dans le secondaire avec les deux modèles pour le cas d'un coupleur de taille réelle. 101

IV.1 Banc de mesure réalisé. 103
IV.2 Structure en bois utilisée pour la caractérisation et les mesures. 104
IV.3 La bobine (a) et la plaque de ferrite (b) utilisées. 105
IV.4 Circuit électrique équivalent du système de charge dynamique sans contact réalisé. 105
IV.5 Circuit électrique du système de charge sans contact. 106
IV.6 Condensateur de compensation "Kemet C4BSPBX4300ZBNJ" utilisé. . . 106
IV.7 Tensions calculées aux bornes des condensateurs C_p et C_s. 107
IV.8 Courants calculés aux niveaux des condensateurs C_p et C_s. 107
IV.9 Résistance de 1 Ω à connecter au primaire et au secondaire. 108
IV.10 Variation de l'impédance totale en fonction des résistances. 109
IV.11 Schéma du redresseur. 110
IV.12 Redresseur utilisé dans le banc d'essai. 110

IV.13 Projecteur utilisé. 111
IV.14 Exemple de configuration de mesure. 111
IV.15 Sonde de tension utilisée. 112
IV.16 Sonde de courant utilisée. 112
IV.17 Oscilloscope **TELEDYNE LECROY** *WaveSurfer 3000*. 113
IV.18 analyseur d'impédance **HIOKI-IM3570**. 113
IV.19 Pinces (a) et DC bias utilisés (b). 114
IV.20 Sonde Narda utilisée. 114
IV.21 Exemple de l'interface d'acquisition. 115
IV.22 Mesure de l'inductance mutuelle par la mise en court circuit du primaire (a) ou du secondaire (b). 116
IV.23 Comparaison des valeurs mesurées et des valeurs calculées de l'inductance mutuelle en présence des plaques de ferrite. 117
IV.24 Variation du coefficient de couplage simulé en fonction des désalignements latéral et transversal. 117
IV.25 Comparaison des grandeurs électriques mesurées et calculées pour des bobines en vis-à-vis. 119
IV.26 Comparaison des courants mesurés dans le domaine fréquentiel. 119
IV.27 Comparaison de l'indcution magnétique mesurée et calculée au point central décrit dans le tableau IV.6. 121
IV.28 Comparaison de l'indcution magnétique mesurée et calculée au point 1 décrit dans le tableau IV.6. 121
IV.29 Comparaison de l'induction magnétique mesurée et calculée au point 2 décrit dans le tableau IV.6. 122
IV.30 Espace de mesure en laboratoire. 123
IV.31 Évolution du courant mesuré dans la bobine secondaire. 124
IV.32 Évolution de la tension mesurée dans la bobine secondaire. 125
IV.33 Évolution de la tension mesurée dans la bobine primaire. 125
IV.34 Évolution du courant mesuré dans la bobine primaire. 125
IV.35 Grandeurs électriques au primaire (a) et au secondaire (b). 126
IV.36 Positions de la sonde pour mesurer l'induction magnétique. 126
IV.37 Induction magnétique mesurée sur les six postions. 127
IV.38 Comparaison du courant induit mesuré et simulé. 129
IV.39 Impact de la résolution de l'oscilloscope sur le courant mesuré. 129
IV.40 Comparaison du courant induit mesuré et modélisé. 130
IV.41 Transformée de Fourier du courant induit mesuré. 131
IV.42 Transformée de Fourier du courant induit simulé. 131
IV.43 Environnement de mesure de l'induction magnétique. 132
IV.44 Périmètre de sécurité autour du coupleur en vue de dessus en position vis-à-vis pour un seuil de 27 μT. 133

IV.45 Périmètre de sécurité autour du coupleur en vue de dessus en position vis-à-vis pour un seuil de $6,25\ \mu T$. 133
IV.46 Périmètre de sécurité autour du coupleur en coupe transversale en position vis-à-vis pour un seuil de $27\ \mu T$. 134
IV.47 Périmètre de sécurité autour du coupleur en coupe transversale en position vis-à-vis pour un seuil de $6,25\ \mu T$. 134
IV.48 Distorsion du maillage aux points d'intersection des différentes régions. . 135

A.1 Cadrants de fonctionnement du **Regatron**. 157
A.2 La sonde de tension différentielle utilisée. 157
A.3 Caractéristique de courant (a) et d'impédance d'entrée (b) en fonction de la fréquence. 159
B.1 Exemple d'une bobine et d'une partie de son maillage. 161
B.2 Éléments finis tridimensionnels de Lagrange : tétraédriques P1 et P2, parallélépipédique Q1 et prismatique [84]. 162
B.3 Exemple de coupleur simulé sous Maxwell 3D. 162
B.4 Configuration du mouvement. 164
B.5 Choix du solveur en fonction de l'application souhaitée. 165
B.6 Activation de la co-simulation sous "Maxwell 3D". 166
B.7 Configuration du calcul dans "Simplorer". 166
B.8 Configuration de la sauvegarde, sous "Maxwell 3D", des champs calculés. 167
B.9 Configuration des deux volumes modèles de la co-simulation. 168
B.10 Catégories de maillage disponibles. 168
B.11 Types de maillages volumiques disponibles. 168
C.1 Modèle utilisé pour réaliser la comparaison entre le modèle paramétrique et dynamique. 171
C.2 Comparaison entre le courant induit obtenus par les deux méthodes. . . . 172
D.1 Effet du champ magnétique sur le corps humain en fonction de la fréquence. 174
D.2 Localisation du SNC dans le système nerveux humain. 175
D.3 Relation entre VLE et VA. 177
D.4 Détermination des différentes grandeurs. 179
D.5 Valeurs d'action pour les champs magnétiques, [89], selon la directive 2013/35/UE. 180
D.6 Valeurs déclenchant l'action pour le champ magnétique selon le décret 2016-1074, [90]. 180

Annexe A : Datasheet des sondes et de l'alimentation

A.1 Alimentation Regatron

Le **Regatron** peut générer et recevoir jusqu'à 32 kW en fonction de son cadrant de fonctionnement alimentation (Q1) ou charge (Q4), figure A.1.

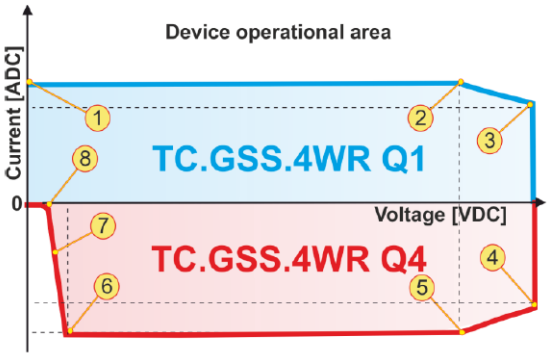


Figure A.1 – Cadrants de fonctionnement du **Regatron**.

* Quadrant 1.
  — 1 - 0V/80A
  — 2 - 400V/80A
  — 3 - 500V/64A
* Quadrant 4.
  — 4 - 500V/-64A
  — 5 - 400V/-80A
  — 6 - 40V/-80A
  — 7 - 25V/-32A
  — 15V/0A

A.2 Sonde de tension HVD3106A

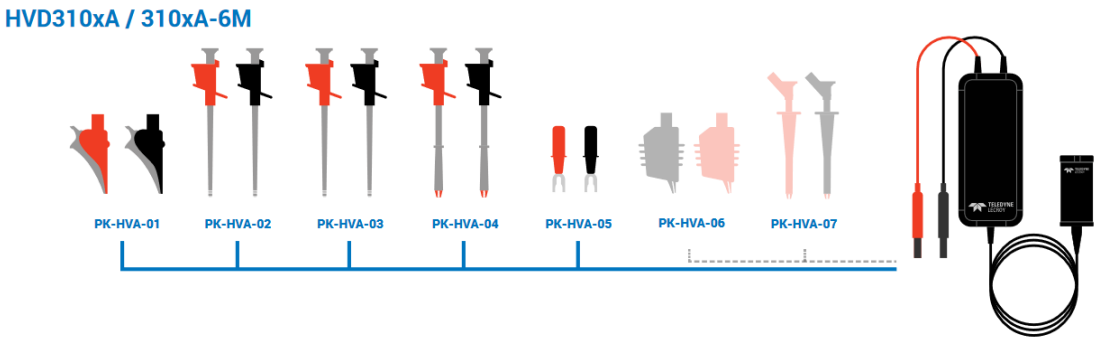


Figure A.2 – La sonde de tension différentielle utilisée.

La sonde de tension *LeCroy* **HVD3106A** est une sonde différentielle avec une bande passante de 120 MHz et atteignant jusqu'à 2000 V avant d'atteindre la saturation. La sonde présente également une sensibilité entre $100mV/div$ et $500V/div$.

Caractéristique	HVD 3106A
Bande passante	120 MHz
Temps de réponse	$2,9$ ns
Limite de tension	1500 V (DC + pic AC)
Sensibilité	$100mV/div$ à $6,9mV/div$ (50X) ou $7V/div$ à $500V/div$ (500X)
Température de fonctionnement	0 à 50 degrés C
Longueur câble sonde	$2,25$ m
Impédance d'entrée	10 $M\Omega$ || $2,5$ pF entre les entrées et 5 $M\Omega$ || 5 pF entre une entrée et la masse

Tableau A.1 – Caractéristiques de la sonde de tension différentielle utilisée

A.3 Sonde de courant CP150

La sonde de courant *LeCroy* **CP150** est une sonde de courant continu et alternatif utilisée pour mesurer le courant de la bobine primaire et secondaire.

Caractéristique	CP 150
Bande passante	10 MHz
Temps de réponse	< 35 ns
Limite de courant	300 A_{peak}
Sensibilité	$100mA/div$
Température de fonctionnement	0 à 40 degrés C
Longueur câble sonde	2 m

Tableau A.2 – Caractéristiques de la sonde de tension différentielle utilisée

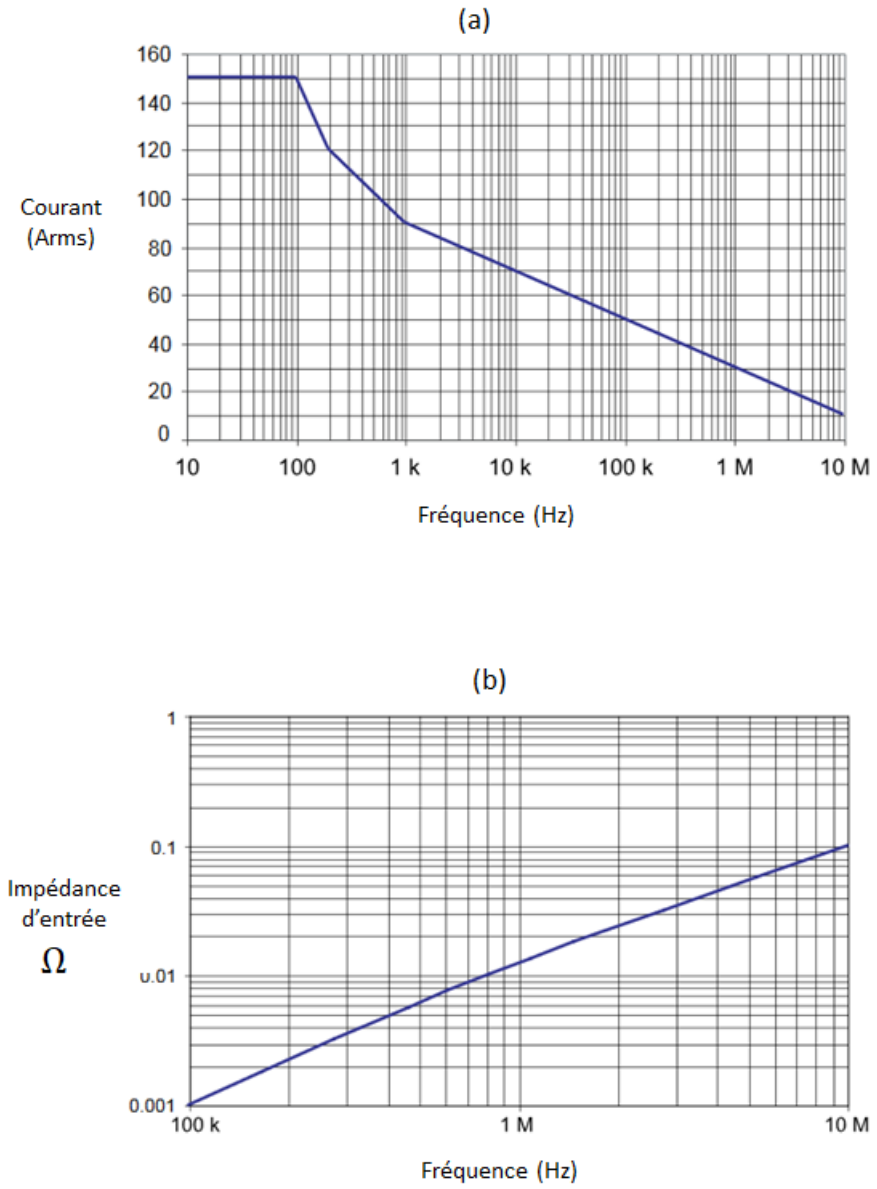


Figure A.3 – Caractéristique de courant (a) et d'impédance d'entrée (b) en fonction de la fréquence.

Annexe B : Méthode d'éléments finis et logiciel de simulation

Au chapitre II nous nous sommes intéressés au calcul numérique et aux méthodes utilisées et plus particulièrement à la méthode d'éléments finis définie dans la section suivante.

B.1 La méthode des éléments finis et logiciel de simulation

La méthode des éléments finis (MEF) est une méthode numérique utilisée dans différents domaines de la physique, elle permet de résoudre les systèmes d'équations aux dérivées partielles qui ne peuvent être résolus analytiquement.

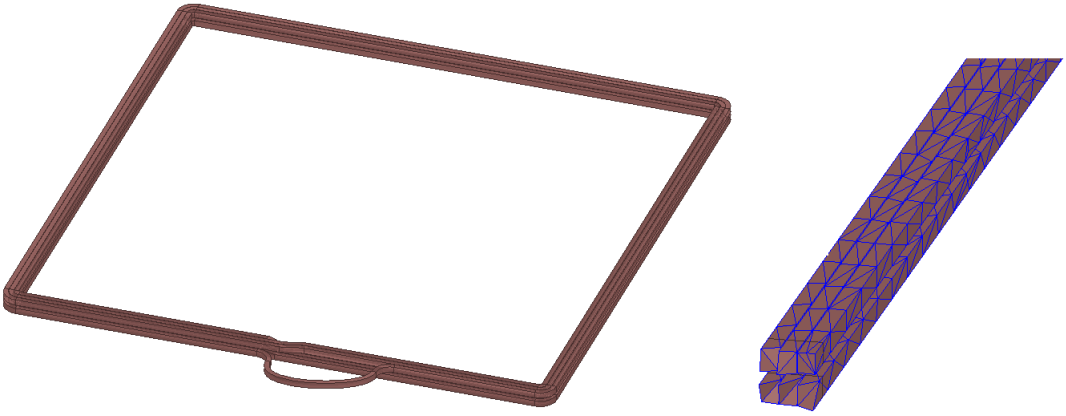


Figure B.1 – Exemple d'une bobine et d'une partie de son maillage.

La MEF est un outil de résolution très puissant et très utilisé dans l'ingénierie à condition que le problème soit continu et que les conditions aux limites soient bien définies, conditions de *Dirichlet* ou de *Neumann*.

Afin d'assurer la convergence de la solution des systèmes d'équations régissant les phénomènes physiques, le modèle géométrique doit être maillé convenablement, selon une précision adaptée aux grandeurs à observer. En effet, la taille des mailles et le nombre d'éléments sont très importants, car la résolution des systèmes d'équations se fait au niveau des noeuds. Le choix du type de maille, figure B.2, diffère en fonction de la complexité de la géométrie, des dimensions des pièces, de l'espace à mailler et de la physique à étudier.

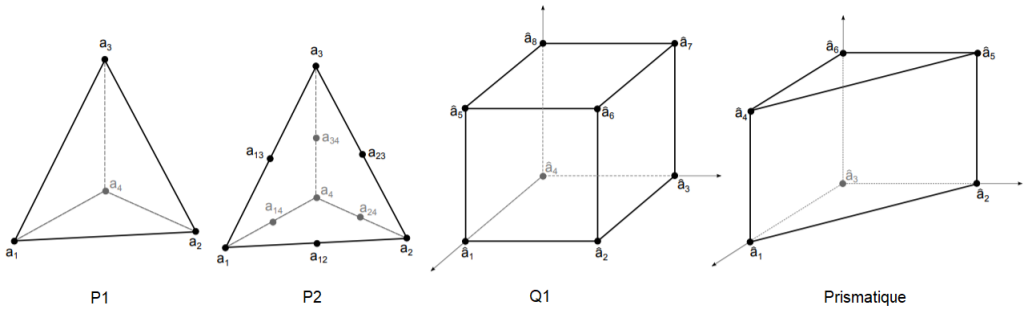


Figure B.2 – Éléments finis tridimensionnels de Lagrange : tétraédriques P1 et P2, parallélépipédique Q1 et prismatique [84].

B.2 Outils de simulation - Maxwell 3D

Le logiciel Maxwell 3D fait partie de la suite ANSYS et permet de simuler les champs magnétiques et électriques des différents dispositifs en basse fréquence, à titre d'exemple, les bobines du coupleur peuvent être dessinées dans le logiciel même ou importées à partir de fichiers ".step" générés par un logiciel CAO [1].

Maxwell 3D résout les systèmes de basses et moyennes fréquences, avec une limite de 10 MHz, et peut être donc utilisé pour l'étude des systèmes de transfert d'énergie sans contact ayant une fréquence de fonctionnement entre $80kHz$ et $90kHz$.

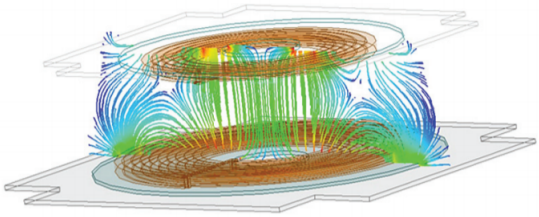


Figure B.3 – Exemple de coupleur simulé sous Maxwell 3D.

Le choix du logiciel n'est pas fortuit, en effet le but du travail présenté dans cette thèse est de créer un modèle générique et une méthodologie de simulation qui nous permettraient d'obtenir des résultats fidèles à la réalité, ainsi les géométries et l'électronique de puissance associées doivent être prises en considération afin d'obtenir un modèle représentatif du système réel.

Les travaux de cette thèse s'intéressent au champ électromagnétique généré par un système de recharge sans contact en mode dynamique, cet objectif est rendu possible grâce aux différents *solveurs* proposés par Maxwell 3D présentés ci-dessous

B.2.1 Le solveur magnéto-statique

Maxwell 3D propose plusieurs *solveurs* adaptés aux différentes applications possibles. Par exemple pour calculer les inductances propres ou mutuelles des bobines, le *solveur* magnétostatique peut être utilisé aussi bien en 2D qu'en 3D.

1. Conception assistée par ordinateur

$$\left.\begin{aligned} \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \vec{J} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 \\ \vec{B} = \mu_0 \mu_r \cdot (\vec{H} + \vec{M}) & \end{aligned}\right\} \qquad \text{En 3D} \tag{B.1}$$

$$J_z(x,y) = \vec{\nabla} \cdot \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} (\vec{\nabla} \times \vec{A_z}(x,y)) \right) \Bigg\} \qquad \text{En 2D} \tag{B.2}$$

tel que :

— $\vec{B}$: L'induction magnétique,

— $\vec{H}$: Le champ magnétique,

— μ_0 : La perméabilité magnétique du vide,

— μ_r : La perméabilité magnétique relative qui dépend du matériau,

— $\vec{M}$: La magnétisation,

— $\vec{A_z}$: Le potentiel vecteur selon l'axe OZ.

Ce solveur permet également de calculer les champs magnétiques statiques. Il est dédié principalement à la caractérisation magnétique des moteurs, des aimants permanents, des solénoïdes et d'autres formes géométriques complexes.

B.2.2 Le solveur harmonique (Eddy current)

La variante harmonique du solveur Magnéto-statique est le solveur **Eddy current** qui permet de prendre en considération le comportement harmonique d'un modèle en effectuant une résolution du système pour différentes fréquences. En effet, ce solveur permet de prendre en considération les composants électriques, passifs ou actifs connectés au système.

Le choix du solveur dépend de l'application, en effet, si le but est d'avoir une idée globale de la distribution du champ magnétique le solveur magnéto-statique serait suffisant. Cependant, si le but est de réaliser un dimensionnement avec prise en compte des propriétés électriques, tel que le comportement harmonique ou bien la variation d'une grandeur en fonction de la fréquence, le solveur Eddy current est indispensable.

B.2.3 Le solveur Transitoire

Le solveur *transitoire* résout les problèmes qui nécessitent la prise en compte de la dimension temporelle. Les circuits peuvent être alimentés en courant ou en tension alternatifs. Ce *solveur* calcule le champ magnétique instantané (selon un pas fixé par l'utilisateur). Il permet de résoudre des problèmes en 3D et/ou en 2D grâce au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \vec{\nabla}.\frac{1}{\sigma}.\vec{\nabla} \times \vec{H} + \frac{\partial \vec{\mathbf{B}}}{\partial t} = 0 \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \\ -\vec{\nabla} \cdot \left(\epsilon \vec{\nabla} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial t} \right) - \vec{\nabla}(\sigma \vec{\nabla} \Phi) = 0 \end{cases} \tag{B.3}$$

tel que :

— σ : la conductivité du matériau considéré,

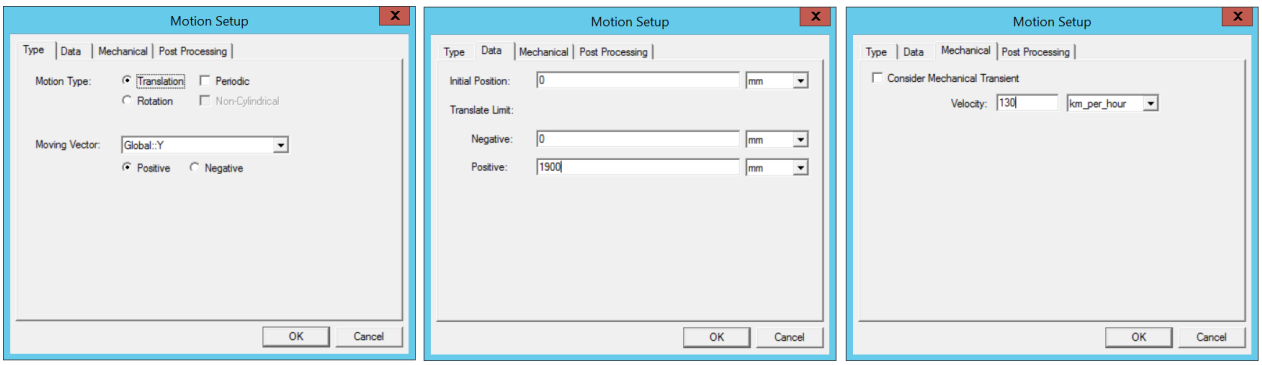
— Φ : le flux magnétique,

— ϵ : la permittivité diélectrique du milieu.

L'avantage principal du solveur Transitoire est la possibilité d'inclure le mouvement de la bobine secondaire en fixant une vitesse de déplacement afin d'étudier l'impact du déplacement sur les grandeurs magnétiques et électriques générées par le système. En effet, le mouvement engendre une variation importante de l'inductance mutuelle et une faible variation des inductances propres, (voir Chapitre 1), ces variations vont impacter l'électronique de puissance et par conséquent la commande des onduleurs qui doit être adaptée aux conditions de fonctionnement.

B.2.4 Association du déplacement

L'intégration du mouvement est possible grâce à un module disponible dans Maxwell 3D qui est très utilisé dans le dimensionnement des moteurs électriques. Le sens du déplacement, la distance parcourue ainsi que la vitesse sont les paramètres à définir tels qu'illustrés, respectivement, par les figures B.4 (a), (b) et (c).



(a) (b) (c)

Figure B.4 – Configuration du mouvement.

En incluant le mouvement, le logiciel résout une équation supplémentaire, équation (B.4), aux équations (B.1)-(B.2) et (B.3) afin d'estimer le champ magnétique induit par le déplacement en fonction de la vitesse.

$$\vec{\nabla} \times \upsilon \vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{J_s} - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \sigma \vec{\nabla} \vec{V} + \vec{\nabla} \times \vec{H_c} + \sigma \vec{V} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} \tag{B.4}$$

Tel que :

- H_c : Coefficient d'aimant permanent,
- υ : Vitesse de déplacement des objets,
- A : Potentiel vecteur,
- V : Potentiel électrique,
- υ : Réluctance,

- J_s : Densité de courant.

En prenant en considération le déplacement dans la simulation, le temps de résolution augmentera considérablement car l'espace de calcul sera remaillé à chaque pas temporel, dépendant directement de la fréquence de l'alimentation.

Solveur	Magnéto-statique	Eddy Current	Transitoire
Calcul du champ magnétique	Oui	Oui	Oui
Calcul des grandeurs magnétiques	Oui	Oui	Oui
Calcul des grandeurs électriques	Non	Oui	Non
Association d'un circuit électrique	Non	Oui	Oui
Co-simulation	Oui	Oui	Oui
Simulation cinétique	Non	Non	Oui

Tableau B.1 – Récapitulatif des capacités des trois solveurs.

B.3 Co-simulation

La co-simulation est la possibilité d'associer un circuit électrique au coupleur magnétique modélisé sous Maxwell 3D. Le circuit électrique peut être réalisé sous **Simplorer** ou bien sous **Maxwell Circuit**.
À la différence de Maxwell Circuit, Simplorer permet de contrôler le mouvement associé à la bobine réceptrice du coupleur. Cette méthode est détaillée dans la section (II.3) car nous l'utilisons dans le cadre des travaux de cette thèse.

L'outil Maxwell 3D peut être utilisé pour le dimensionnement global d'un système de transfert d'énergie sans contact et pour l'estimation des champs électromagnétiques générés par ce dernier. Le schéma suivant résume l'utilisation de chaque outil.

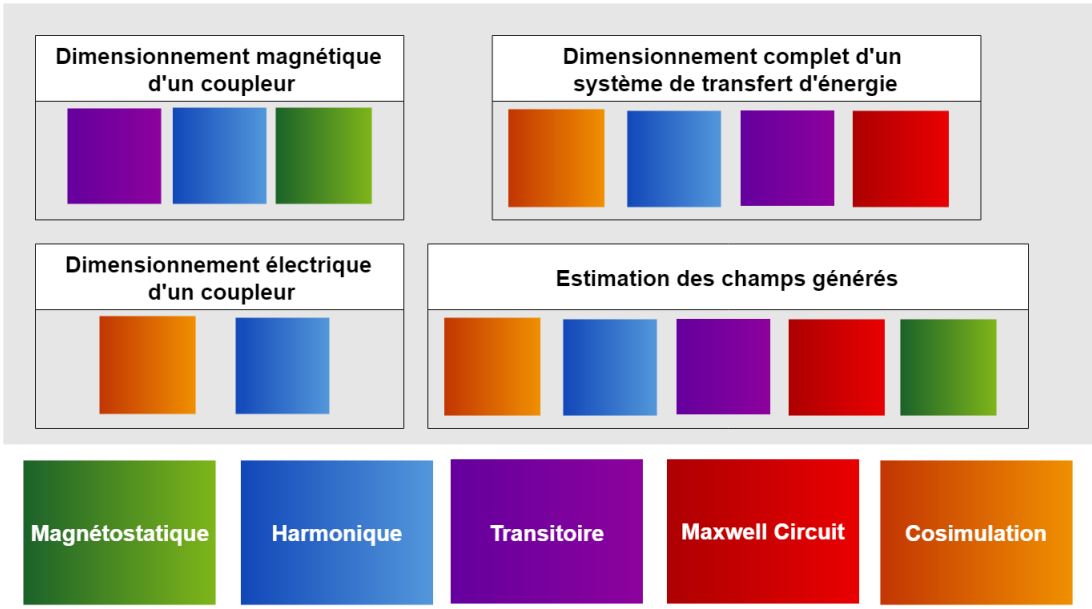


Figure B.5 – Choix du solveur en fonction de l'application souhaitée.

B.3.1 Configuration du couplage Maxwell 3D-Simplorer

La co-simulation est paramétrée en activant le couplage entre "Twin Builder" (Simplorer) et "Maxwell 3D" à travers le menu tel qu'illustré dans la figure B.6.

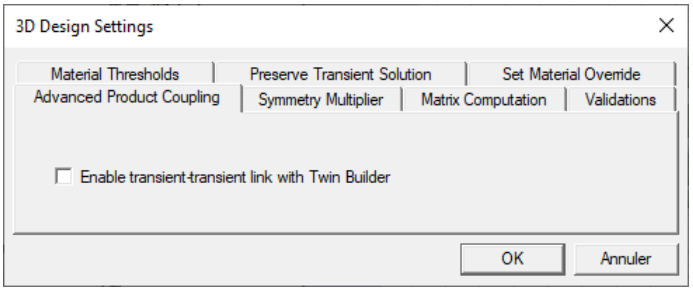


Figure B.6 – Activation de la co-simulation sous "Maxwell 3D".

Une fois la co-simulation appliquée "Simplorer" et "Maxwell 3D" fonctionnent en mode maître-esclave respectivement. En effet, le temps de simulation ainsi que le pas de calcul sont définis dans "Simplorer" tel que le montre la figure B.7. Nous pouvons remarquer l'existence de deux paramètres H_{min} et H_{max} qui définissent le pas de calcul temporel minimal et maximal respectivement. "Simplorer" adapte le pas de calcul de façon totalement transparente à l'utilisateur, ce qui rend difficile la prédiction du temps de résolution d'un modèle de co-simulation.

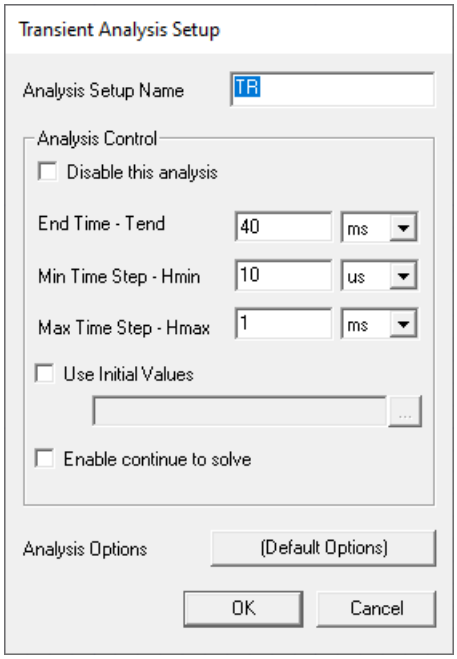


Figure B.7 – Configuration du calcul dans "Simplorer".

Dans un modèle de co-simulation l'outil "Maxwell 3D" permet d'extraire les grandeurs magnétiques et de visualiser la répartition des champs magnétiques dans tout le volume de calcul, grâce aux données sauvegardées en configurant l'onglet *Save Fields* tel qu'illustré dans la figure B.8.

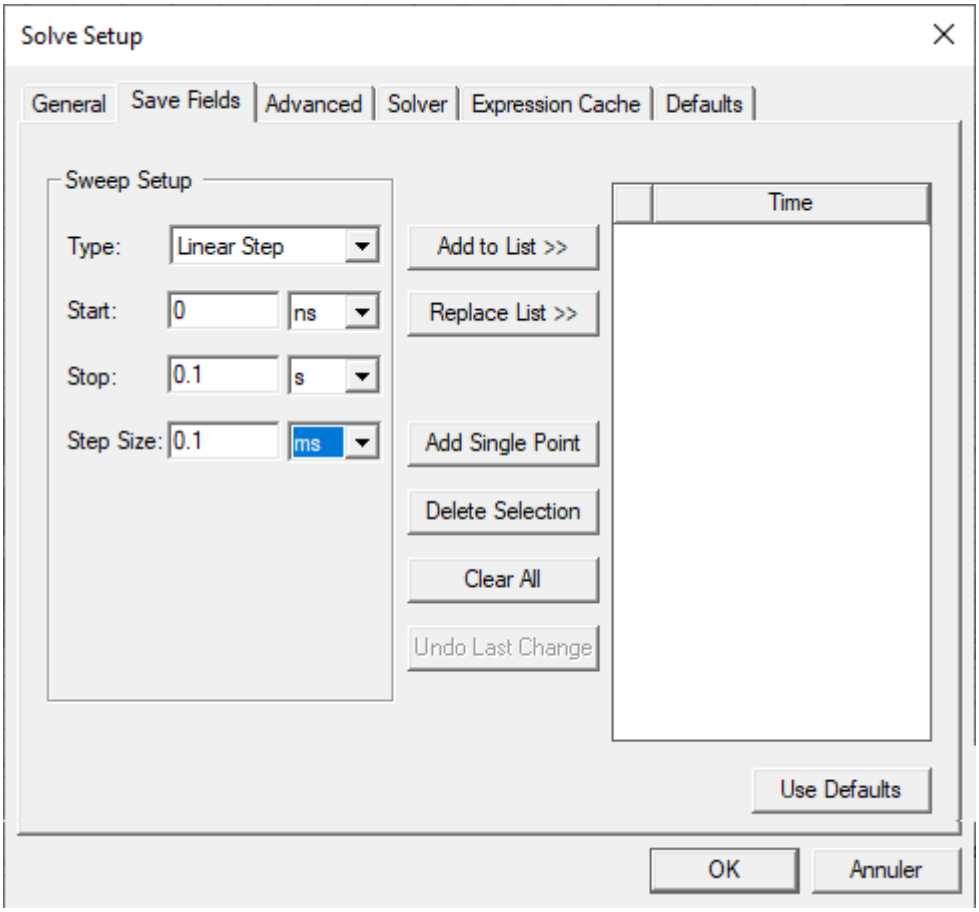


Figure B.8 – Configuration de la sauvegarde, sous "Maxwell 3D", des champs calculés.

La sauvegarde ainsi que la visualisation des champs magnétiques calculés est une étape informatiquement très contraignantes, car elle nécessite un espace de stockage important. En effet, il est préférable d'avoir un *Step Size*, de la figure B.8, identique au H_{min} de la figure B.7, afin de s'assurer d'avoir la répartition des champs magnétiques sur toute la période du signal. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est l'espace mémoire utilisé, en effet pour le modèle de la section IV.4.2.3 nous avions utilisé plus de 1 To ce qui rend l'exploitation des données une opération sensible.

B.3.2 Configuration du déplacement

La configuration du volume de simulation dans un modèle de co-simulation est une étape cruciale, car cela impact directement le temps de résolution. En effet, "Maxwell 3D" nous impose la définition de deux volumes modèles [2], figure B.9, *Band* (étant le premier volume) qui contient l'objet en mouvement, qui doit également être dans un volume, ici nommé *Volume secondaire*. Ce dernier se déplace à l'intérieur du *band* à une vitesse fixée par l'utilisateur sous "Simplorer".

2. Un volume modèle est un volume maillé et considéré dans la simulation, contrairement à un volume non modèle qui n'est pas considéré dans le calcul.

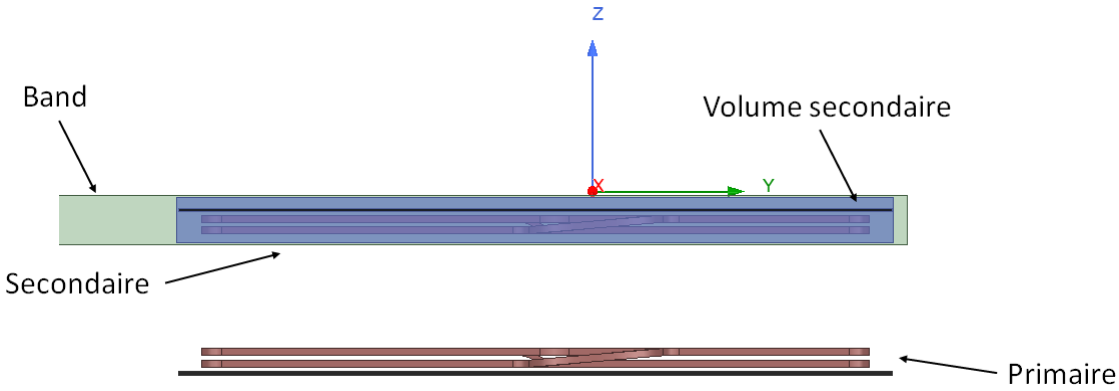


Figure B.9 – Configuration des deux volumes modèles de la co-simulation.

B.3.3 Le maillage

Un des paramètres déterminants dans un solveur par éléments finis est la qualité du maillage qui dépend du compromis entre dimension et nombre de mailles et temps de calcul. En effet, dans tous les solveurs de Maxwell 3D, on peut définir plusieurs paramètres de maillage en fonction des grandeurs à l'étude.

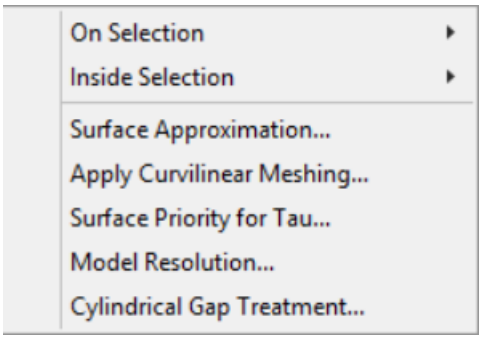


Figure B.10 – Catégories de maillage disponibles.

Pour un système de transfert d'énergie sans contact, nous cherchons à connaître les inductances des bobines ainsi que la répartition des champs magnétiques dans un volume donné. De ce fait, la configuration *On Selection* est appliquée à tout le système, car elle permet de définir le nombre d'éléments ou la longueur maximale de l'arête d'une maille, figure B.11. Cela donne un maillage volumique et non surfacique, ce qui est idéal pour la cartographie du champ magnétique.

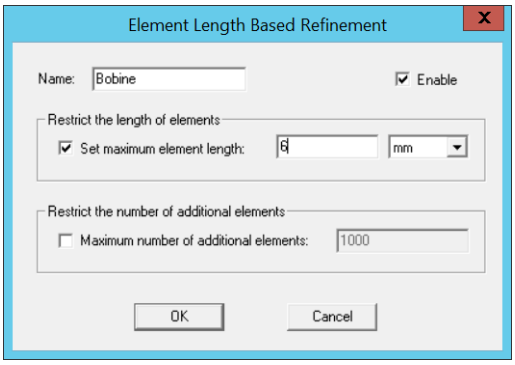


Figure B.11 – Types de maillages volumiques disponibles.

Nous soulignons que nous avons appliqué un maillage volumique avec une taille maximale de maille pour chaque élément du modèle à l'ensemble des travaux de simulation présentés dans cette thèse. Ces paramètres de maillage ont été obtenus après étude de la convergence du code de calcul. En effet, il n'existe pas de méthode systématique d'estimation de maillage idéal. Il est également à noter qu'une "région" de calcul doit être définie au préalable afin de délimiter l'espace de calcul, et dans le but de réduire la durée de simulation. En effet, par convention, nous cherchons à avoir une atténuation de 30 dB entre le maximum de champ, qui devrait être au centre de la région, et les bords de l'espace de calcul.

élément	taille d'arête de maille maximale
Bobine	20 mm
Ferrite	8 mm

Tableau B.2 – Récapitulatif du maillage utilisé.

Le tableau B.2 montre les paramètres optimaux utilisés dans tous les modèles simulés dans le cadre de cette thèse.
Les solveurs utilisés dans cette thèse permettent de mailler plus finement certaines régions du système afin d'observer avec plus de précision la distribution des grandeurs magnétiques dans cet espace.

Annexe C : Comparaison de la simulation statique paramétrique et la simulation dynamique

C.1 Simulation paramétrique et dynamique

Afin de déterminer l'intérêt de la simulation dynamique nous avons réalisé une comparaison entre une simulation statique paramétrique et une simulation dynamique à différentes vitesses.

Dans un premier temps, nous avons réalisé un modèle, figure C.1, que nous avons résolu avec un calcul dynamique et un calcul paramétrique. Nous avons fixé une vitesse de déplacement à 130 km/h sur une distance de 2400 mm, le primaire étant alimenté avec un courant de 10 A à 1 kHz, nous avons fixé une fréquence de fonctionnement faible afin d'obtenir les résultats en un temps raisonnable.

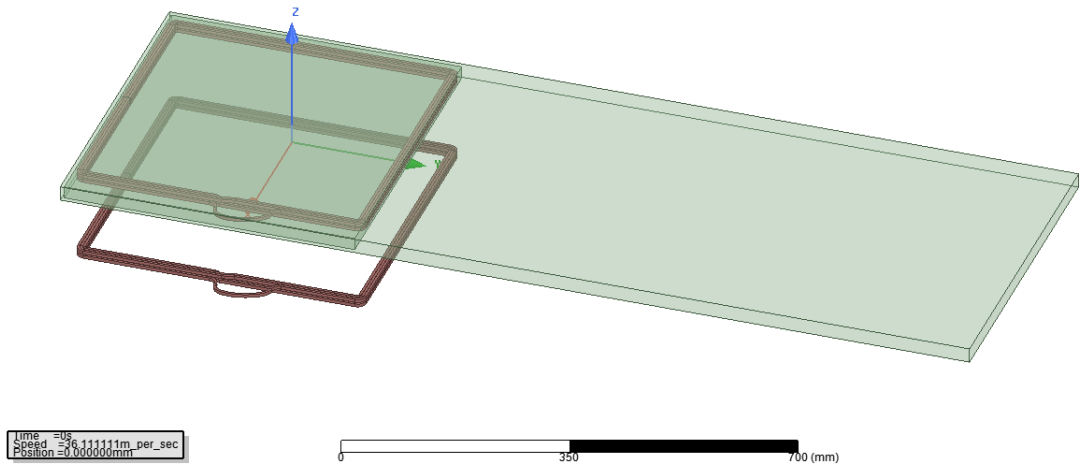


Figure C.1 – Modèle utilisé pour réaliser la comparaison entre le modèle paramétrique et dynamique.

Nous avons effectué un calcul de pas temporel et de pas spatial afin d'accorder la position du secondaire (en calcul paramétrique) avec la période du courant d'alimentation, dans le but de réaliser une comparaison du courant induit dans le secondaire.

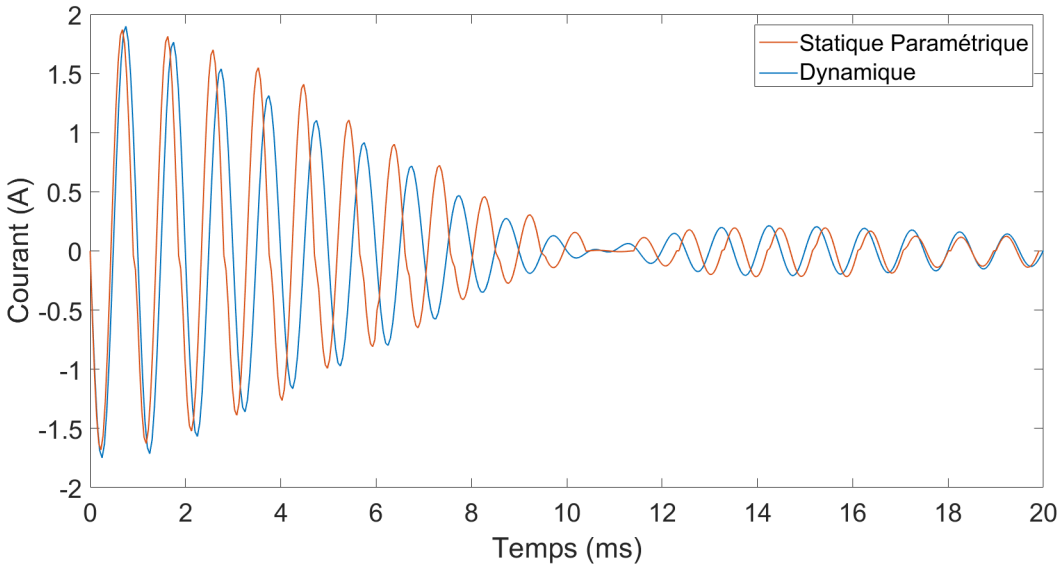


Figure C.2 – Comparaison entre le courant induit obtenus par les deux méthodes.

Nous remarquons sur la figure C.2 un décalage notable entre les deux courbes, ce qui affecte directement la répartition des champs magnétiques générés.

Grâce aux comparaisons réalisées dans le chapitre 4, nous sommes en mesure d'affirmer que la courbe obtenue par calcul dynamique correspond au courant que nous avons obtenus par mesure.

Annexe D : Interactions du corps humain avec les champs magnétiques

Dans cette annexe nous nous intéressons aux deux grandes catégories des effets du champ magnétique sur le corps humain tel qu'indiqué dans la section (II.5) du chapitre 2.

D.1 Effet directs

Tout changement physiologique ou effet induit par l'exposition à un champ magnétique est dit effet direct, on peut distinguer plusieurs effets en fonction du type de champ émis et la fréquence de ce dernier, figure D.1 :

- Nausées et vertiges qui sont dûs aux champs statiques,
- Effets sur les organes sensoriels tels que les nerfs et les muscles dûs aux champs basses fréquences $\leq 100\ kHz$,
- Effets sur les organes sensoriels et élévation de température ($100\ kHz - 10\ MHz$),
- Échauffement localisé ou complet du corps dû aux champs magnétiques à hautes fréquences $\geq 10\ MHz$.

D.1.1 Champs magnétiques statiques

Pour une personne immobile baignant dans un champ magnétique statique aucun effet n'est ressenti généralement, sauf si les champs sont très intenses, auquel cas la personne peut être affectée au niveau du coeur ou du cerveau. Cependant, pour une personne traversant un champ magnétique statique, des champs électriques sont induits dans son corps pouvant affecter le tissu nerveux [78].
Par ailleurs, des sensations de vertige peuvent être ressenties dans un champ statique, si la personne se déplace ou bouge la tête rapidement. En effet, l'oreille interne est sensible et est directement affectée, d'où la sensation de vertige. Ces effets prennent fin en sortant du champ ou en immobilisant la tête.

À l'heure actuelle, aucun élément n'établit un lien direct entre des effets néfastes sur le corps humain, telle que la détérioration cellulaire, et l'exposition aux champs statiques, le fait de se déplacer lentement dans les champs statiques permet d'éviter les sensations de nausées et de vertiges [88].

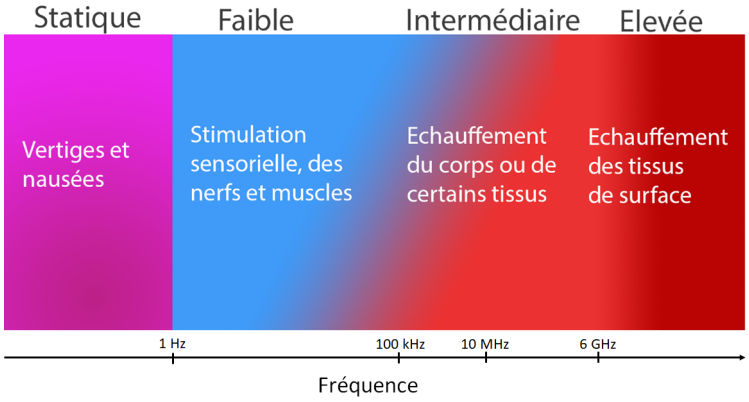


Figure D.1 – Effet du champ magnétique sur le corps humain en fonction de la fréquence.

D.1.2 Champs magnétiques basses fréquences $1\ Hz$ - $100\ kHz$

Les champs magnétiques basses fréquences induisent des champs électriques dans le corps humain, suivant la loi de Faraday, ces derniers peuvent provoquer des sensations désagréables dans les organes sensoriels, ou une stimulation des nerfs ou des muscles au niveau des bras et des jambes, tableau D.1.

Les yeux sont également sensibles aux champs magnétiques, en effet des phosphènes peuvent être perçus en traversant un champ magnétique basse fréquence. Les phosphènes se présentent sous forme de scintillements ou de sensations visuelles fuyantes. Ces sensations disparaissent à la sortie du champ magnétique [88].

Effet	Lieu d'interaction	Sensibilité maximale (Hz)	Seuil μT
Goût métallique	Récepteurs de la langue	$< 1\ Hz$	-
Vertiges, nausées, Stimulation des nerfs et des muscles	Oreille interne (système vestibulaire) Champs électriques induits par la circulation sanguine dans les tissus	$< 0,1 - 2\ Hz$	$40000/f^2$
Phosphènes	Cellules rétiniennes dans l'oeil	$20\ Hz$	$5000/f^2$
Sensation tactile et douleur, Contraction induite des muscles, Effets sur le coeur	Nerfs périphériques, muscles et Coeur	$50\ Hz$	200

Tableau D.1 – Interactions avec les champs basses fréquences [88].

D.1.3 Champs magnétiques à fréquence intermédiaire $100\ kHz$ - $10\ MHz$

Pour la zone de transition entre basses et hautes fréquences, les effets ressentis au niveau du système nerveux sont progressivement remplacés par des effets d'échauffement

à partir de 100 kHz. Dans cette plage de fréquence, les deux effets peuvent exister en même temps.

Cette gamme de fréquence est souvent discutée au vu de la nature des interactions qu'il peut y avoir. En effet, l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS) définit les champs à fréquence intermédiaire comme les champs dont la fréquence est comprise entre 300 Hz et 10 MHz.

Les effets perçus pour les deux gammes de fréquence précédentes peuvent être divisés en deux catégories :

— Effets sensoriels,
— Effets sanitaires.

D.1.4 Effets sensoriels

les effets sensoriels peuvent être ressentis au niveau de la peau, le système nerveux central (SNC), figure D.2, et les fonctions cérébrales.
Le SNC comporte le cerveau, la moelle épinière, les nerfs optiques et les rétines, ces dernières sont les premières affectées par une exposition critique au champ magnétique à travers l'apparition de magnétophosphènes.

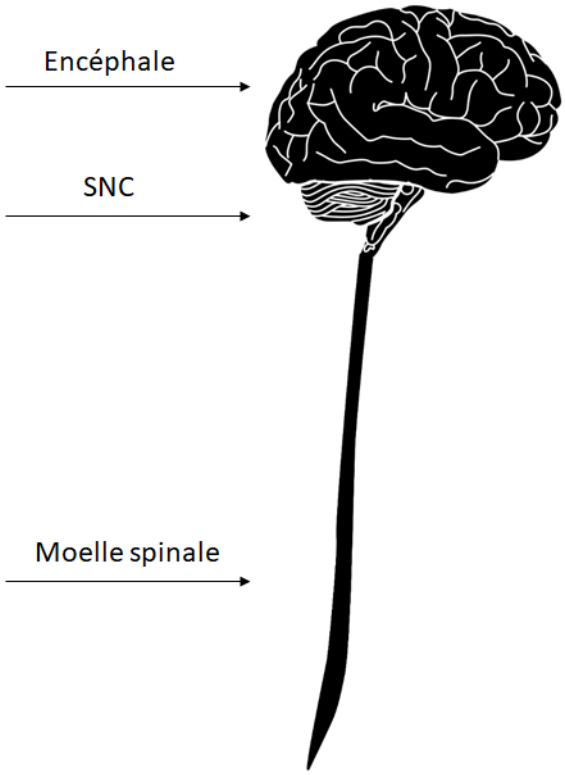


Figure D.2 – Localisation du SNC dans le système nerveux humain.

Les fonctions cérébrales peuvent être affectées par des niveaux d'exposition très élevés, ce qui se traduit en général par des troubles de la coordination motrice, qui restent anodins dans des milieux sans danger, mais qui peuvent s'avérer périlleux dans des milieux non contrôlés [78]-[89]-[90].

D.1.5 Effets sanitaires

Les muscles ainsi que le système nerveux périphérique (SNP) peuvent être excités suite à une exposition directe à des champs magnétiques dépassant les seuils limites. En effet, les muscles sont moins sensibles que le SNP à l'excitation magnétique mais une fois les seuils dépassés.

Le coeur est particulièrement sensible à l'excitation magnétique, mais il présente une limite d'exposition particulièrement élevée, [87]. En effet, des troubles du rythme cardiaque, fibrillation ventriculaire ou cardiaque, peuvent être ressentis immédiatement après dépassement de la limite et s'arrêtent dés l'arrêt de l'excitation.

Globalement, il existe deux types de stimulations, la stimulation du SNC qui est sans conséquence sur la santé et la stimulation du SNP qui s'arrête avec la disparition de l'excitation, ces deux comportements différents donnent lieu à deux valeurs limites d'exposition différentes [78].

D.1.6 Champs magnétiques à haute fréquence

Tout champ magnétique à haute fréquence entraîne un échauffement localisé ou global, en fonction de l'exposition et du tissu exposé. Pour une personne adulte en bonne santé, la régulation de la température devrait se faire naturellement, mais pour certains cas, cette régulation est difficile voire impossible, en conséquence une élévation de température de 1°C peut être ressentie sur le corps. Cette élévation peut être dangereuse si l'exposition est prolongée et si la température interne du corps s'en trouve affectée. L'énergie absorbée par le corps est proportionnelle à la durée d'exposition et à l'intensité du champ ainsi que son couplage avec le tissu, cette absorption est quantifiée à travers le Débit d'Absorption Spécifique (DAS) [3] en Watt par kilogramme [79],[92],[78].

L'échauffement du corps n'est pas instantané car ce dernier peut supporter une charge thermique accrue pendant de courts instants, donc l'évaluation de l'impact se fait par calcul des valeurs limites d'exposition sur un intervalle de six minutes, cette approche permet de dépasser momentanément les valeurs limites du moment que la moyenne n'est pas dépassée. Dans certains cas, il est contre productif d'estimer l'exposition globale du corps, quand seulement certaines de ses parties sont exposées, et même si l'ensemble du corps reste exposé à un seuil en deçà des limites, les parties localement exposées peuvent subir des dégâts, car l'énergie absorbée localement est très importante par rapport à la masse du tissu local [88].

Il existe des limites définies pour certaines parties du corps, car certaines régions sont plus sensibles à l'instar du cristallin ou des testicules. Pour des fréquences supérieures à 6 GHz, la pénétration des champs dans le corps humain est faible et donc l'échauffement est limité à la surface de la peau grâce à la longueur d'onde associée à ces fréquences [79], [92]. Par ailleurs, les fréquences les plus élevées telles que les radio-fréquences peuvent provoquer

3. Le DAS est une unité de mesure de la quantité d'énergie absorbée par un tissu, générée par des ondes radio fréquences

une perception sensorielle appelée "audition de micro-onde" qui reste inoffensive.

D.2 Effets indirects

Les effets indirects ne concernent pas les êtres humains directement, on parle plutôt d'effet indésirable dû à la présence du champ magnétique. À titre d'exemple, une personne ayant une articulation artificielle pourrait ressentir l'effet du champ magnétique, car son articulation est excitée par ce dernier. Les effets indirects incluent également la réaction des implants, des perçages corporels, les incendies...etc.

Ces effets ne sont pas considérés dans les travaux de cette thèse.

Le tableau D.2 est un résumé des différents effets cités précédemment.

D.3 Méthode d'estimation de l'impact des champs magnétiques

Il existe plusieurs méthodes qui permettent de déterminer la dangerosité des champs magnétiques. En effet, il existe deux grandeurs qui permettent d'attester de l'absence de risque [78].

— VA : Valeur limite d'action,

— VLE : valeur limite d'exposition.

Ces deux grandeurs sont liées directement comme le résume la figure D.3 :

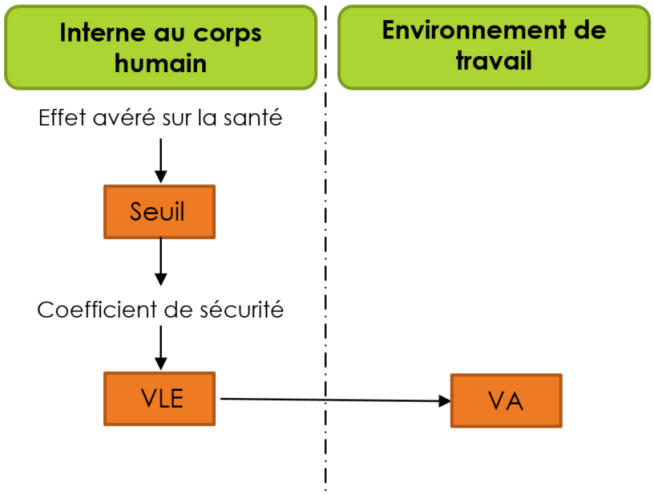


Figure D.3 – Relation entre VLE et VA.

Les restrictions de base sont liées à des grandeurs physiques corporelles mesurées *in vivo*, opération qui n'est pas évidente à mettre en œuvre pour des raisons éthiques et pratiques. On parle alors de dosimètrie qui est une discipline très spécifique et peu accessible. Pour rendre ce processus moins complexe, des niveaux de référence ont été déterminés à partir des restrictions de base afin d'évaluer l'exposition de façon pratique, figure D.4, ou numérique grâce à des simulations de modèles réels suivies de comparaison aux seuils de références.

Effets biologiques	Réponse biologique sans qu'il y ait nécessairement un effet sanitaire
Champs électriques et magnétiques de basses fréquences	L'effet principal aux fréquences inférieures à 10 MHz est la stimulation des organes sensoriels et des tissus nerveux et musculaires. Ces effets se produisent au-delà de certains seuils.
Limites pour les fréquences basses	Les champs électriques et les courants induits doivent être limités pour éviter les effets irréversibles dangereux pour la santé
Champ électromagnétique haute fréquence	L'effet principal aux fréquences supérieures à 100 kHz est l'échauffement des tissus exposés par absorption du champ. Cette élévation de température n'est discernable qu'au-delà d'un certain seuil.
Limites pour les hautes fréquences	L'absorption des ondes par les tissus doit être limitée pour éviter un échauffement excessif dangereux pour la santé.
Fréquences intermédiaires	Entre 100 KHz et 10 MHz, les effets de stimulation et les effets thermiques peuvent se produire indépendamment l'un de l'autre.
Temps de réponse	Les effets avérés sont aigus, c'est-à-dire immédiats,
Champs faibles	Aucun effet physiologique indésirable à court terme n'a été observé sur des personnes exposées à des champs de faible intensité.
Effet à long terme	
Controverse	Une controverse existe sur des effets à long terme à la suite d'une exposition prolongée à des niveaux nettement inférieurs au seuil déclenchant des réactions aiguës.
Effet à long terme	Malgré de nombreuses recherches, rien n'indique à ce jour que l'exposition aux champs électromagnétiques de faible intensité soit dangereuse pour la santé humaine.
Troubles de la qualité de vie	Le syndrome d'intolérance environnementale idiopathique attribué aux champs électromagnétiques couramment appelé électro-hypersensibilité (EHS) est reconnu par l'OMS sans qu'il y ait un lien de cause à effet avec une exposition aux champs électromagnétiques.

Tableau D.2 – Synthèse des effets directs [88].

Les grandeurs de référence en basses fréquences sont :

— Champ électrique E ($V.m^{-1}$),
— Induction magnétique B (μT),

— Courant I_c au contact d'objet conducteur. [4]

Ces grandeurs doivent être évaluées sans la présence de la personne, car sa présence pourrait déformer la distribution des champs, même s'il y a peu de chance que cela arrive car la perméabilité des tissus du corps est proche de celle du vide.

Les niveaux de référence ou (VA) affiliés aux champs magnétiques sont déterminés à partir des restrictions de base ou (VLE) dans les pires conditions d'exposition (direction et surface d'exposition, etc.)

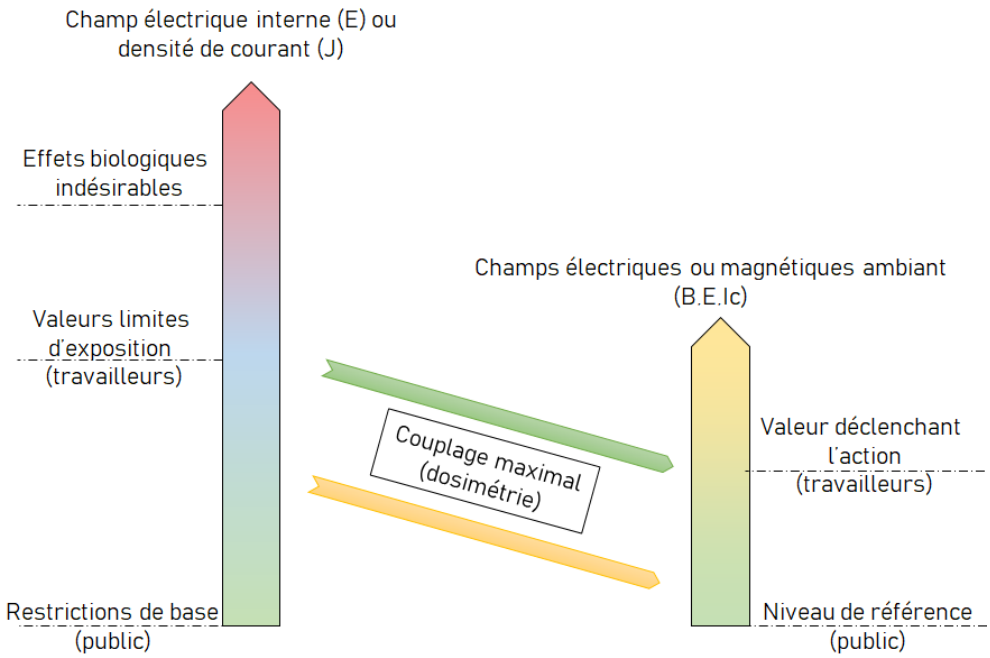


Figure D.4 – Détermination des différentes grandeurs.

Tel que vu précédemment les membres sont sensibles à des degrés différents aux champs magnétiques externes et donc trois valeurs d'actions [5] sont proposées :

- VA Basses : destinées à éviter les effets sensoriels,
- VA Hautes : destinées à éviter les effets sanitaires au niveau de la tête et du tronc (SNC),
- VA membres : destinées à éviter les effets sanitaires au niveau des bras et des jambes (SNP).

4. Vu la configuration des systèmes de transfert d'énergie sans contact en mouvement, il n'est pas nécessaire d'évaluer cette grandeur pour le grand public.
5. le respect des VAs garantit le respect des VLEs

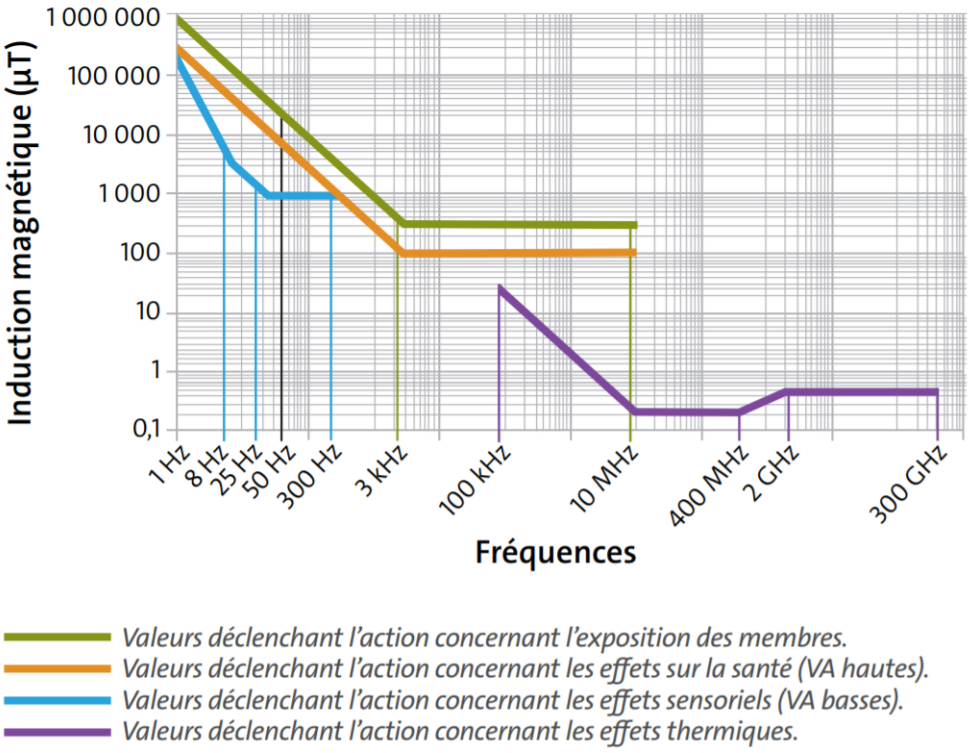


Figure D.5 – Valeurs d'action pour les champs magnétiques, [89], selon la directive 2013/35/UE.

Les travailleurs spécialement équipés peuvent être exposés à des seuils plus élevés que le grand public grâce à leur Équipement de Protection Individuel (EPI). Donc les valeurs de la figure D.5 sont revues à la baisse pour le grand public, figure D.6.

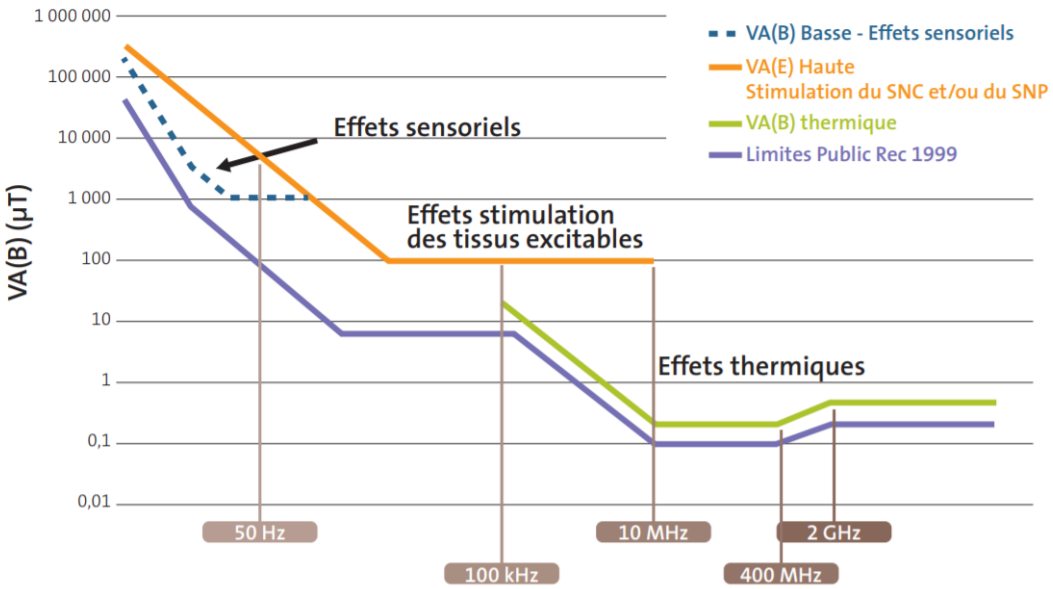


Figure D.6 – Valeurs déclenchant l'action pour le champ magnétique selon le décret 2016-1074, [90].