HAL open science

# Modélisation et optimisation d'un coupleur magnétique pour la recharge par induction dynamique des véhicules électriques

Karim Kadem

▶ **To cite this version:**

Karim Kadem. Modélisation et optimisation d'un coupleur magnétique pour la recharge par induction dynamique des véhicules électriques. Electromagnétisme. Université Paris-Saclay, 2020. Français. NNT : 2020UPAST032 . tel-03253967

**HAL Id: tel-03253967**

**https://hal.science/tel-03253967v1**

Submitted on 10 Nov 2022

**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.

# Modélisation et optimisation d'un coupleur magnétique pour la recharge par induction dynamique des véhicules électriques

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay**

École doctorale n°575 : electrical, optical, bio : physics and engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Génie électrique
Unité de recherche : Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France.
Référent : CentraleSupélec

**Thèse présentée et soutenue en visioconférence totale, le 09/11/2020, par**


## Karim KADEM


## Composition du Jury

| | |
|---|---|
| **Lionel PICHON**<br>Directeur de recherche, CNRS | Président du jury |
| **Charles JOUBERT**<br>Professeur, Université Lyon 1 | Rapporteur & Examinateur |
| **Yves LEMBEYE**<br>Professeur, Université Grenoble 1 | Rapporteur & Examinateur |
| **Flavio CANAVERO**<br>Professeur, Politecnico di Torino | Examinateur |
| **Mouloud FELIACHI**<br>Professeur, Université de Nantes | Examinateur |
| **Éric LABOURÉ**<br>Professeur, Université Paris-Saclay | Directeur de thèse |
| **Mohamed BENSETTI**<br>Professeur, CentraleSupélec | Co-Directeur de thèse |
| **Yann LE BIHAN**<br>Professeur, Université Paris-Saclay | Co-Directeur de thèse |
| **Mustapha DEBBOU**<br>Ingénieur de recherche, Thales | Invité |

**Thèse de doctorat**


NNT : 2020UPAST032

# Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier l'ensemble des membres du jury- le président Monsieur Lionel PICHON, Monsieur Mouloud FELLIACHI, Monsieur Flavio CANAVERO ainsi que Monsieur Charles JOUBERT et Monsieur Yves LEMBEYE d'avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je remercie également Monsieur Claude Marchand, directeur du laboratoire GEEPS de m'avoir accueilli et intégré au laboratoire.

Je remercie grandement Monsieur Mustapha Debbou de l'institut VEDECOM qui a initié cette thèse et qui m'a accordé sa confiance pour la conduite de ce projet. Je le remercie également pour son expertise et tous ses conseils avisés qui m'ont permis de m'intégrer dans le monde de l'automobile. Je le remercie également pour les moments conviviaux passés ensemble, pour sa présence ,son aide et pour ,le plus important, son amitié. Je remercie également Monsieur François collet pour l'accueil dans son équipe, pour sa disponibilité et pour ses nombreuses orientations durant toutes ces années.

Je remercie toutes les personnes qui ont participé à l'avancement de ces travaux, à commencer par mon directeur de thèse, Monsieur Eric LABOURE, pour son encadrement, sa sérénité et toutes les connaissances qu'il m'a transmises au cours de ces trois années. Aussi, Je ne peux oublier les qualités humaines dont il a toujours fait preuve. Merci Eric.

Je remercie Monsieur Yann LE BIHAN pour son esprit critique et sa minutie scientifique qui m'ont permis d'avancer, d'apprendre et de progresser. Merci pour m'avoir appris l'esprit d'un scientifique.

Je ne remercierais jamais assez Monsieur Mohamed Bensetti pour son accueil, son encadrement, ses conseils, ses encouragements et surtout pour le soutien qu'il m'a apporté depuis le premier jour au laboratoire et qu'il m'apporte encore aujourd'hui tant du point de vue personnel que professionnel.

À CentraleSupélec, je souhaite remercier l'ensemble des personnes qui m'ont permis d'accomplir ce travail. Je remercie notamment, Adrien, Amir, Antoine, Pierre Etienne, Paul Antoine, Damien, José, Réda, Ghida, Majda, Thierry, Aurore, Mehdi, Mickael, Olivier, Marine, Philippe, Sassia, Nathalie, Warren, Sandrine, Laurent, Richard, Paul, Mohamed, Tanguy, Loïc, Valentin, Demba, Jad, Wassim, Ferréol, Bogdan, Maya, Simon, sans oublier Antoine Caillierez.

A Vedecom je remercie, Tahar Hamiti, Mohamed Rahal, Leyla, Joao, Zariff, Nadim, Sofiane, Raouf, Daoud, Abderrahmane, Abdelhak, Ali, Hadi, Roch, Christophe, Raquel, Valentin, Ryad, et j'en passe…

Je remercie également tous mes amis et mon entourage, qui m'ont accompagné et soutenu durant toutes ces années, particulièrement Fethi, Mokrane, Boukhlifa, Hakim, Tahar, Salim, jojo, Fouad, Loucif, Redouane, Jugo, Hafez, Moncef, Nazim, Selmane, Aladin, les Mohamed, Arslane, Mehdi, Oussama, Moujib. Je n'ose pas penser à quoi aurait ressemblé ces trois années sans eux… certainement pas facile comme l'aurait si bien dit l'un d'entre eux.

Pour finir, je dédie ce manuscrit à toute ma famille, à mon père qui nous a toujours fait passer en premier pour nous offrir le meilleur, à ma mère qui depuis mon enfance, me conseille et partage avec moi tous mes évènements qu'ils soient bons ou mauvais. Je vous remercie pour les valeurs que vous m'avez transmises. Je remercie aussi ma femme, Fela, qui supporte toutes mes plaintes, qui m'accompagne et pour toute la patience dont elle a fait preuve. Je remercie également mon frère et ma sœur qui me supportent depuis toutes ces années et dont je suis fière. Je peux dire que sans vous tous, je n'en serais pas arrivé là.

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

Table des matières

Introduction générale ..... 21

Chapitre I. État de l'art ..... 27

I.1 Introduction ..... 29

I.2 Recharge sans contact ..... 29

I.3 Recharge inductive ..... 33

I.3.1 Recharge par induction en statique ..... 35

I.3.2 Recharge par induction en dynamique ..... 37

I.4 Coupleur magnétique ..... 41

I.4.1 Modèle électrique du coupleur et compensation de la puissance réactive ..... 42

I.4.2 Formes des coupleurs ..... 46

I.5 Positionnement des travaux de thèse ..... 52

I.6 Conclusion ..... 54

Chapitre II. Optimisation du coupleur pour la recharge dynamique des véhicules électriques 55

II.1 Introduction ..... 57

II.2 Caractérisation des coupleurs magnétiques ..... 57

II.2.1 Détermination des éléments propres d'une bobine ..... 60

II.2.2 Détermination de l'influence de l'« air gap » et du déplacement sur la mutuelle inductance ..... 63

II.3 Comparaison de différentes formes de bobines adaptées à la recharge des véhicules électriques ..... 67

II.3.1 Déplacement du véhicule dans l'axe de la route électrique ..... 72

II.3.2 Déplacement désaxé du véhicule par rapport à la route électrique ..... 74

II.3.3 Variations des inductances propres ..... 75

II.3.4 Conclusion partielle ..... 76

II.4 Comparaison de différentes topologies de ferrites ..... 76

II.4.1 Variation de la surface occupée par le matériau ferrite ..... 77

II.4.2 Variation de l'épaisseur de la plaque de matériau ferrite ..... 78

II.4.3 Variation de la surface occupée par le matériau ferrite : évidement de la partie centrale ..... 80

II.4.4 Impact de la distance bobine-ferrite ..... 82

II.4.5 Discrétisation de la structure magnétique par utilisation de barreaux..... 83

II.4.6 Proposition de géométrie de coupleur magnétique ..... 85

II.5 Validation expérimentale de l'évolution du coefficient de couplage..... 90

II.6 Conclusion..... 94

Chapitre III. Rayonnement et blindage du coupleur..... 97

III.1 Introduction ..... 99

III.2 Compatibilité électromagnétique, recommandation ICNIRP et norme J2954..... 99

III.3 Rayonnements électromagnétiques de différentes topologies de coupleurs ..... 102

III.4 Modélisation du rayonnement et pré-dimensionnement d'un blindage ..... 105

III.4.1 Définition d'un blindage électromagnétique..... 105

III.4.2 Dimensionnement d'une plaque conductrice pour le blindage du champ magnétique ..... 107

III.5 Influence d'un blindage magnétique sur le couplage..... 129

III.6 Conclusion..... 137

Chapitre IV. Détection de la présence du véhicule et séquencement des bobines au sol……..... 139

IV.1 Introduction ..... 141

IV.2 Détection de la présence du véhicule électrique : ..... 141

IV.2.1 Travaux antérieurs..... 142

IV.2.2 Solution de détection proposée ..... 144

IV.2.3 Validation expérimentale ..... 150

IV.3 Séquencement des bobines au sol..... 152

IV.3.1 Première configuration : toutes les bobines de la piste en circuit ouvert..... 154

IV.3.2 Deuxième configuration : séparations conductrices entres les bobines de la piste ..... 156

IV.3.3 Troisième configuration : bobines N-1 et N+1 en court-circuit ..... 159

IV.3.4 Quatrième configuration : architecture avec chevauchement des bobines..... 161

IV.4 Validation expérimentale ..... 163

IV.5 Conclusion ..... 166

Conclusion générale et perspectives ..... 169

Publications et Brevets ..... 175

Références bibliographiques ..... 179

V. Annexes……. ..... 189

V.1 Annexe A. ..... 191

V.2 Annexe B. ..... 195

V.3 Annexe C. ..... 197

Liste des figures

Figure I-1 : Alimentation sans contact d'une lampe - Witricity [12] ..... 30
Figure I-2 : Avion de la NASA alimenté par un laser [14]. ..... 30
Figure I-3 : Différents types de de recharge sans contact ..... 31
Figure I-4 : Impédance d'onde Z [18] ..... 32
Figure I-5 : Différence entre un transformateur classique et un système de recharge inductif [5][22] ..... 33
Figure I-6 : Schéma d'un système WPT inductif. ..... 34
Figure I-7 : Exemple de recharge inductive statique a)brosse à dents électrique [24], b) chargeur pour smartphone [25] ..... 35
Figure I-8 : Magne Charge [26] ..... 36
Figure I-9 :a) Waseda Electric bus, b) bobine primaire du système [25] ..... 36
Figure I-10 : Système WPT de Witricity[29] ..... 37
Figure I-11 : Secondaire du système Primove de bombardier, a) secondaire en roulant, b) secondaire abaissé (recharge) [31] ..... 37
Figure I-12 : Recharge par induction dynamique d'un véhicule électrique ..... 38
Figure I-13 : Différents types de pistes, a) piste à émetteur unique, b) piste émetteur segmenté ..... 38
Figure I-14 : Projet Serpentine EPFL [34][35] ..... 39
Figure I-15 : Système DWPT développé par Renault-Supelec [5]. ..... 40
Figure I-16 : Piste FABRIC en Italie [39] ..... 40
Figure I-17 : a) Schéma d'un coupleur magnétique, b) photo d'un coupleur magnétique [45] ..... 42
Figure I-18: a) Schéma d'un fil de Litz Avec vue 3D du schéma de torsion d'un seul brin[46][47][48], b) carreaux de ferrites de différentes tailles [49] ..... 42
Figure I-19 : Schéma électrique équivalent d'un coupleur magnétique. ..... 43
Figure I-20 : Modèle en « T » équivalent au coupleur magnétique ..... 43
Figure I-21 : Modèle en « T » du coupleur magnétique ramené au primaire ..... 44
Figure I-22 : Différentes topologies de compensations, a) Série-Série (SS), b) Série-Parallèle (SP), c) Parallèle-Série (PS), d) Parallèle - Parallèle (PP) ..... 45
Figure I-23 : Assemblage de bobines primaires et une bobine secondaire.[58] ..... 47
Figure I-24 : Photographie de la plate-forme de transfert d'énergie sans contact, contenant le capteur portable à distance de l'émetteur et la « matrice » de bobines primaires identiques intégrées au chevet du patient [59]. ..... 47
Figure I-25 :Coupleur circulaire, a) schéma d'un coupleur magnétique circulaire utilisé dans l'étude [61], b) photo d'un coupleur circulaire utilisé dans [62] ..... 48
Figure I-26: Coupleur circulaire, a) schéma éclaté d'un primaire b) différentes formes de barres de ferrites [63] ..... 48
Figure I-27 : Etude de l'influence des tailles de bobines circulaires [65]. ..... 49
Figure I-28 : Vue en coupe des différentes formes de coupleurs, a) Avec circuits magnétiques de type E, b) Avec circuits magnétiques de type plaque, c) Avec circuits

magnétiques de type U, d) Sans circuits magnétiques première taille, e) Sans circuits magnétiques deuxième taille. [23][66] ..... 50
Figure I-29 : Différentes formes de coupleurs, a) forme en S [60], b) forme tripolaire [68], c) Flux pipe[69], d) forme papillon[67], e) forme DQ[25]. ..... 51
Figure I-30 : a) Structure Double D, b) Structure Bipolaire, c) Structure Quadrature double D [25] ..... 51
Figure I-31 : Etude comparative du couplage de différentes formes de coupleurs[60]..... 52
Figure I-32 architecture du système développé dans les travaux précédant la thèse [74]. 53
Figure II-1 : Coupleur magnétique et son schéma électrique équivalent ..... 58
Figure II-2 : a, Schéma de la spire réalisée au laboratoire, b) Photo de la spire réalisée au laboratoire..... 58
Figure II-3: Bobines WPT étudiées, a) bobines WPT sans ferrite, b) bobines WPT avec ferrite, c) disposition des spires de la bobine WPT ..... 59
Figure II-4 : Modèle d'une bobine réelle ..... 60
Figure II-5 : Modèle simplifié d'une bobine ..... 60
Figure II-6: Mesure des éléments propres des bobines, a) Mesure à l'aide de l'analyseur vectoriel (VNA), b) Mesure à l'aide du RLC mètre ..... 61
Figure II-7: Modélisation des bobines sous COMSOL ..... 62
Figure II-8: Étude de l'influence de l'air gap et du déplacement sur la mutuelle inductance ..... 63
Figure II-9 : Dispositif de mesure de la mutuelle inductance en fonction de l'air gap pour le cas des bobines circulaires réalisées au laboratoire..... 64
Figure II-10 : Structures simulée sous le logiciel de calcul numérique..... 64
Figure II-11 : Mutuelle inductance en fonction de l'air gap ..... 65
Figure II-12 : Détermination de la mutuelle inductance pour la bobine WPT, a) par simulation numérique, b ) par la mesure ..... 66
Figure II-13 : Variation de l'inductance mutuelle en fonction de déplacement pour les bobines WPT ..... 66
Figure II-14 : Inductance mutuelle ..... 67
Figure II-15 : Evolution du rendement maximum en fonction du coefficient de couplage 68
Figure II-16 : Photo et dimensions de la bobine avec ferrite..... 69
Figure II-17: Dimensions des bobines rectangulaires modélisées sous COMSOL ..... 69
Figure II-18 : Formes des coupleurs ..... 70
Figure II-19 : Vue détaillée des bobines des structures DD et BP ..... 71
Figure II-20 Architecture de la bobine BP ..... 71
Figure II-21 : Mutuelle inductance entre deux sous bobines du BP..... 72
Figure II-22 : Dimensions des différentes topologies de bobines, a) rectangulaire, b) Double D c) Bipolaire, d) Circulaire..... 72
Figure II-23 : a) Déplacement centré, b) Axes de déplacement ..... 73
Figure II-24 : Comparaison des coefficients de couplage (cas centré)..... 73
Figure II-25 : Etude de l'effet du désaxement sur le coefficient de couplage..... 74
Figure II-26 : Comparaison des coefficients de couplage avec désaxement ..... 75

Figure II-27: Variation de l'inductance propre primaire en fonction du déplacement pour les différentes topologies ..... 76
Figure II-28 : Fabrication de la plaque de ferrite du coupleur à partir de carreaux élémentaires ..... 77
Figure II-29 : Variation de la surface de ferrite ..... 78
Figure II-30 : Coefficient de couplage en fonction de « S » ..... 78
Figure II-31 : Variation de l'épaisseur de la ferrite ..... 79
Figure II-32 : Coefficient de couplage en fonction de l'épaisseur de la plaque de ferrite . 79
Figure II-33 : Induction magnétique à l'intérieur du ferrite pour différentes épaisseurs, a) 2mm, b) 10 mm c), 20 mm ..... 80
Figure II-34 : Variation des dimensions du creux dans la ferrite, a) Vue 3D,b) Vue de coupe ..... 81
Figure II-35 : Coefficient de couplage en fonction du côté de l'évidement dans la plaque de ferrite ..... 81
Figure II-36 : Variation de la distance verticale entre la bobine et la ferrite ..... 82
Figure II-37 : Coefficient de couplage en fonction de l'éloignement entre bobines et plaques de ferrite ..... 82
Figure II-38 : Induction magnétique à l'intérieur du ferrite pour différentes distances bobines/ferrite, a) 0mm, b) 10 mm c), 20 mm ..... 83
Figure II-39 : Différentes formes de coupleurs à base de barreaux de ferrites, a) plaque d'origine, b) dimension d'un barreau c) 13 barreaux de ferrites, d) 7 barreaux de ferrite, e) 5 barreaux de ferrite, f) 3 barreaux de ferrites ..... 84
Figure II-40 : Comparaison de l'évolution du coefficient de couplage pour les différents nombres de barreaux de ferrite en fonction du déplacement ..... 85
Figure II-41 : Structure optimisée et ses dimensions ..... 86
Figure II-42 : Forme optimisé : bossage carré interieur, a) vue coupleur, b) vue primaire 86
Figure II-43 : Evolution du coefficient de couplage en fonction du côté du carré de bossage intérieur ..... 87
Figure II-44 : Forme optimisée : bossage en bordure de structure, a) vue coupleur, b) vue primaire ..... 88
Figure II-45 : Evolution du coefficient de couplage en fonction du paramètre BBS ..... 88
Figure II-46 : Comparaison de la structure originelle avec la structure proposée ..... 89
Figure II-47 : Comparaison du coefficient de couplage entre la forme originale et la structure proposée ..... 89
Figure II-48 : Prototype réalisés au laboratoire ..... 90
Figure II-49 : Dimensions des bobines miniatures ..... 91
Figure II-50 : Mesure des paramètres électriques des prototypes de coupleurs miniatures réalisés au laboratoire ..... 91
Figure II-51 : Comparaison du coefficient de couplage mesuré et simulé pour différentes topologies de bobines pour un déplacement dans l'axe de la route électrique ..... 92
Figure II-52 : Comparaison du coefficient de couplage mesuré et simulé pour différentes topologies de bobines pour déplacement désaxé vis-à-vis de la route électrique ..... 93

Figure III-1 : Trilogie en CEM ..... 100
Figure III-2 : Recommandation des niveaux d'exposition de référence ICNIRP, a) 1998 [86], b) 2010 [87] ..... 101
Figure III-3 : Différentes zones d'un VE équipé d'un système WPT [41] ..... 102
Figure III-4 : Ligne d'évaluation de l'induction magnétique. ..... 102
Figure III-5 : Etude des émissions magnétiques des différentes formes de coupleurs, a) Rec, b) DD, c) BP, d) Circ, ..... 103
Figure III-6 : Comparaison des émissions magnétiques de différentes formes de coupleurs ..... 103
Figure III-7 : Cartographie de la répartition de la norme de l'induction magnétique, a) position du plan de cartographie, b) induction magnétique sur le plan de cartographie ..... 104
Figure III-8 : Différentes méthodes de blindage, a) blindage conducteur, b) blindage magnétique, c) blindage actif, d) blindage réactif ..... 106
Figure III-9 : Différents mécanismes du blindage ..... 107
Figure III-10 : Représentation d'un primaire de coupleur magnétique avec ferrite par un ensemble de sources équivalentes ..... 109
Figure III-11 : Démarche adoptée pour la prédiction de $SE_H$ ..... 109
Figure III-12 : Algorithme de recherche du nombre, des positions et des moments du modèle dipolaire ..... 111
Figure III-13 : Banc de mesure en champ proche ..... 112
Figure III-14 : Exemple d'une cartographie représentant la composante Hz du champ magnétique au-dessus du primaire d'un système WPT ..... 113
Figure III-15: Description de la chaine de mesure ..... 113
Figure III-16 : Cartographies de répartition des composantes du champ magnétique ..... 114
Figure III-17 : Cartographies du champ magnétique à une hauteur de 100mm ..... 115
Figure III-18: Comparaison des amplitudes des champs magnétiques obtenus par simulation numérique et par mesure ..... 116
Figure III-19 :Cartographies des composantes du champ magnétique obtenues par le modèle dipolaire et par COMSOL pour un courant de 60A ..... 117
Figure III-20 : Comparaison $H_{comsol}$ et $H_{model}$ (à 60A) ..... 117
Figure III-21 :ADMc et FDMc la composante $Hx$ ..... 118
Figure III-22 : ADMc et FDMc la composante $Hy$ ..... 118
Figure III-23 : ADMc et FDMc la composante $Hz$ ..... 119
Figure III-24 : Plaque de blindage conductrice et de dimensions latérales grandes placée à proximité des dipôles magnétiques ..... 122
Figure III-25 : $SE_H$ en fonction de la fréquence pour différents matériaux ..... 122
Figure III-26 : $SE_H$ en fonction de l'épaisseur du blindage pour différents matériaux et pour une fréquence de 85 kHz ..... 123
Figure III-27 : Dipôles et plaque de blindage dans COMSOL ..... 124
Figure III-28 : Comparaison des résultats d'efficacité de blindage obtenus analytiquement et en utilisant le logiciel COMSOL (plaque d'aluminium de 1mm d'épaisseur) ..... 124

Figure III-29 : Banc expérimental pour la validation de l'efficacité de blindage, a) sans plaque de blindage, b) avec plaque de blindage ..... 125
Figure III-30 : Comparaison des résultats d'efficacité de blindage obtenus analytiquement et expérimentalement, a) plaque 1, b) plaque 2, c) plaque 3, d) plaque 4. ..... 126
Figure III-31 : Position du corps humain à l'intérieur de l'habitacle [104] ..... 127
Figure III-32 : Ensemble des dipôles, position de la plaque de blindage et ligne de simulation des émissions ..... 128
Figure III-33 : Amplitude de l'induction magnétique rayonnée par les dipôles équivalents simulée sur la ligne représentée dans la Figure III-32 ..... 128
Figure III-34 : Bas d'un véhicule Renault Twizzy équipé d'une plaque de blindage ..... 129
Figure III-35 : Deux structures de coupleurs, a) coupleur sans blindage, b) coupleur avec plaque de blindage au secondaire ..... 130
Figure III-36 : Comparaison entre les émissions rayonnées des deux structures, coupleur sans blindage et coupleur avec blindage ..... 131
Figure III-37 : Rayonnements par-dessus le coupleur (intérieur de l'habitacle du véhicule) pour les deux structures, a), coupleur sans blindage, b) coupleur avec blindage ..... 131
Figure III-38 : Coefficients de couplage en fonction du déplacement des deux structures de coupleur (avec et sans blindage) ..... 132
Figure III-39 : Courants induits sur la face inferieure de la plaque de blindage. ..... 132
Figure III-40 : Solution proposée, fente dans le blindage ..... 133
Figure III-41 : Courants induits sur la plaque de blindage munie d'une fente ..... 133
Figure III-42 : Comparaison du coefficient de couplage pour les trois structures. ..... 134
Figure III-43 : Rayonnement du coupleur (intérieur de l'habitacle du véhicule) pour les trois structures, a), coupleur sans blindage, b) coupleur avec blindage, c) coupleur avec un blindage comportant une fente ..... 135
Figure III-44 : Photos des deux blindages, a) sans fente, b) avec fente ..... 136
Figure III-45 : Comparaison expérimentale du coefficient de couplage pour les trois cas. ..... 136
Figure IV-1 : Capteur à effet inductif utilisée dans [112] ..... 142
Figure IV-2 : Mutuelle inductance entre les bobines de détection [112] ..... 142
Figure IV-3 : Emplacement des deux aimants permanents au secondaire (sous le véhicule) [113] ..... 143
Figure IV-4 : Utilisation d'un capteur capacitif pour la détection du véhicule [5] ..... 143
Figure IV-5 : Influence du milieu sur le fonctionnement du capteur capacitif [5] ..... 144
Figure IV-6 : Schéma de la solution développée avec un segment de piste ..... 145
Figure IV-7 : Circuit équivalent de la première bobine de la piste, a) en absence du récepteur secondaire en court-circuit, b) en présence du récepteur secondaire en court-circuit ..... 145
Figure IV-8 : Durée des impulsions de recherche ..... 146
Figure IV-9 : Exemple d'une commande par décalage ..... 146
Figure IV-10 : Impulsions de recherche ..... 147
Figure IV-11 : Variation du courant crête en fonction d'alpha ..... 148
Figure IV-12 : Variation du courant en fonction du coefficient de couplage ..... 149

Figure IV-13 : Algorigramme de démarrage de la séquence de recharge a) côté primaire; b) côté secondaire ..... 149
Figure IV-14 : Dispositif de validation expérimentale de la méthode détection ..... 150
Figure IV-15 : Dispositif en présence du secondaire ..... 150
Figure IV-16 : Algorigramme amélioré de démarrage de la séquence de recharge a) coté primaire, b) coté secondaire ..... 151
Figure IV-17 : Architecture d'une route électrique ..... 153
Figure IV-18 : Première configuration : Bobines N-2, N-1, N+1 et N+2 en circuit ouvert. ..... 155
Figure IV-19 : Configuration de piste munie de séparations conductrices (cuivre) entre les différentes bobines au sol ..... 157
Figure IV-20 : Zoom sur une séparation ..... 157
Figure IV-21 : Comparaison de l'évolution du coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire entre les architectures un et deux. ..... 158
Figure IV-22 : Troisième configuration : bobines N-1, N+1 en CC et bobines N-2, N+2 en circuit ouvert. ..... 159
Figure IV-23 : Quatrième configuration : bobines N-1, N+1 en CC et bobines N-2, N+2 en circuit ouvert avec un chevauchement entre les différentes bobines au sol. ..... 161
Figure IV-24 : Variation du coefficient de couplage pour la quatrième configuration de piste ..... 163
Figure IV-25 : Validation expérimentale de la troisième architecture de piste. ..... 164
Figure IV-26 : Validation expérimentale de la quatrième architecture de piste. ..... 165
Figure IV-27 : Chevauchement en inclinant les bobines au sol ..... 165
Figure V-1 : Caractérisation des bobines en utilisant l'analyseur de réseau « Agilent E5071C » ..... 191
Figure V-2 : Schéma électrique de mesure du coefficient de réflexion ..... 191
Figure V-3 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_1$ ..... 192
Figure V-4 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_2$ ..... 192
Figure V-5 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_{1cc}$ ..... 193
Figure V-6 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_{2cc}$ ..... 193
Figure V-7 : Sonde magnétique PBS H3 ..... 197
Figure V-8 : Boucles de différentes formes pour la mesure du champ magnétique ..... 197
Figure V-9 : Différentes composantes du champ magnétique ..... 198
Figure V-10 : Chaine de mesure (facteur de performances) ..... 199
Figure V-11 : Dimensions de l'équipement "conducteur sur plan de masse" ..... 200
Figure V-12 : Composante Hz(y) obtenue analytiquement (sur la ligne de transmission) ..... 201
Figure V-13 : Facteur de performance de la sonde PBS H3 ..... 202

Liste des tableaux

Tableau I-1 : 4 gammes de puissance définies par la norme SAE J2954[41][42]..... 41
Tableau I-2 : 3 classes de séparation définies par la norme SAE J2954[41]..... 41
Tableau I-3 : Condensateurs de compensation pour differentes topologies ..... 45
Tableau I-4 : Comparaison des coefficient de couplage des differentes formes de l'étude [23] ..... 50
Tableau I-5 : Caractéristiques du system DWPT étudié..... 53
Tableau II-1 : Dimensions géométriques des différentes bobines..... 59
Tableau II-2 : Dimensions géométriques des bobines..... 59
Tableau II-3 : Résultats de caractérisation pour les spires réalisées en laboratoire..... 62
Tableau II-4 : Résultats de caractérisation pour bobines issues du commerce..... 62
Tableau II-5 : Dimensions du coupleur ..... 70
Tableau II-6 : Dimensions des structures magnétiques illustrées sur la Figure II-39 ..... 84
Tableau III-1 : Conditions de mesures des cartographies..... 114
Tableau III-2 : caractéristiques des plaques utilisées ..... 122
Tableau III-3 : Propriétés des plaques de blindages et conditions de mesure ..... 126
Tableau III-4 : Caractéristiques de la plaque de blindage ..... 130
Tableau III-5 : Caractéristiques de deux plaque de blindage (avec et sans fente)..... 135
Tableau IV-1 : Caractéristiques du système DWPT..... 147
Tableau IV-2 : Tensions crêtes aux bornes des bobines dans le cas de la première architecture. ..... 155
Tableau IV-3 : Tensions crêtes aux bornes des bobines dans le cas de la seconde architecture. ..... 158
Tableau IV-4 : Courants et tensions crêtes des bobines au sol dans le cas de la troisième architecture. ..... 160
Tableau IV-5 : Courants et tensions crêtes des bobines au sol dans le cas de la quatrième architecture. ..... 162
Tableau IV-6 : Résultats obtenus expérimentalement pour le cas de la troisième architecture de piste..... 164
Tableau IV-7 : Résultats obtenus expérimentalement pour le cas de la quatrième architecture de piste..... 165

# Introduction générale

En 2017, l'usage des transports représentait, en France, 32 % de la consommation énergétique totale, soit 45,4 Mtep (Mégatonne équivalent pétrole). La consommation énergétique du secteur des transports est principalement à base de produits pétroliers. Elle représente à elle seule plus de 60% de la consommation pétrolière de la France [1].

En plus de la dépendance qu'engendre l'utilisation intensive de produits pétroliers, cette consommation engendre des effets néfastes sur l'environnement en augmentant les émissions de gaz à effet de serre. Des solutions telles que l'utilisation de véhicules électriques (VEs) et/ou hybrides rechargeables, peuvent représenter des alternatives de transports efficaces et propres.

Les immatriculations de voitures particulières électriques en France sont ainsi passées de 184 en 2010 [2] à 42 764 en 2019 ce qui correspond à 1,9 % du marché automobile français [3]. Néanmoins, si le véhicule électrique n'arrive toujours pas à faire sa percée dans le marché automobile, c'est principalement à cause de son autonomie, en plus de la question du prix. L'autonomie moyenne des voitures électriques actuellement commercialisées varie de 150 à 400 km [4][5][6]. Même si cette autonomie permet de répondre à des trajets quotidiens, la réalisation de longs trajets reste toujours problématique et très loin de l'autonomie des véhicules thermiques qui eux peuvent parcourir plus de 1000 km [7].

Différentes solutions ont été présentées par le passé pour permettre d'améliorer l'autonomie des VEs, la plus répandue consiste à augmenter la capacité des batteries, ce qui revient à augmenter aussi leurs volumes, leurs masses, leurs coûts ainsi que leurs temps de recharge. De plus, cette augmentation de masse conduit inévitablement à une augmentation de la consommation d'énergie des VEs. Une alternative est de multiplier les bornes de recharge. Cependant le temps de recharge est un facteur très pénalisant pour le VE par rapport au véhicule thermique. C'est pour cela qu'une autre solution a été envisagée. Il s'agissait du développement d'un système permettant d'échanger des batteries vides contre des batteries déjà chargées préalablement. Cette opération devait permettre au conducteur du VE d'obtenir une batterie totalement chargée en quelques minutes. Cependant cette solution a été abandonnée pour différentes raisons liées, en particulier, aux difficultés rencontrées dans la conception mécanique et dans la gestion des problèmes de sécurité [8].

Une autre façon de faciliter l'utilisation des VEs est le recourt à un système de recharge sans contact, qui permet d'échanger de l'énergie entre deux systèmes sans aucune connexion électrique entre eux. Il existe deux types de recharge sans contact : la recharge statique et la recharge dynamique.

La recharge sans contact dite « statique » permet au véhicule de se recharger sans contact à l'arrêt, ce qui présente l'avantage de ne pas manipuler des câbles d'alimentation contrairement à une borne de recharge classique. Ce type de recharge permet donc un confort d'utilisation et l'amélioration de l'esthétique des voiries avec des bornes plus discrètes. Ces atouts sont importants, surtout à l'heure actuelle où l'intégration de bornes de charge très rapides est à l'étude. De surcroit, ce type de bornes nécessitent l'utilisation de câbles plus encombrants et donc plus difficiles à manipuler que ceux déjà utilisés [8]. Néanmoins, la recharge sans contact

« statique » garde l'inconvénient de la nécessaire immobilisation du véhicule pendant l'opération de recharge. De plus, elle ne permet pas d'améliorer l'autonomie du VE tributaire de la capacité de la batterie.

Le deuxième type de recharge sans contact est la recharge « dynamique ». Le terme dynamique s'applique au véhicule qui se recharge en roulant. Ceci permet donc de le recharger sans être dans l'obligation de s'arrêter. Même si ce type de recharge requiert plus d'investissement sur l'infrastructure routière pour l'équiper sur de longues distances, il est transparent et ergonomique pour l'utilisateur et garanti donc à terme une autonomie presque illimitée du véhicule (les limites sont en fait liées à l'étendue de l'infrastructure routière équipée).

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont donc inscrits dans la perspective de cette révolution technologique dans le secteur automobile et ont pour ambition d'apporter une contribution au développement d'une solution de recharge sans contact dynamique visant à étendre considérablement l'autonomie des véhicules électriques. Ces travaux sont le fruit de la collaboration entre l'institut VEDECOM et le laboratoire GeePs.

Mes travaux de thèse se sont focalisés sur l'étude, la modélisation et l'optimisation d'un coupleur magnétique destiné à la recharge dynamique des véhicules électriques. Les objectifs étant de répondre aux exigences en matière de rendement énergétique lors de la phase de transfert de puissance dans un encombrement et un volume contraint et dans le respect des normes sur les émissions électromagnétiques.

Ce manuscrit de thèse est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à un état de l'art sur la recharge sans contact, et plus particulièrement la recharge inductive. Nous décrirons dans ce chapitre, les différents projets de recharge inductive déjà développés et nous focaliserons notre analyse sur les différentes formes de coupleurs magnétiques utilisées.

Le deuxième chapitre est dédié à la recherche d'une topologie optimale d'un coupleur magnétique en prenant en considération le mouvement du véhicule. Nous débuterons ce chapitre en décrivant une méthodologie de caractérisation des paramètres électriques des coupleurs, suivie d'une étude comparative de différentes formes de bobines adaptées à la recharge dynamique des véhicules électriques. Cette partie sera complétée par une analyse comparative de différentes formes de circuits magnétiques. Ces travaux ont pour objectif de développer une structure de coupleur permettant d'améliorer le couplage entre l'émetteur et le récepteur. Ce chapitre sera conclu par la validation expérimentale des approches proposées.

Le chapitre trois débutera par une brève présentation des contraintes en matière de rayonnement électromagnétiques imposées aux dispositifs de recharge sans contact et une évaluation des champs émis par les coupleurs magnétiques. Le deuxième axe de ce chapitre portera sur l'élaboration d'un modèle analytique permettant de modéliser le rayonnement d'un coupleur magnétique, avec pour objectif le pré-dimensionnement d'une plaque de blindage destiné à limiter le rayonnement du dispositif.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous présenterons certaines techniques de détection de la présence du véhicule et de séquencement de l'alimentation des bobines au sol avant de présenter nos travaux dans ce domaine et les améliorations proposées validées par des simulations numériques et une série de tests expérimentaux.

Finalement, une conclusion générale reprendra les principaux résultats de ce travail et différentes perspectives seront proposées sur d'éventuels axes de développement.

# Chapitre I. État de l’art

## I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter un état de l'art concernant la recharge sans contact et plus précisément des coupleurs magnétiques permettant ce type de recharge. La première partie du chapitre portera donc sur une brève comparaison entre les différentes solutions technologiques pouvant être envisagées pour la transmission sans contact d'énergie. L'ensemble sera ponctué d'un bref historique sur la recharge sans contact.

La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à la recharge inductive. Les différents types de recharge inductive existants ainsi que leurs caractéristiques seront abordés. Aussi nous nous intéresserons dans cette partie à quelques projets de recharge inductive développés de par le monde. Les projets que nous allons présenter portent essentiellement sur la recharge inductive dans le domaine des transports de façon générale et dans le domaine automobile en particulier. Nous présenterons donc des éléments de la norme régissant le domaine automobile.

La troisième partie de ce chapitre concernera les coupleurs magnétiques. Nous verrons dans cette partie différentes études portant notamment sur différentes géométries de coupleurs magnétiques pouvant être utilisées dans la recharge inductive, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

La dernière partie du chapitre est consacrée au positionnement des travaux de thèse. Nous y présenterons une brève description des travaux antérieurs ainsi que la description du système étudié.

## I.2 Recharge sans contact

Le transfert d'énergie sans contact appelé également Wireless Power Transfer (WPT), Contactless Energy Transfer (CET) ou encore Contactless Power Transfer (CPT) fait référence au principe permettant de transférer l'énergie électrique d'un point à un autre via un air gap (entrefer) sans aucun contact électrique direct.

Le développement de ce type de système remonte au 19$^{ème}$ siècle avec Nicolas Tesla, qui a travaillé sur le transfert d'énergie entre deux bobines comme peut en témoigner la tour de Wardenclyffe, qui fut construite à long Island et qui malheureusement par la suite fut détruite [9]. Les recherches ont continué pendant le 20$^{ème}$ siècle où l'on notera par exemple l'idée de William C. Brown qui proposa l'utilisation des micro-ondes pour pouvoir transférer de l'énergie sans contact à un hélicoptère [9] [10], ou encore l'essor des « tags » RFID dans les années 1970 qui peuvent être alimentés en utilisant des couplages inductifs ou radiatifs [11].

En 2007, L'entreprise Witricity introduit un système WPT avec une ampoule de 60W alimentée à 2 m de distance. La Figure I-1 montre une photo du système développé par cette entreprise [12].

*Figure I-1 : Alimentation sans contact d'une lampe - Witricity [12]*

D'autres études menées par la NASA en 2003 ont permis d'utiliser un faisceau laser pour alimenter sans contact un modèle réduit d'avion. L'avion était équipé de cellules photovoltaïques qui collectaient l'énergie transmise par le laser. La Figure I-2 montre une photo du système développé par la NASA [13].

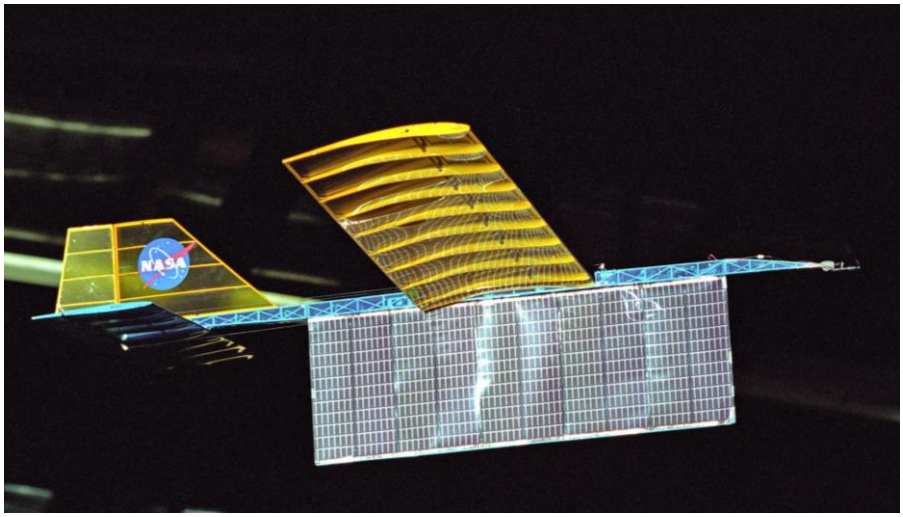



*Figure I-2 : Avion de la NASA alimenté par un laser* [14].

Il existe donc différentes technologies permettant de transférer de l'énergie sans contact, le principe physique reste dans la majorité des cas basé sur des ondes qu'elles soient mécaniques (acoustique) ou électromagnétiques. Les différences d'une technologie à une autre sont surtout liées au vecteur et à la fréquence des ondes permettant de transférer de l'énergie.

La Figure I-3 présente une liste non exhaustive de différents vecteurs pouvant être utilisés pour le transfert d'énergie sans contact.

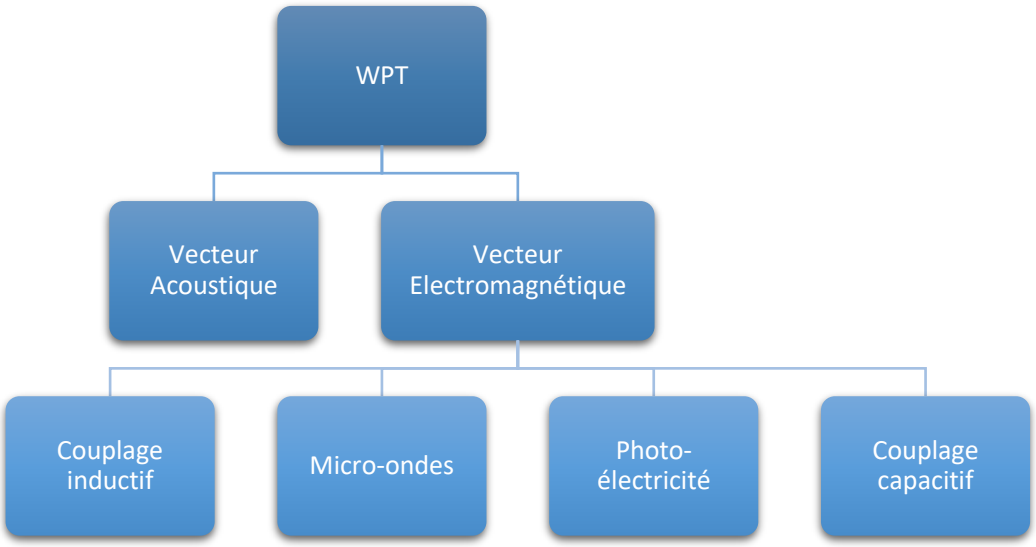



*Figure I-3 : Différents types de de recharge sans contact*

- Vecteur acoustique :

L'énergie électrique fournie via un circuit électronique de puissance est convertie par l'émetteur en une onde de pression qui est transférée à travers un milieu (air, tissus vivants, ...). Le récepteur est positionné le long du trajet de l'onde sonore et effectue le processus inverse, convertissant l'onde sonore en énergie électrique. Des matériaux piézoélectriques peuvent être utilisés pour l'émission et la réception. Le transfert d'énergie par ondes acoustiques est utile dans tous les milieux où les ondes électromagnétiques sont proscrites. Cependant, les niveaux de puissance sont relativement faibles (elles peuvent atteindre 100 mW) et le rendement dépend fortement de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Ce type de transmission est utilisé dans les systèmes nucléaires ou biomédicaux [5].

- Vecteur électromagnétique :

Ce vecteur de transmission se divise en deux domaines ; champ proche et champ lointain [15]. La différence entre les deux est souvent mise en évidence en considérant l'impédance d'onde Z de l'onde électromagnétique. Cette impédance relie la norme du champ électrique tangentiel ($E_t$) à la direction de propagation et du champ magnétique tangentiel ($H_t$) par le rapport décrit dans l'équation (I-1) [16] [17]:

$$Z = \frac{||E_t||}{||H_t||} \qquad \text{(I-1)}$$

La Figure I-4 présente l'allure de l'impédance d'onde Z en fonction de la distance par rapport à la source.

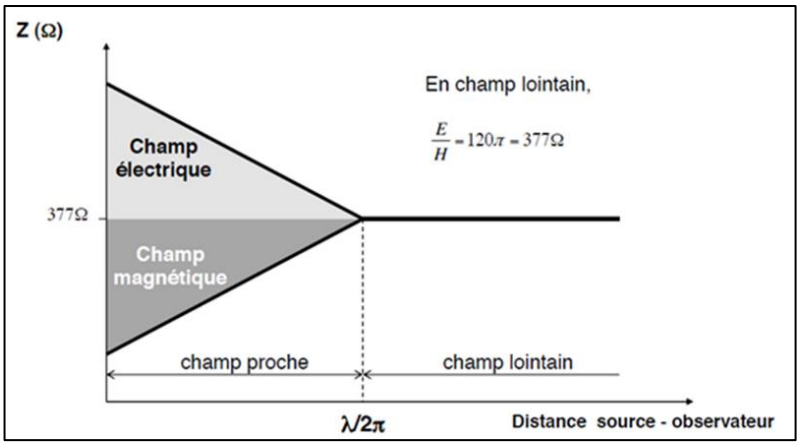



*Figure I-4 : Impédance d'onde Z en champ proche et lointain* [18]

En champ lointain, l'impédance d'onde Z est exprimée dans l'équation (I-2) et est indépendante de la source de champ. En champ proche, nous distinguons deux types de sources : source à prédominance magnétique avec une impédance $Z_m < Z_0$ et source à prédominance électrique avec une impédance $Z_e > Z_0$.

$$Z = Z_0 = 120 \times \pi \approx 377\ \Omega \qquad \text{(I-2)}$$

Avec $Z_0$ : impédance caractéristique du vide

Le vecteur électromagnétique englobe donc et comme constaté sur la Figure I-3, plusieurs technologies qui peuvent être utilisées pour le transfert sans contact de l'énergie :

- Laser : Le transfert d'énergie par laser est une technologie permettant de concentrer une importante densité d'énergie dans un faisceau très directif. Ainsi des diodes laser sont utilisées pour générer le faisceau optique et des cellules photovoltaïques le reconvertissent en énergie électrique. Un exemple d'une telle application a été donné plus haut, il concerne un avion de la NASA alimenté à distance par laser. Cette technologie est plus adaptée au domaine aérospatial où le transfert d'énergie se fait sur de longues distances. La bande de fréquences de fonctionnement de ce type de technologie est autour du THz [13].
- Micro-ondes : Les microondes sont utilisées dans une large gamme d'applications essentiellement dans les télécommunications. Dans les applications à faible puissance, comme les téléphones portables, les micro-ondes sont générées ou rayonnées à partir d'une antenne alimentée par un courant haute fréquence. Les micro-ondes sont ensuite captées par l'antenne réceptrice et reconvertis en courant électrique. Leur utilisation pour le transfert d'énergie sans contact reste limitée à cause du risque pour la santé humaine. La bande de fréquences des micro-ondes est de l'ordre du GHz [19].
- Couplage capacitif : De récentes études ont démontré que le couplage capacitif pouvait être utilisé pour l'alimentation de véhicules électriques [5] [20] [21]. Cependant, cette technologie reste assez complexe du fait de fortes contraintes de

tensions aux bornes des capacités de couplages ainsi qu'un faible rendement. La bande de fréquences de fonctionnement des systèmes à couplage capacitifs varie entre le kHz et le MHz.

- Couplage inductif : La transmission d'énergie par induction permet d'échanger de l'énergie entre deux systèmes, sans aucun contact électrique entre eux. Basée sur le principe de l'induction magnétique, elle connait un essor important ces dernières années, ou l'on assiste à un développement sans précédent d'applications (recharge téléphones portables, tablettes, véhicules électriques…). Le couplage inductif et plus particulièrement le couplage inductif résonnant permet de transférer de l'énergie sur une bande de fréquences qui va du kHz à la centaine de kHz.

Le choix de l'utilisation d'une technologie au lieu d'une autre dépend donc fortement de la fonction finale projetée, Ainsi il faut prendre en considération les niveaux de puissance, les obstacles pouvant intervenir ainsi que le « bruit » environnemental introduit par cette technologie. Il en ressort que la technologie inductive à résonnance est la plus adaptée à la recharge des VEs. En effet les niveaux de puissance que cette technologie permet de transférer (de quelques kilowatts à quelques dizaines de kilowatts) ainsi que les possibilités technologiques de réduire les nuisances (rayonnement) que génère ce type de recharge, en fait la technologie la plus adaptée à la recharge des VEs.

## I.3 Recharge inductive

La recharge inductive est basée sur le principe de l'induction électromagnétique. Son utilisation principale est le transformateur électrique classique où un courant alternatif passant dans une bobine primaire crée dans son environnement un champ magnétique alternatif qui crée à son tour une force électromotrice aux bornes d'une bobine secondaire couplée magnétiquement à la bobine primaire par un circuit magnétique.

La particularité de la recharge inductive sans contact par rapport au transformateur classique, est l'absence totale ou partielle d'une partie du circuit magnétique et ainsi l'existence d'un « air gap » important (distance verticale entre les bobinages primaire et secondaire). Ceci induit en conséquence un important flux de fuite. La Figure I-5 illustre les différences entre un transformateur électrique classique et un système de recharge inductive.

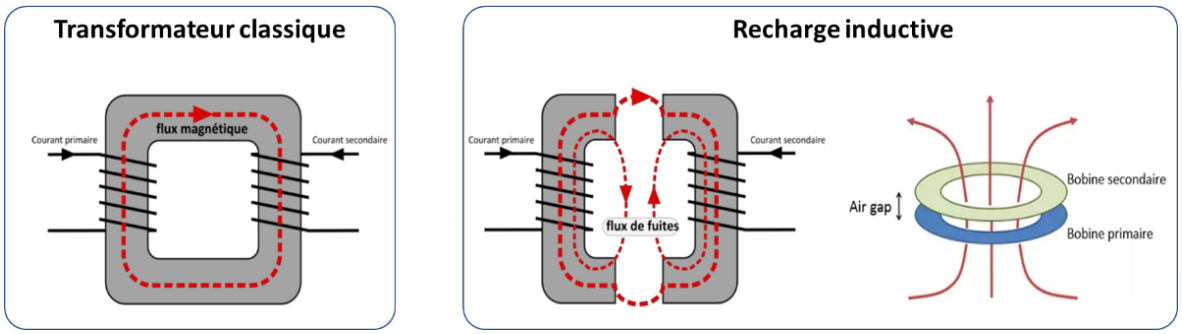



*Figure I-5 : Différence entre un transformateur classique et un système de recharge inductif* [5] [22]

L'absence totale ou partielle du circuit magnétique implique que les deux parties, primaire et secondaire ne sont pas reliées physiquement entres elles. En général, on peut dire qu'un système de recharge inductif est régi par la loi d'Ampère et la loi de Faraday. En effet le courant alternatif circulant dans la bobine primaire génère un champ magnétique alternatif. Ce dernier induit une tension alternative aux bornes de la bobine secondaire. La Figure I-6 présente le schéma d'un système de recharge inductif complet.

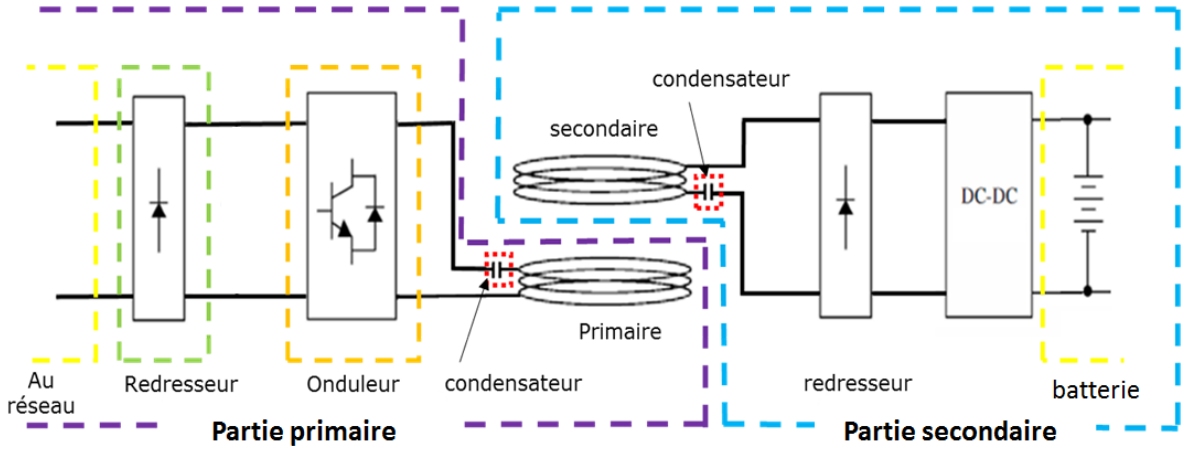



*Figure I-6 : Schéma d'un système WPT inductif.*

Tout d'abord, le courant alternatif AC d'alimentation (du réseau) est converti en un courant continu (DC) à l'aide d'un redresseur AC / DC. Ensuite, le courant continu obtenu est converti en un courant alternatif haute fréquence pour alimenter la bobine primaire.

Ensuite, le courant haute fréquence dans la bobine primaire génère un champ magnétique alternatif, induisant une tension alternative aux bornes de la bobine secondaire.

La tension AC obtenue au secondaire est redressée et transférée à un convertisseur DC / DC pour charger la batterie de l'équipement. L'ensemble bobine primaire et bobine secondaire constitue le coupleur magnétique.

Des condensateurs de compensation sont généralement insérés dans le circuit dans le but de réduire la puissance réactive du système. Ces condensateurs peuvent être insérés de différentes manières côté primaire et/ou secondaire. Les quatre topologies de compensation les plus répandues sont [23]:

- série-série (SS) où l'on retrouve un condensateur au primaire en série avec la bobine primaire et un condensateur au secondaire lui aussi en série avec la bobine secondaire ;
- série-parallèle (SP). Dans cette topologie le condensateur au primaire est en série avec la bobine primaire alors que le condensateur au secondaire est en parallèle avec la bobine secondaire ;
- parallèle-série (PS). Cette fois ci c'est le condensateur au primaire qui est en parallèle avec la bobine primaire alors que le condensateur au secondaire est en série avec la bobine secondaire ;

- parallèle – parallèle (PP). Pour cette dernière topologie le condensateur au primaire est en parallèle avec la bobine primaire et le condensateur au secondaire est lui aussi en parallèle avec la bobine secondaire.

Nous reviendrons sur ces différentes topologies de compensation dans la partie coupleur de ce même chapitre.

Comme précédemment indiqué, nous distinguons deux types de recharges inductives : la recharge statique et la recharge dynamique. Nous allons présenter dans ce qui suit ces deux modes de transfert d'énergie ainsi que plusieurs projets industriels menés de par le monde dans le domaine des transports.

### I.3.1 Recharge par induction en statique

Ce fut l'une des premières utilisations de la recharge inductive pour l'industrie et le grand public. Le principe est de mettre en vis-à-vis et à une certaine distance (air gap) deux bobines afin de permettre un transfert d'énergie sans contact. La particularité de ce type de système est qu'il n'y a pas de partie en mouvement, on parle alors de recharge statique.

Ce type de recharge est très répandu aujourd'hui et à de nombreuses applications surtout celles pour lesquelles la batterie à recharger doit être contenue dans un faible volume, ce qui limite la capacité de la batterie et requiert donc de la recharger régulièrement. C'est le cas par exemple des tablettes et des téléphones portables. De plus, ce type de recharge permet de pallier aux problèmes de l'environnement d'utilisation (un environnement humide par exemple) où l'utilisation de chargeurs filaires est difficile, ce qui est le cas pour les brosses à dents ou rasoirs électriques par exemple.

La Figure I-7 montre deux exemples de systèmes de recharge statique appliqués à la recharge d'une brosse à dents et d'un smartphone.

*a)* *b)*

*Figure I-7 : Exemple de recharge inductive statique a)brosse à dents électrique* [24], *b) chargeur pour smartphone* [25]

L'industrie automobile utilise aussi ce type de recharge, l'on notera par exemple le système « The Magne-Charge » développé par la société Delco Electronics filiale de Général Motors, qui fut l'un des premiers systèmes de recharge inductive statique équipant entre autres le Toyota RAV4. Le chargeur permet de transférer jusqu'à 6,6 kW [26]. La Figure I-8 montre une photo d'une Toyota RAV4 équipée d'un chargeur « Magne-charge ».

*Figure I-8 : Chargeur « Magne Charge »* [26]

D'autres compagnies de par le monde ont développé leurs propres systèmes de recharge sans contact statique. Nous citerons par exemple le Waseda Electric bus au Japon avec une puissance de 30 kW à 150 kW et un air gap de 105 mm. Dans ce système, le bus se recharge à chaque passage aux arrêts (biberonnage) [25]. Citons également sur le même principe des projets en Nouvelle Zélande et en Italie avec des puissances de respectivement 20 kW et de 60 kW [27][28]. La Figure I-9 montre une photo du Waseda Electric bus ainsi qu'une photo de la bobine primaire utilisée.

*a)* *b)*

*Figure I-9 :a) Waseda Electric bus, b) bobine primaire du système* [25]

En 2011 Qualcomm acquiert HaloIPT, propriété de l'université d'Auckland, qui avait développé avec succès des systèmes de recharges inductifs sans contact pour Citroën et avait conclu un accord avec Rolls-Royce pour la recharge de la voiture de luxe Phantom. Peu de temps après, Qualcomm annonce la commercialisation de systèmes similaires pour le grand public [28].

Witricity a travaillé sur le développement d'un système de recharge sans contact pour les véhicules électriques visible sur la Figure I-10. Le système proposait plusieurs puissances de transfert 3,6, 7,7 et 11 kW avec un rendement de 94% pour différentes valeurs d'air gap [29].

*Figure I-10 : Système WPT de Witricity* [29]

Evatran a aussi développé son système de recharge sans contact (Plugless Power) pour un transfert de 3,3 kW sur une distance de 100 mm. Le système est réalisé pour équiper la Tesla model S ainsi que la BMW i3 [30].

Bombardier a développé sa propre solution d'alimentation sans contact avec le bus Primove, qui ne peut se recharger qu'à l'arrêt. La puissance de charge est de 200 kW [25]. La Figure I-11 montre la partie secondaire (sous le véhicule) qui s'abaisse pour se rapprocher du sol équipé de la partie primaire.

*a)* *b)*

*Figure I-11 : Secondaire du système Primove de bombardier, a) secondaire en roulant, b) secondaire abaissé (recharge)* [31]

Nous avons vu dans cette partie plusieurs projets de recharge par induction statique développés de par le monde. Cette solution technologique présente plusieurs avantages comme le confort d'utilisation ou l'esthétique avec des bornes discrètes, elle permet aussi d'éviter la manipulation de câbles et d'être moins sensible à l'usure que les chargeurs filaires.

Cependant l'inconvénient essentiel de ce type de recharge dans le domaine des transports, est qu'il nécessite l'immobilisation du véhicule sur le chargeur et des puissances électriques crêtes importantes pour limiter le temps d'immobilisation du véhicule. La recharge par induction en dynamique pourrait ainsi remédier à ces inconvénients.

### I.3.2 Recharge par induction en dynamique

Nous appellerons ce type de recharge DWPT pour Dynamic Wireless Power Transfer. Cette recharge a fait l'objet de nombreuses études surtout dans le domaine des transports. Elle permettrait à terme qu'un véhicule se charge lors de son déplacement. La recharge se fait alors

à partir de la route spécialement équipée de bobines émettrices qui ne s'activent que lors du passage du véhicule pour garantir la sécurité des usagers de la route et des passants. Nous parlerons alors de route électrique. Ce type de recharge présente l'avantage d'être transparent pour l'utilisateur en permettant une recharge et une utilisation simultanées du véhicule. Ce qui se traduit par une possible réduction de la taille des batteries, et donc du poids embarqué sur le véhicule, réduisant ainsi son coût d'acquisition (CAPEX), ainsi que le coût de gestion du recyclage des éléments de ces batteries.

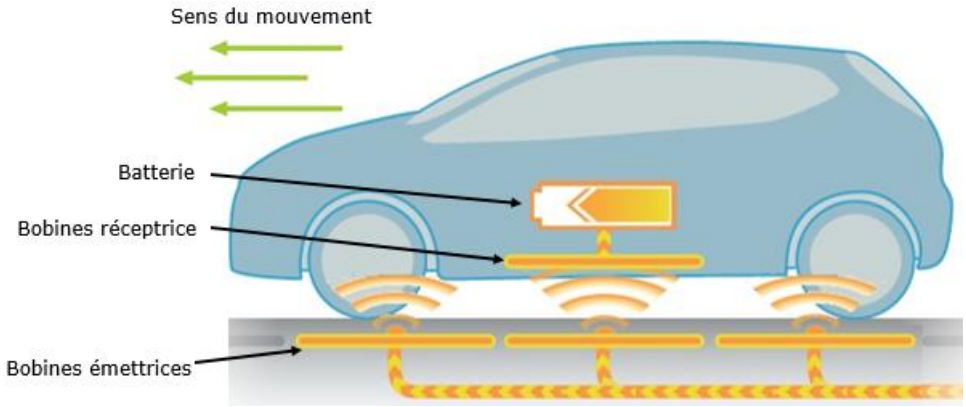



*Figure I-12 : Recharge par induction dynamique d'un véhicule électrique*

Il est à noter qu'il existe deux familles pour la recharge inductive dynamique et ce, en fonction du type de route électrique (formes des bobines au sol). Les routes électriques peuvent en effet être équipées de pistes à émetteur segmenté ou de pistes à émetteur unique.

La Figure I-13 illustre ces deux types de pistes. Nous noterons aussi que le choix de l'utilisation d'un type de piste ou d'un autre doit prendre en considération différents aspects techniques et économiques.

*a)* *b)*

*Figure I-13 : Différents types de pistes, a) piste à émetteur unique, b) piste émetteur segmenté*

Pour les systèmes à émetteur unique, Figure I-13 (a), le secondaire est de taille relativement petite par rapport au primaire. Ce type de piste présente l'avantage d'avoir un nombre de sources d'alimentation électrique des bobines primaire limité et il permet d'avoir un couplage relativement constant tout au long de la piste (quelle que soit la position du véhicule). Néanmoins, il présente un inconvénient sur la sureté des utilisateurs et de l'environnement car la piste rayonne sur toute sa longueur pendant toute la durée du trajet de présence du véhicule d'un bout à l'autre de l'émetteur. Ce type de recharge est donc plus adapté aux voies réservées (bus tramway). En plus, et malgré un coefficient de couplage entre émetteur et récepteur

constant ce dernier est relativement faible réduisant de ce fait, le rendement énergétique du transfert.

Pour les pistes segmentées, il n'y a pas de différence de taille notable entre le primaire et le secondaire comme on peut le voir sur la Figure I-13 (b). Malgré l'inconvénient que présente ce type de piste de devoir connaitre la position du véhicule en temps réel, il offre plus de sécurité aux usagers et aux personnes se trouvant à proximité de la piste car, de par sa conception, seule la bobine faisant face au récepteur du véhicule est alimentée dans ce type de système.

L'utilisation de systèmes DWPT doit faire face à différents défis tels que le déplacement du véhicule ou son désalignement (ou désaxement) par rapport à la piste de la route électrique. Néanmoins, ce type de recharge séduit de plus en plus comme en attestent plusieurs programmes plus ou moins aboutis développés par différentes entreprises et universités. Nous citerons quelques exemples ci-dessous :

Le projet californien RPEV pour Roadway Powered Electric Vehicle Project (Université de Berkeley) a abouti à la réalisation d'une portion de piste permettant l'alimentation d'un mini bus de 35 personnes avec une puissance de 200 kW, un courant d'alimentation de 2000 A à une fréquence variant entre 180 Hz et 400 Hz et un air gap de 7,5 cm [32].

Un autre projet, réalisé cette fois par l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, le projet Serpentine, est illustré sur la Figure I-14. Le prototype était un véhicule « capsule » autonome. Le projet a démontré la faisabilité d'un système de recharge sans contact avec un rendement de l'ordre de 88% [33].

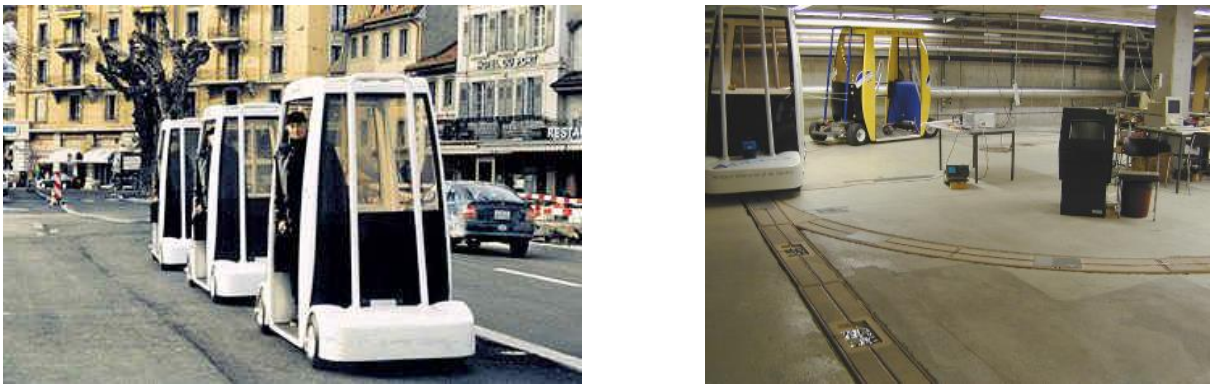


*Figure I-14 : Projet Serpentine EPFL* [34][35]

L'entreprise Nissan s'est également intéressée à la recharge dynamique sans contact et, en novembre 2013, les membres de l'équipe de recherche ont réalisé un système à taille réelle. Dans ce système d'un kilowatt, plusieurs bobines d'une longueur de 1,6 m et d'une largeur de 0,3 m sont positionnées les unes après les autres pour former 10 m de piste d'essai [36].

En 2010, l'institut des sciences et technologies de Corée (KAIST) a conçu un bus alimenté sans contact avec un rendement de 85 % pour une puissance de 100 kW, le tout à une fréquence de 20kHz. En plus de plusieurs segments de pistes, les terminus, quelques arrêts et des aires de stationnement sont équipés pour recharger le bus à l'arrêt avec toujours un air gap de 20 cm [25] [37] [38].

Le constructeur français Renault a développé pour sa part un système de recharge inductif de 2,5 kW avec 15 cm d'air gap, la tension du bus continu est de 60 V le tout fonctionnant à 85 kHz. Le projet a été réalisé en collaboration avec Supélec. La Figure I-15 montre une photo de ce système DWPT [5].

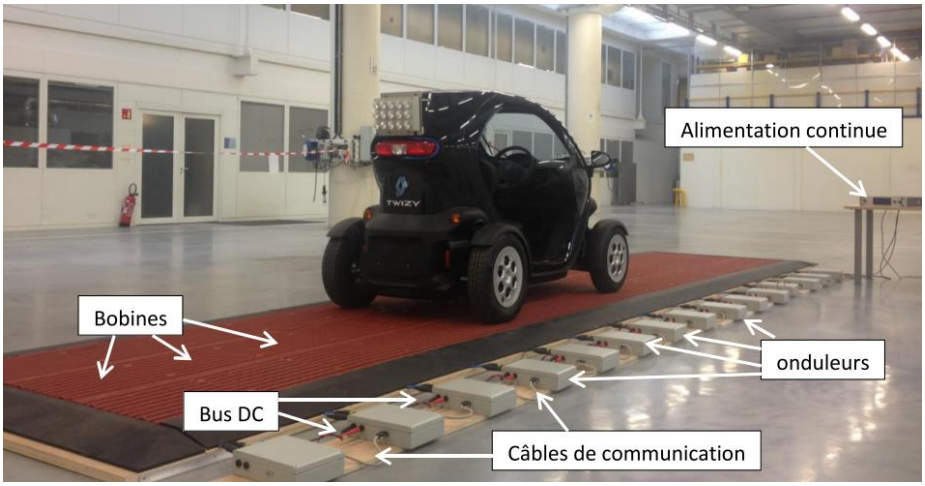



*Figure I-15 : Système DWPT développé par Renault-Supélec* [5].

Le projet FABRIC est un projet européen qui a pour but d'étudier et d'analyser des technologies de recharge inductive de véhicules électriques. Ce projet se déroule sur 3 sites en Europe (France, Suède et Italie) [39][40]. La Figure I-16 montre le site d'essai du projet FABRIC en Italie. On peut voir sur cette photo aérienne une piste d'essai spécialement conçue pour tester la technologie en milieu urbain. Plusieurs études ont été menées sur ce site. Citons par exemple des études concernant la détection de véhicules, ou encore l'alimentation de plusieurs véhicules en même temps sur la même piste.

*Figure I-16 : Piste FABRIC en Italie* [39]

La multiplication des initiatives et des projets de véhicule à recharge inductive a poussé les différents acteurs du domaine à standardiser ce type de recharge. C'est ainsi qu'est né la norme J2954 qui est toujours en cours de préparation par la « SAE international » anciennement appelée « Society of Automotive Engineers ». Cette organisation internationale compte plus de 84 000 membres dans plus de 97 pays. Elle favorise les échanges d'informations et d'idées pour tout ce qui touche à l'ingénierie des véhicules.

Cette norme (J 2954) classe les systèmes de charge par induction en fonction de leur puissance nominale (Tableau I-1.) Ainsi, quatre gammes de puissances ont été définies dans le standard [40].

*Tableau I-1 : 4 gammes de puissance définies par la norme SAE J2954* [41][42]

| | **WPT1** | **WPT2** | **WPT3** | **WPT4** |
|---|---|---|---|---|
| **Puissance maximale en entrée (kVA)** | 3,7 | 7,7 | 11,1 | 22 |
| **Rendement minimum** | >85% | >85% | >85% | A définir |
| **Rendement cible minimum à la position décalée** | >80% | >80% | >80% | A définir |

Le standard définit aussi une classification par rapport à la distance entre le primaire et le secondaire (air gap) [40]. Cette classification est appelée Z class. Le Tableau I-2 illustre les différentes classifications partant de 100 mm jusqu'à 250 mm.

*Tableau I-2 : 3 classes de séparation définies par la norme SAE J2954* [41]

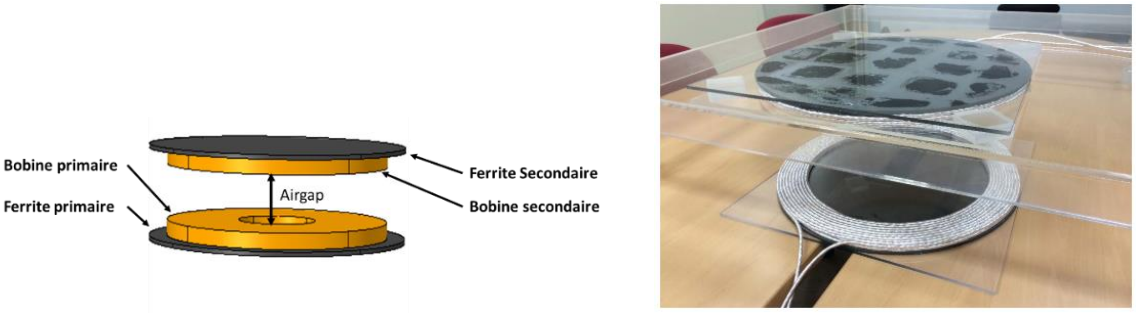
| **Classe** | **Distance (bobines véhicule – sol) [mm]** |
|---|---|
| **Z1** | 100 -150 |
| **Z2** | 140 -210 |
| **Z3** | 170 -250 |

Après avoir présenté différents projets et leurs principales caractéristiques nous allons focaliser notre propos sur un élément clé du système de transfert d'énergie par induction : le coupleur magnétique.

## I.4 Coupleur magnétique

Le coupleur magnétique est la pièce maîtresse de tout système WPT, sa conception affecte l'efficacité du système [43]. La topologie des bobines doit permettre d'avoir le maximum de couplage et donc de réduire les flux de fuites, ce qui permet d'assurer un bon rendement [44].

Pour rappel, un coupleur magnétique est basé sur le même principe qu'un transformateur classique, il est composé d'enroulements primaire et secondaire et doit pouvoir transférer de l'énergie même si l'air gap est important. La Figure I-17 montre le schéma et une photo d'un coupleur magnétique de forme circulaire.



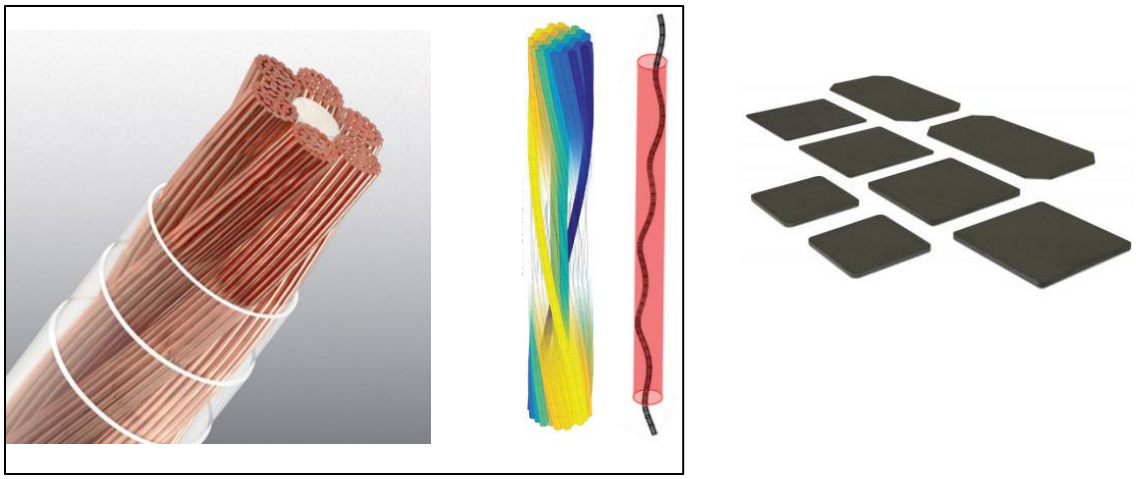

a) b)

*Figure I-17 : a) Schéma d'un coupleur magnétique, b) photo d'un coupleur magnétique* [45]

Un coupleur magnétique est composé de deux bobines, d'un matériau magnétique et parfois d'un blindage conducteur permettant de réduire les rayonnements électromagnétiques engendrées par le coupleur.

Les bobines sont généralement réalisées à base de fil de Litz. Ce dernier est un type de câbles composé de brins isolés électriquement les uns des autres et tressés ensemble. Ce type de câble est bien adapté au fonctionnement à des fréquences élevées en permettant de limiter les pertes liées aux effets de peau et de proximité dans les conducteurs.

L'utilisation d'un matériau magnétique permet de canaliser les lignes de champ magnétique et d'accroitre ainsi, le champ magnétique reçu dans la bobine secondaire. Généralement ce matériau magnétique est construit à base de carreaux de ferrites collés les uns aux autres pour former une seule et même plaque. La Figure I-18, (a) montre la structure d'un fil de Litz et la Figure I-18, (b) des exemples de carreaux de ferrites de différentes tailles.



a) b)

*Figure I-18: a) Schéma d'un fil de Litz Avec vue 3D du schéma de torsion d'un seul brin* [46][47][48], *b) carreaux de ferrites de différentes tailles* [49]

### I.4.1 Modèle électrique du coupleur et compensation de la puissance réactive

Le modèle électrique d'un coupleur magnétique est similaire à celui d'un transformateur classique, où l'on représente les résistances internes (résistances des fils conducteurs), les inductances propres de chaque bobine ainsi que la mutuelle inductance entre ces deux bobines comme illustré sur la Figure I-19.

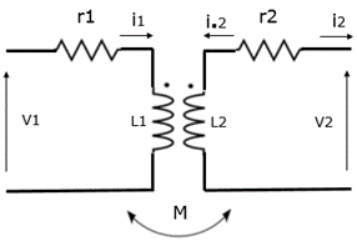



*Figure I-19 : Schéma électrique équivalent d'un coupleur magnétique.*

En supposant que le circuit magnétique est sans pertes et n'est pas saturé, et en négligeant les courants induits dans les différents blindages, il est possible de représenter le coupleur par les équations suivantes :

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_{.2}}{dt} + r_1 i_1 \tag{I-3}$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_{.2}}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + r_2 i_{.2} \tag{I-4}$$

$$i_{.2} = -i_2 \tag{I-5}$$

Avec :

$v_1, v_2$ : tensions aux bornes des bobines primaire et secondaire respectivement.
$i_1, i_2$ : courants dans les bobines primaire et secondaire respectivement
$M$ : mutuelle inductance entre la bobine primaire et la bobine secondaire
$L_1, L_2$ : inductances propres des bobines primaire et secondaire respectivement
$r_1, r_2$ : résistances ohmiques des bobines primaire et secondaire respectivement

Le coefficient de couplage entre la bobine primaire et secondaire est alors défini par :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{I-6}$$

Ce coupleur est généralement représenté en utilisant le model dit en « T », qui met en évidence les paramètres clefs du coupleur. La Figure I-20 montre le schéma en « T » d'un coupleur magnétique et les relations (I-7) à (I-14) les équations correspondant à ce schéma.

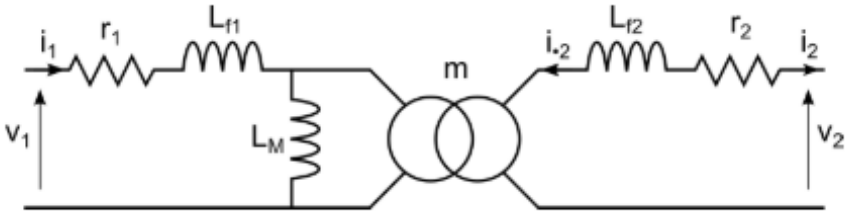



*Figure I-20 : Modèle en « T » équivalent au coupleur magnétique*

$$v_1 = L_{\mathrm{f1}} \frac{di_1}{dt} + L_{\mathrm{M}} \frac{di_1}{dt} + \mathrm{m}\, L_{\mathrm{M}} \frac{di_{.2}}{dt} + r_1 i_1 \tag{I-7}$$

$$v_2 = L_{\mathrm{f2}} \frac{di_{.2}}{dt} + m^2 L_{\mathrm{M}} \frac{di_{.2}}{dt} + \mathrm{m}\, L_{\mathrm{M}} \frac{di_1}{dt} + r_2 i_{\cdot 2} \tag{I-8}$$

Avec :

$L_{\mathrm{f1}}, L_{\mathrm{f2}}$ : inductances de fuite des bobines primaire et secondaire respectivement.

$L_{\mathrm{M}}$ : inductance de magnétisation vue du primaire

m : rapport de transformation secondaire/primaire

En ramenant les impédances situées au secondaire au primaire, on obtient le schéma illustré dans la Figure I-21.

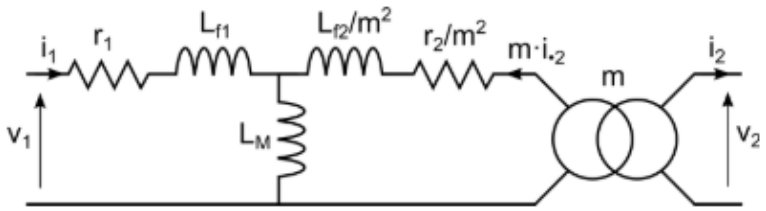



*Figure I-21 : Modèle en « T » du coupleur magnétique ramené au primaire*

L'identification des équations (I-3) et (I-7) d'une part et des relations (I-4) et (I-8) mène aux expressions suivantes :

$$L_{\mathrm{f1}} + L_{\mathrm{M}} = L_1 \tag{I-9}$$

$$L_{\mathrm{f2}} + m^2 L_{\mathrm{M}} = L_2 \tag{I-10}$$

$$m\ L_{\mathrm{M}} = \mathrm{M} \tag{I-11}$$

Pour un rapport de transformation « m=1 » les expressions précédentes deviennent :

$$L_{\mathrm{f1}} = L_1\,(1-k) \tag{I-12}$$

$$L_{\mathrm{f2}} = L_2\,(1-k) \tag{I-13}$$

$$L_{\mathrm{M}} = k\, L_1 \tag{I-14}$$

Comme mentionné précédemment, un coupleur magnétique présente un grand air gap ce qui conduit à un faible couplage entre ses bobines primaire et secondaire et donc à des inductances de fuites en proportion à l'inductance $L_M$ beaucoup plus importantes que dans un transformateur. Les puissances réactives consommées par ces inductances de fuites lors d'un transfert d'énergie sont très importantes, elles doivent être compensées pour réduire la valeur efficace des courants à générer au primaire et au secondaire du système de transfert d'énergie. En conséquence, l'utilisation de condensateurs de compensation est nécessaire. La

compensation d'une inductance consiste à connecter un condensateur (en série ou en parallèle selon la topologie) et à choisir sa valeur afin de compenser la puissance réactive consommée à une fréquence donnée, ce qui permet de réduire considérablement voir d'annuler la partie réactive de la puissance au primaire et au secondaire du système.

Comme indiqué précédemment, il existe principalement quatre topologies de circuit résonant pouvant être utilisées dans un système de recharge inductif. Elles sont nommées d'après la connexion des condensateurs de chaque côté du coupleur magnétique. Ces connexions peuvent être en parallèles (P) ou en série (S) [50]. Par conséquent, les topologies de compensations peuvent être nommées ainsi : SS, SP, PS et PP. La première lettre indique le type de résonance au primaire, et la seconde celui de la résonance au secondaire. La Figure I-22 illustre ces différentes topologies de compensation.

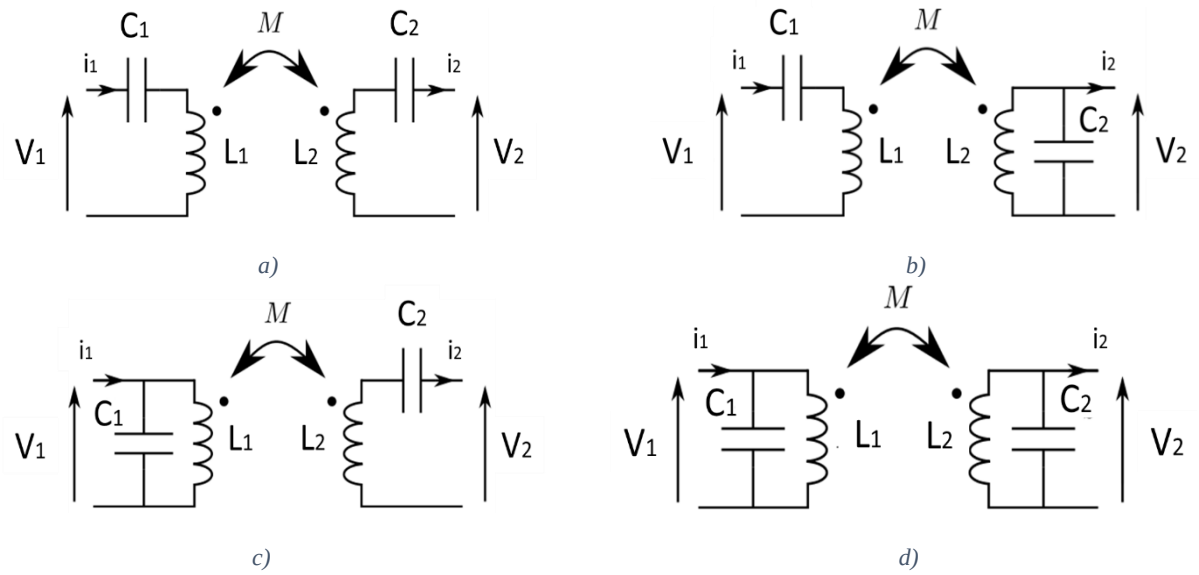



*Figure I-22 : Différentes topologies de compensations, a) Série-Série (SS), b) Série-Parallèle (SP), c) Parallèle-Série (PS), d) Parallèle - Parallèle (PP)*

De nombreux travaux se sont concentrés sur le choix de la topologie de compensation à adopter. Ainsi dans [51] [52] et [53] une comparaison est menée entre ces différentes solutions.

Les valeurs des condensateurs de compensation sont souvent déterminées à une fréquence fixe $f_0$ (une pulsation propre $\omega_0$). Cette fréquence est choisie égale à l'une des fréquences de résonnance du primaire et du secondaire. En modélisant la charge par une résistance équivalente $R_L$, les valeurs des condensateurs de compensation pour chaque topologie sont représentées dans le Tableau I-3 [8] [53].

*Tableau I-3 : Condensateurs de compensation pour differentes topologies*

| **Topologie** | **$C_1$** | **$C_2$** |
|---|---|---|
| **SS** | $\frac{1}{\omega_0^2 L_1}$ | $\frac{1}{\omega_0^2 L_2}$ |

| | | |
|---|---|---|
| **SP** | $\frac{1}{\omega_0^2\,(L_1 - \frac{M^2}{L_2})}$ | $\frac{1}{\omega_0^2\,L_2}$ |
| **PS** | $\frac{L_1}{\left(\frac{\omega_0^2\,M^2}{R_L}\right) + \omega_0^2\,L_1^2}$ | $\frac{1}{\omega_0^2\,L_2}$ |
| **PP** | $\frac{L_1 - \frac{M^2}{L_2}}{\left(\frac{\omega_0^2\,R_L}{L_2}\right)^2 + \omega_0^2\,(L_1 - \frac{M^2}{L_2})^2}$ | $\frac{1}{\omega_0^2\,L_2}$ |

D'autres travaux [54], proposent d'autres expressions pour les valeurs des capacités des condensateurs de compensation, l'objectif étant de faciliter la commande lors de la variation de la charge ou encore de la mutuelle inductance qui peuvent varier significativement dans un système de recharge inductif [54].

### I.4.2 Formes des coupleurs

Il existe plusieurs géométries de coupleur décrites dans la littérature pour un large éventail d'applications et des puissances différentes. Ainsi, lors de notre recherche bibliographique, nous avions noté par exemple que dans le domaine des RFID où les puissances transmises sont faibles (inférieures à quelques Watts) et où le rendement n'est pas le critère le plus important à respecter, l'utilisation de petite géométrie (de quelques millimètres à quelques centimètres) avec parfois de forts rapports de taille entre bobines primaire et secondaire permettant une intégration facile est la plus répandue au détriment de la valeur du couplage.

Des travaux menés actuellement au laboratoire GeePs, portent par exemple sur la miniaturisation des implants médicaux [55] et sur des méthodes de blindage pour protéger le corps humain des rayonnement électromagnétiques générés par ces implants [56].

D'autres laboratoires de recherche travaillent aussi sur des sujets similaires. Ainsi un chargeur sans contact de téléphone portable est proposé dans [57]. La puissance transmise est de 4 watts et la fréquence de fonctionnement est d'environ 500 kHz avec des bobines circulaires d'un rayon de 35 mm et un air gap autour de 2mm et avec détection de la présence de l'appareil à recharger. Afin d'assurer une bonne transmission sur une grande zone de travail, un ensemble de petites bobines primaires est utilisé cette fois-ci [58]. On peut voir ces dernières sur la Figure I-23. L'alimentation de chaque bobine se fait en agissant sur des commutateurs de manière à n'alimenter que la bobine faisant face au secondaire. Ceci permet d'améliorer le rendement énergétique du transfert et de minimiser les émissions de champ magnétique parasite.

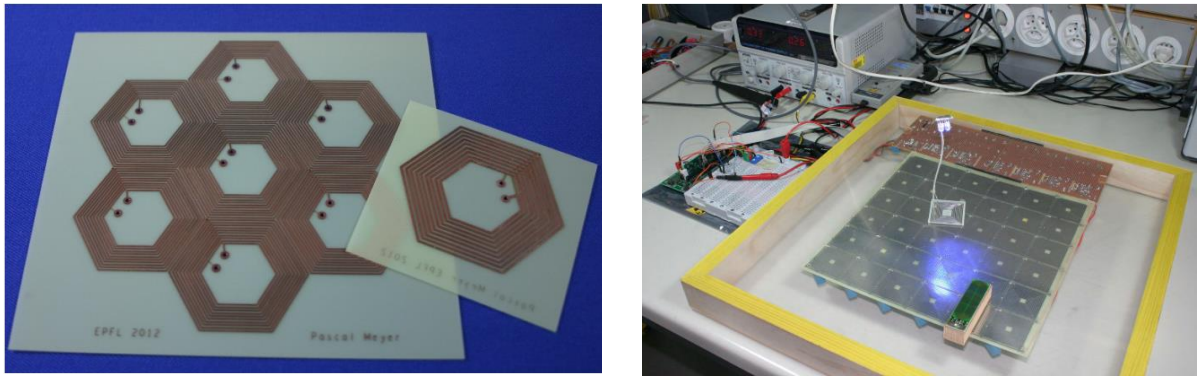



*Figure I-23 : Assemblage de bobines primaires et une bobine secondaire.*[58]

Dans [59], c'est cette fois-ci dans le domaine médical que sont utilisées les bobines représentées dans la Figure I-24, dans le but de faire des diagnostics médicaux modernes. Là aussi, plusieurs bobines sont utilisées comme primaires, les auteurs parlent de matrice de bobines primaire. Le patient quant à lui portera un « patch » qui permettra de collecter des informations concernant son état de santé (par exemple : glycémie, suivi à long terme du bio-signal).

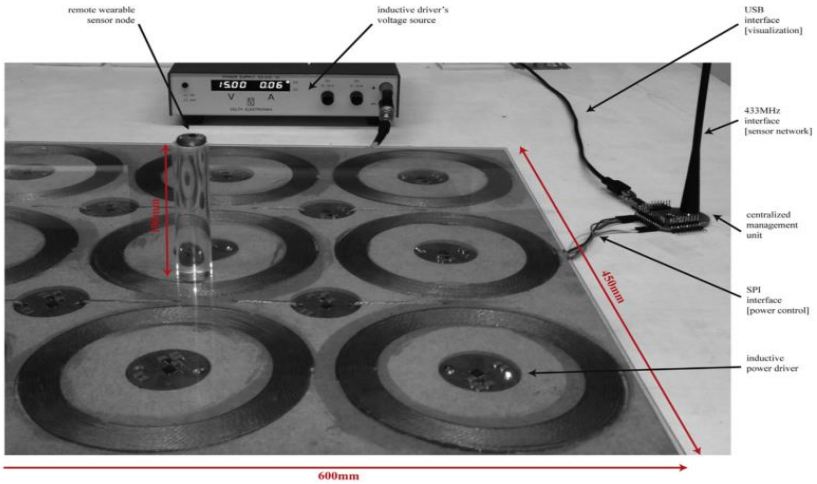



*Figure I-24 : Photographie de la plate-forme de transfert d'énergie sans contact, contenant le capteur portable à distance de l'émetteur et la « matrice » de bobines primaires identiques intégrées au chevet du patient [59].*

Pour revenir aux dispositifs destinés aux applications automobile, l'utilisation de telles topologies avec un primaire se composant de « matrices » de bobines pour l'alimentation d'une route électrique destinée à l'alimentation de VE n'est pas envisageable, car cela engendrerait des coûts élevés en plus des difficultés de contrôle.

D'autres configuration de bobines sont très utilisées dans le domaine des transports en général et de l'automobile en particulier, nous verrons dans ce qui suit quelques-unes des formes les plus répandues.

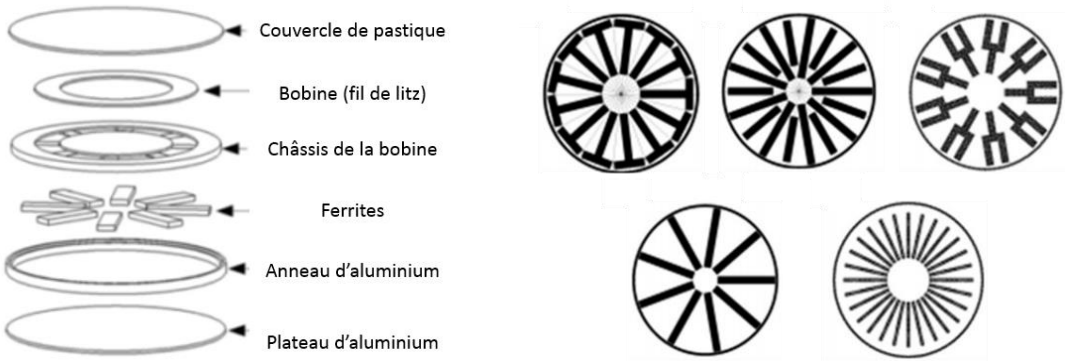
Nous commencerons par la forme circulaire. Son utilisation dans le domaine de la recharge des VEs remonte au début des années 2000 [60]. Il s'agit de la forme la plus simple et la plus commune pour la recharge des VEs. La Figure I-25 illustre, par exemple un coupleur de forme circulaire utilisé dans l'étude [61].

*a)* *b)*

*Figure I-25 :Coupleur circulaire, a) schéma d'un coupleur magnétique circulaire utilisé dans l'étude* [61]*, b) photo d'un coupleur circulaire utilisé dans* [62]

Plusieurs améliorations ont été apportées au fil des années à cette forme de coupleur, comme par exemple, l'incorporation de barres de ferrite de plusieurs formes permettant d'assurer une canalisation du champ magnétique en minimisant la quantité de matériau ferrite ou encore d'une plaque d'aluminium pour faire écran aux rayonnements électromagnétiques.

La Figure I-26 (a) montre un schéma éclaté d'un primaire de forme circulaire, et la Figure I-26 (b) montre différentes formes de barres de ferrites pouvant être utilisées.




*a)* *b)*

*Figure I-26: Coupleur circulaire, a) schéma éclaté d'un primaire b) différentes formes de barres de ferrites* [63]

D'autres travaux dans [64] et [65], se sont concentrés sur l'étude de différentes tailles du primaire et du secondaire afin d'améliorer la tolérance du coupleur circulaire au désalignement (ou désaxement) entre bobines.

La Figure I-27 montre différentes structures comparées dans l'étude [65]. Les paramètres variables sont les diamètres intérieur et extérieur des bobines.

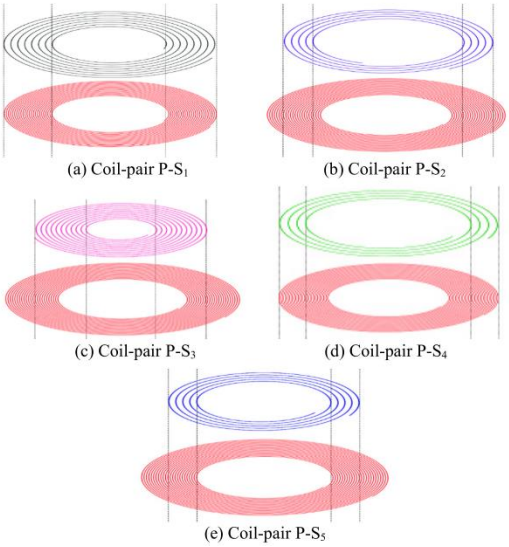



*Figure I-27 : Etude de l'influence des tailles de bobines circulaires* [65].

Cette étude a par exemple conclu, que pour un air gap quelconque, le diamètre extérieur des bobines devrait être plus grand de quatre fois ce même air gap.

D'autres améliorations peuvent être apportées au coefficient de couplage en agissant non plus sur la forme du coupleur, mais sur la forme du matériau magnétique de ce dernier. Ceci est illustré dans [43] où par exemple les auteurs ont étudié l'effet du nombre de barres de ferrite du coupleur sur le coefficient de couplage.

Dans une autre étude [23], l'équipe de recherche a fait une comparaison entre quelques formes de coupleurs. Dans cette étude, l'air gap est identique quelle que soit la solution étudiée. Les formes étudiées sont illustrées dans la Figure I-28 où on y retrouve leurs vues en coupe. La Figure I-28 (a) correspond à des circuits magnétiques de types E. En supprimant la jambe centrale et les jambes latérales de la première géométrie (type E) on obtient la Figure I-28 (b). La Figure I-28 (c) représente une autre géométrie de circuits magnétiques, nommée U et se composant de quatre bobines. La forme de la Figure I-28 (d) est semblable à celle sur la Figure I-28 (b), la seule différence est l'absence de matériau magnétique. Quant à la structure de la Figure I-28 (e), elle ne comporte pas de circuit magnétique, et est équivalente en encombrement à la structure de la Figure I-28 (b) (voir pointillés de la Figure I-28).

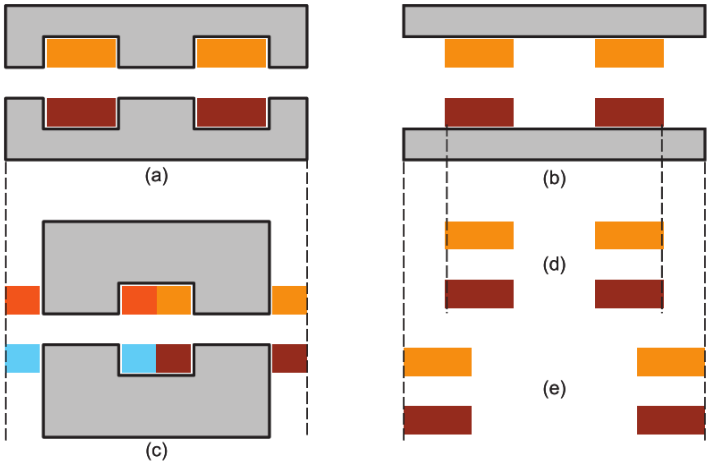



*Figure I-28 : Vue en coupe des différentes formes de coupleurs, a) Avec circuits magnétiques de type E, b) Avec circuits magnétiques de type plaque, c) Avec circuits magnétiques de type U, d) Sans circuits magnétiques première taille, e) Sans circuits magnétiques deuxième taille.* [23][66]

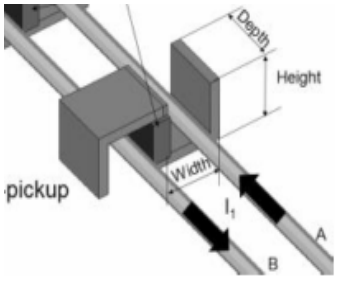
Le Tableau I-4 illustre les résultats de coefficient de couplage obtenus pour les differentes formes de l'étude [23].

*Tableau I-4 : Comparaison des coefficient de couplage des differentes formes de l'étude [23]*

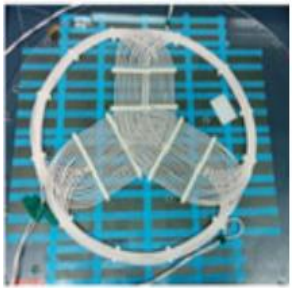
| Géométries | k |
|---|---|
| **E (a)** | 0,69 |
| **Plaques (b)** | 0,62 |
| **U (c)** | 0,66 |
| **Sans circuit magnétique (d)** | 0,46 |
| **Sans circuit magnétique (e)** | 0,5 |

Il ressort de cette étude que le circuit magnétique de type E est le plus intéressant en termes de couplage entre primaire et secondaire. Ensuite vient le circuit magnétique de type U puis la plaque. Enfin, on retrouve les transformateurs sans circuit magnétique.

La Figure I-29 montre d'autres formes de coupleurs existant. Sont présentés une forme en S dans la Figure I-29 a [60], une forme tripolaire dans la Figure I-29 b, une forme appelée « Flux pipe » dans la Figure I-29 c, une forme en papillon « Butterfly » dans la Figure I-29 d [67], et une forme appelée DQ [25] dans la Figure I-29 e.

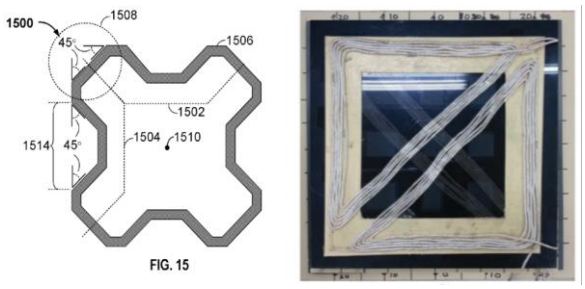



*a)*



*b)*

*c)*

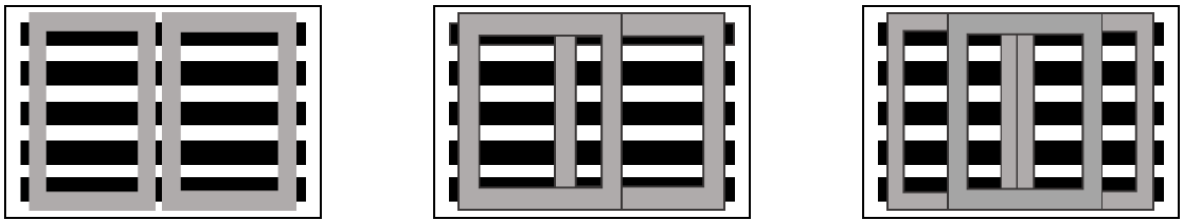



*d)* *e)*

*Figure I-29 : Différentes formes de coupleurs, a) forme en S* [60], *b) forme tripolaire* [68], *c) Flux pipe* [69], *d) forme papillon* [67], *e) forme DQ* [25].

La plupart de ces formes ne sont pas très adaptées à la recharge de VEs en dynamique. La forme en S Figure I-29 (a) est plus adaptée à l'alimentation de grandes portions de route [60] et est donc plus adaptée pour les pistes à émetteur unique. La forme tripolaire se compose de trois bobines réparties dans un schéma bien précis, elle permet d'améliorer le fonctionnement en position désaxée [68]. Cette forme nécessite une électronique de puissance complexe et pourrait s'avérer coûteuse pour l'équipement de grandes parcelles de routes. L'utilisation de la forme appelée flux pipe reste peu envisageable car cette dernière est très sensible à la présence d'un matériau conducteur [43] [69] et le bas de caisse d'une voiture est justement réalisé à partir d'un matériau conducteur. La forme papillon et DQ sont quant à elles, plus adaptées à la recharge statique que dynamique [25] [67]. En effet la première forme présente un couplage qui baisse fortement avec le désaxement, quant à la deuxième forme, elle est conçue pour permettre d'assurer un bon couplage en cas de désaxement diagonal. Outre sa tolérance au désaxement dans une direction unique, cette configuration se révèlerait trop coûteuse pour la recharge en dynamique du fait de sa structure constituée de quatre sous bobines. On retombe ici sur la problématique du coût associé à des structures matricielles.

Dans [60] et [25] les auteurs ont comparé d'autres formes de coupleurs, il s'agit de formes nommées Double D (DD), Bipolaire (BP), et Quadrature double D (DDQ). La Figure I-30 illustre ces différentes formes.



*a)* *b)* *c)*

*Figure I-30 : a) Structure Double D, b) Structure Bipolaire, c) Structure Quadrature double D* [25]

La forme DD est composée de deux bobines rectangulaires parcourues généralement par des courants en opposition de phase [70]. La forme BP est basée sur le même principe avec un chevauchement entre les bobines. La forme DDQ consiste tout simplement à rajouter un bobinage 'Q' aux bobinages DD.

La Figure I-31, illustre les différents coefficients de couplages obtenus pour différentes formes de coupleurs en fonction du déplacement du secondaire publiés dans l'étude [60]. Le déplacement ici s'effectue sur l'axe x ou y et en prenant une forme DD pour la bobine primaire.

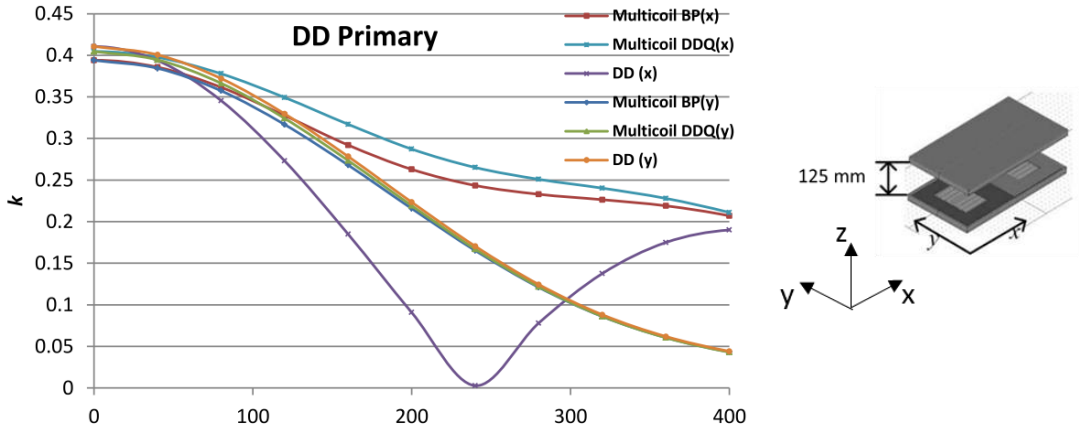



*Figure I-31 : Etude comparative du couplage de différentes formes de coupleurs* [60]

Nous remarquons que l'utilisation d'une forme DD au secondaire présente une position de couplage nul lorsque le secondaire se déplace. Ceci peut être amélioré en utilisant une bobine supplémentaire, on obtient ainsi la forme DDQ [71]. Néanmoins, le coupleur bipolaire parait plus intéressant, dans le sens où il présente plus au moins les mêmes performances qu'un DDQ, et qu'il permet d'économiser entre 25 et 30% en cuivre [42].

Dans [72], il est rapporté que l'utilisation d'un coupleur DD-DD (avec une forme DD au primaire et au secondaire) présente un meilleur coefficient de couplage en position centrée (coaxiale) comparé à l'utilisation d'un coupleur circulaire-circulaire (avec au primaire une forme circulaire et au secondaire une forme circulaire. Dans [43], c'est l'utilisation d'un coupleur DD-DDQ qui est meilleure cette fois ci.

Cependant, l'étude menée dans [73] a montré que l'utilisation d'un coupleur circulaire-circulaire présentait le meilleur coefficient de couplage (toujours en position centrée).

Ces études vues précédemment [43], [72] et [73], présentent différentes conclusions concernant les mêmes formes de coupleurs (rectangulaire, circulaire, DD, BP, DDQ). Ces différentes conclusions d'une étude à l'autre peuvent être expliquées par le fait que ces études ne prennent pas les mêmes tailles de coupleurs, les mêmes matériaux ou le même air gap.

## I.5 Positionnement des travaux de thèse

Des travaux [8] [74] ont été menés précédemment au sein du laboratoire GeePs sur des système DWPT. Ces études se sont concentrées sur la partie électronique de puissance et commande du système et ont permis de développer un premier prototype permettant de démontrer la faisabilité la recharge par induction en dynamique. L'architecture du système développé dans ces travaux précédents est représentée dans la Figure I-32.

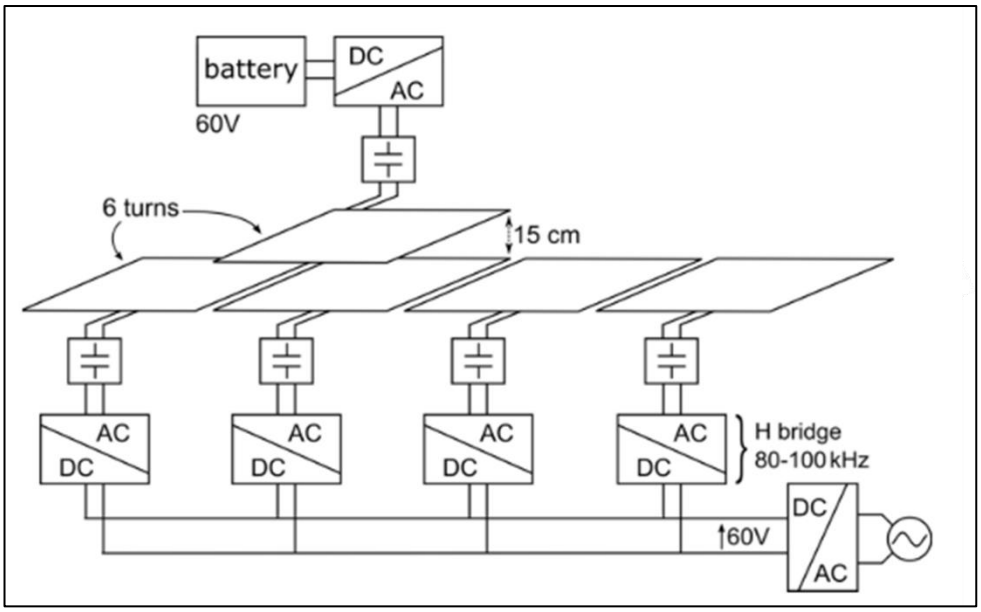



*Figure I-32 architecture du système développé dans les travaux précédant la thèse* [74]

On y retrouve, une piste électrique formée de plusieurs bobines rectangulaires. Chaque bobine au sol se voit attribuer son propre onduleur. De plus, les bobines primaire et secondaire ont les mêmes dimensions.

Le bus DC qui alimente le primaire a une tension de 60 V, et la fréquence de fonctionnement de l'onduleur varie entre 80 kHz et 105 kHz. Lors de ces travaux, une topologie de compensation SS a été utilisée et l'onduleur est commandé en variant la fréquence de telle sorte à annuler la puissance réactive.

L'air gap entre le primaire (au sol) et le secondaire (véhicule) est de 150 mm. Le Tableau I-5 présente les caractéristiques de ce système DWPT.

*Tableau I-5 : Caractéristiques du system DWPT étudié*

| Paramètres | Valeurs |
|---|---|
| Puissance transférée | 2,5 kW |
| Tension continue | 60 V |
| Coefficient de couplage | 0,1 0,3 |
| Nombre de spires d'une bobine | 6 |
| Fréquence de fonctionnement | 80 kHz – 105 kHz |
| Rendement du système | 92 % |

Dans ces études, bien que le nombre de spires composant les bobines ait été soigneusement choisi. La structure du coupleur en elle-même (forme de bobines, formes de ferrites, matériaux du ferrite, disposition bobine/ferrite, …), n'a pas fait l'objet de travaux de conception particuliers. Or la conception des bobines du coupleur magnétique reste la partie la plus importante du système. Cette conception affectera le rendement du système [43].

Dans ce travail de thèse, nous nous intéressons donc à la modélisation et à l'optimisation d'un coupleur magnétique pour un système DWPT. Notre contribution portera essentiellement sur trois axes, le premier est l'amélioration du coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire, une amélioration permettant d'augmenter le rendement [44]. Le deuxième axe concernera le rayonnement électromagnétique du coupleur magnétique ainsi que le pré-dimensionnement d'un blindage pour réduire ces rayonnements. Enfin le dernier axe portera quant à lui sur la détection de présence du véhicule et le séquencement des bobines au sol.

## I.6 Conclusion

Ce chapitre aura permis de rappeler les bases d'un système de recharge sans contact. Nous y avons vu les différentes technologies permettant de transférer de l'énergie sans contact, et en particulier la recharge inductive.

Une partie de ce chapitre a permis de détailler les différents types de recharge inductive ainsi que plusieurs projets sur ce type de recharge menés par des industriels et des laboratoires de recherche. Un intérêt particulier a ensuite été porté au coupleur magnétique qui est l'élément indispensable à tout système de recharge inductif. Différentes études concernant notamment les différentes géométries de coupleurs magnétiques pouvant être utilisées, leurs avantages et inconvénients ont été succinctement exposées.

La dernière partie du chapitre a été consacrée à la description des travaux précédents ma thèse ayant été menés au laboratoire GeePs. Enfin, nous avons présenté dans cette partie une brève description sur le positionnement de mes travaux de thèse.

# Chapitre II. Optimisation du coupleur pour la recharge dynamique des véhicules électriques

## II.1 Introduction

Les différentes techniques de recharge inductive présentées au chapitre 1 nous permettent d'identifier plusieurs voies d'amélioration de l'efficacité des systèmes de recharge dynamique. Les premières d'entre elles concernent par exemple l'accord de la capacité de résonance pour maintenir la compensation de puissance réactive pendant le mouvement [42]. D'autres concernent l'utilisation de nouvelles topologies de compensation [75] [76] ou encore l'accord de fréquence de résonance [77]. Notons toutefois que la conception des bobines du coupleur magnétique est une partie déterminante de l'efficacité énergétique du système [43][44]. Pour cela, la topologie du coupleur doit permettre de maintenir un coefficient de couplage élevé sur une plage de désalignement important. Ceci en fait la principale différence avec les systèmes de recharge inductifs statiques.

Afin d'obtenir une topologie optimale prenant en compte le mouvement du VE, nous proposons une étude comparative de différentes formes de coupleurs. Avant cela, nous accordons un intérêt particulier au développement de méthodologies de caractérisation des paramètres électriques du coupleur. Ces dernières permettent de remonter aux différents éléments de modèle électrique en utilisant plusieurs approches (analytique, numérique et par la mesure) ; l'objectif de cette partie étant de maitriser une méthodologie de caractérisation et de valider l'utilisation de l'outil numérique (COMSOL) en vue d'une démarche de conception par prototypage virtuel. Cet objectif atteint, l'optimisation du coupleur magnétique à partir de ces outils peut être conduite.

La comparaison des différentes formes de bobines de coupleur est menée en termes de coefficient de couplage. Les différentes formes étudiées ont été sélectionnées lors de la recherche bibliographique. Nous avons spécifiquement sélectionné celles adaptées à la recharge inductive des VE. La particularité de l'étude proposée réside dans le fait que l'encombrement ou les zones occupées par les enroulements des bobines restent les mêmes pour toutes les formes choisies et la surface retenue correspond à celle effectivement disponible sous le VE. Les résultats obtenus sont analysés et discutés en tenant en compte de l'aspect dynamique (déplacement et désalignement du véhicule) de l'application (DWPT pour VE).

Poursuivant le but de déterminer la structure optimale du coupleur, nous étudions diverses formes de circuits magnétiques réalisés à base de matériau haute fréquence de la famille des ferrites (pour la gamme de fréquences considérée, il s'agit de ferrites Manganèse Zinc de formulation $Mn_aZn_{(1-a)}Fe_2O_4$). L'objectif fixé reste d'obtenir le meilleur couplage possible en minimisant la masse de matériau magnétique et donc le coût du coupleur.

La validation expérimentale des études comparatives ainsi que la détermination de la structure optimale de du matériau magnétique est réalisée à l'aide d'un banc de mesure disponible au laboratoire GeePs.

## II.2 Caractérisation des coupleurs magnétiques

Dans cette partie nous nous intéressons au développement de méthodologies de caractérisation de coupleurs. Cette caractérisation permet de remonter aux différents éléments

du modèle électrique. Plusieurs approches sont utilisées (analytique, numérique et par la mesure) et les résultats obtenus par ces trois approches seront comparés.

Le modèle d'un coupleur magnétique est similaire à celui du transformateur, où l'on représente les résistances et les inductances propres de chaque bobine ainsi que la mutuelle inductance entre ces deux bobines comme illustré sur la Figure I-19.

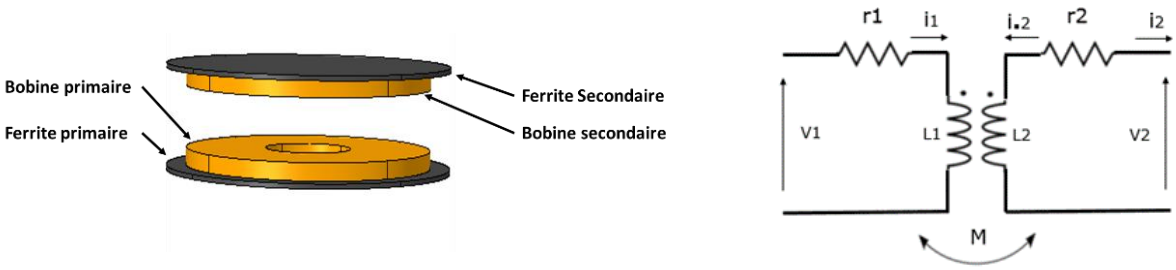



*Figure II-1 : Coupleur magnétique et son schéma électrique équivalent*

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_{.2}}{dt} + r_1 i_1 \qquad \text{(II-1)}$$

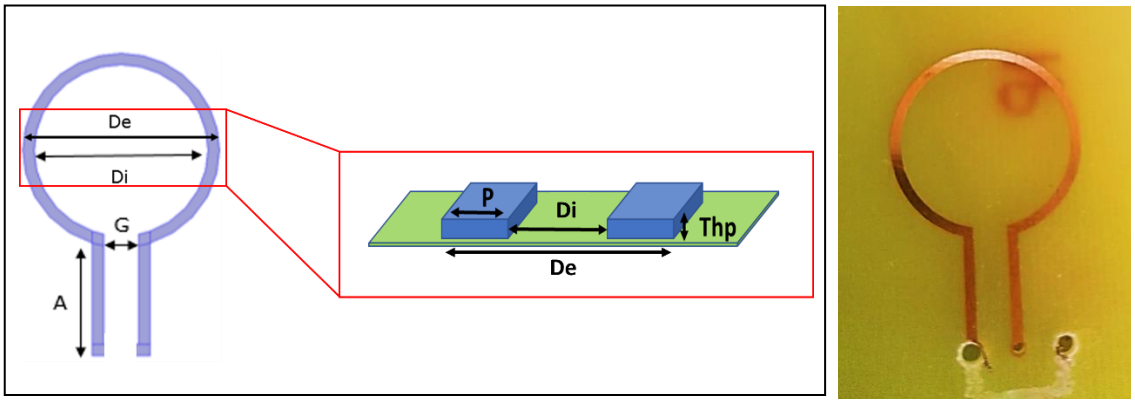
$$v_2 = L_2 \frac{di_{.2}}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + r_2 i_{.2} \qquad \text{(II-2)}$$

$$i_{.2} = -i_2 \qquad \text{(II-3)}$$

Avec :

$v_1, v_2$ : tensions aux bornes des bobines primaire et secondaire respectivement.
$i_1, i_2$ : courants dans les bobines primaire et secondaire respectivement
$M$ : mutuelle inductance entre la bobine primaire et la bobine secondaire
$L_1, L_2$ : inductances propres des bobines primaire et secondaire respectivement
$r_1, r_2$ : résistances ohmiques des bobines primaire et secondaire respectivement

Pour mettre en place les méthodes de caractérisation, nous nous sommes intéressés à deux structures de bobines à échelle réduite. La première est un cas d'étude simple, réalisée au laboratoire et la deuxième porte sur des bobines issues du commerce. La Figure II-2 montre un schéma de la spire réalisée en laboratoire en circuit imprimé ainsi que ses caractéristiques dimensionnelles.




*a)* *b)*

*Figure II-2 : a, Schéma de la spire réalisée au laboratoire, b) Photo de la spire réalisée au laboratoire*

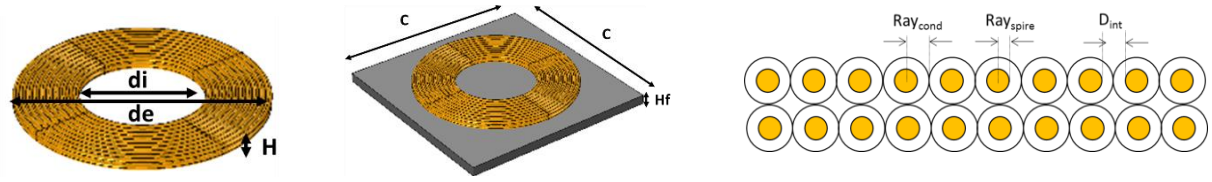
Les dimensions de cette spire conductrice sont données dans le Tableau II-1.

*Tableau II-1 : Dimensions géométriques des différentes bobines*

| Paramètres | A | De | Di | G | P | Thp |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Dimensions | 10 mm | 18 mm | 17 mm | 3 mm | 1 mm | 43 µm |

Ce cas d'étude présente la particularité d'une géométrie simple, ce qui permet d'utiliser des approches analytiques en plus des approches numériques et de mesures.

Dans la deuxième phase de l'étude, nous avons utilisé des bobines issues du commerce. Elles sont destinées à la recharge sans fil d'équipements mobiles tels que téléphones, tablettes…(Figure II-3), ces bobines seront désignées « Bobine WPT ». L'étude se fait en présence et en absence de ferrites, ce qui permet de constater l'influence qu'apporte le matériau ferrite sur les éléments du modèle du coupleur.




*a)* *b)* *c)*

*Figure II-3: Bobines WPT étudiées, a) bobines WPT sans ferrite, b) bobines WPT avec ferrite, c) disposition des spires de la bobine WPT*

Le Tableau II-2, donne les différentes dimensions de la bobine WPT.

*Tableau II-2 : Dimensions géométriques des bobines*

| Paramètres | C | Hf | de | di | H | $Ray_{cond}$ | $Ray_{spire}$ | $D_{int}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Dimensions (mm) | 53 | 2,4 | 43 | 21 | 2,4 | 0,55 | 0,41 | 0,28 |

Les bobines WPT sont composées de vingt spires réparties en deux couches. Les enroulements de ces spires réalisés à partir d'un fil de Litz. Ce dernier est un fil conducteur adapté au transport de courant à haute fréquence. Le fil de Litz utilisé est composé de 105 brins isolés électriquement les uns des autres et tressés ensemble afin de former le fil final. Le rayon des brins est choisi de telle sorte qu'il soit plus petit que l'épaisseur de peau à la fréquence de travail (fréquence de travail de 100 kHz, données fabricant [78]). L'épaisseur de peau est donnée par la relation suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma\mu\pi f}} \quad \text{(II-4)}$$

$$\mu = \mu_0\, \mu_r \quad \text{(II-5)}$$

Avec :

$\delta$ : Épaisseur de peau

$\mu$ : Perméabilité magnétique du matériau
$\mu_r$ : Perméabilité magnétique relative du matériau
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m : Perméabilité du vide
$f$ : Fréquence d'alimentation
$\sigma$ : Conductivité électrique du matériau

Dans cette étude, il s'agit de déterminer, dans une première phase les inductances propres et les résistances des bobines, pour déterminer dans une seconde phase la mutuelle inductance entre deux bobines.

### II.2.1 Détermination des éléments propres d'une bobine

Un modèle équivalent d'une bobine réelle établi avec des paramètres électriques parfaits est représenté sur la Figure II-4. Ce schéma comporte une résistance « R » qui représente la résistance ohmique DC ou AC du conducteur de la bobine, une inductance propre « L » qui dépend de la géométrie de la bobine, et une capacité « C » parallèle qui représente le couplage capacitif pouvant exister entre spires, entre spire et substrat…

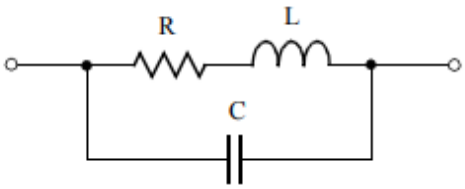



*Figure II-4 : Modèle d'une bobine réelle*

Du fait de la fréquence d'alimentation qui est basse vis-à-vis des fréquences de résonance des bobines, le schéma de la Figure II-4 sera réduit à celui présenté dans la Figure II-5. Dans cette plage de fréquence, l'effet inductif est en effet prédominant et la capacité parasite peut être négligée. Si le fil de Liz est correctement dimensionné c'est-à-dire que l'épaisseur de peau (équation (II-4)) est très grande devant l'épaisseur des brins, la résistance R du modèle peut être remplacée par la résistance $R_{DC}$.

*Figure II-5 : Modèle simplifié d'une bobine*

La résistance des conducteurs ($R_{DC}$) est définie comme suit :

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{S} \qquad \text{(II-6)}$$

Avec :
$\rho$ : Résistivité électrique du conducteur
$l$ : Longueur du conducteur
$S$ : Section du conducteur

- La détermination analytique de l'inductance propre est envisageable pour le cas d'une boucle simple. Ainsi les travaux menés dans [79] [80] permettent de calculer

analytiquement l'inductance propre de spires circulaires (comme celles réalisées au laboratoire). Cette détermination analytique est beaucoup plus complexe à mettre en œuvre pour le cas des bobines WPT. Ces bobines sont réalisées à base de fil de Litz et sont posées sur un matériau magnétique.

- La détermination expérimentale des éléments électriques des bobines peut être réalisée en utilisant un RLC mètre « Wayne Kerr 4300 » et un analyseur vectoriel (VNA) « Agilent E5071C » comme le montre la Figure II-6. La méthode de détermination des éléments électriques des bobines par la mesure est donnée dans l'Annexe A.

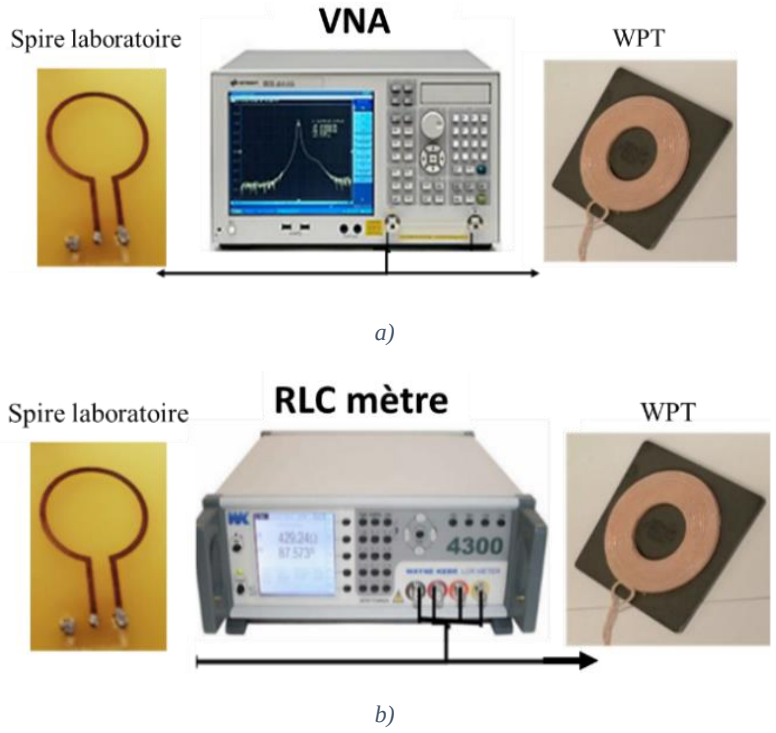
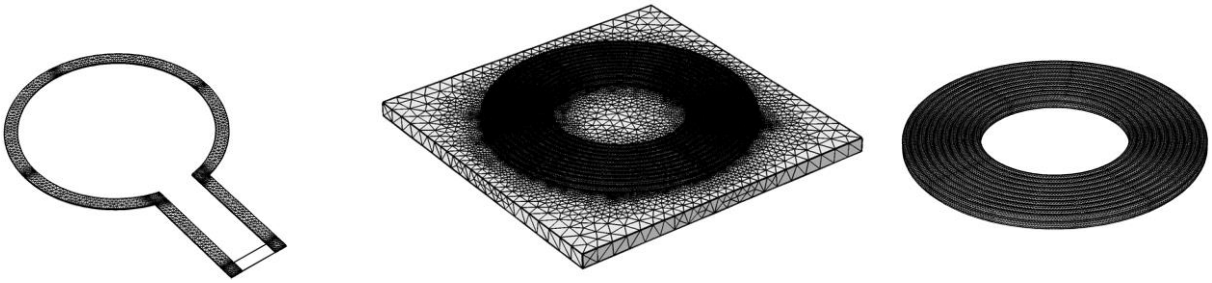



*Figure II-6: Mesure des éléments propres des bobines, a) Mesure à l'aide de l'analyseur vectoriel (VNA), b) Mesure à l'aide du RLC mètre*

Pour la détermination numérique des paramètres électriques des bobines, le logiciel COMSOL a été retenu. Après la construction des géométries correspondantes à chacune des bobines et après avoir introduit les caractéristiques adéquates des matériaux, le modèle est finalisé en construisant un maillage adapté. La Figure II-7, montre les structures finales telles que définies sous COMSOL.

Pour économiser du temps et de la mémoire de calcul, les bobines WPT n'ont pas été modélisées brin par brin mais plutôt en utilisant un milieu homogène. Une brève description du logiciel COMSOL ainsi que les équations résolues sont données dans l'Annexe B.



*a) Spire circulaire* *b) Bobine WPT avec et sans ferrite*

*Figure II-7: Modélisation des bobines sous COMSOL*

Les résultats de caractérisation des inductances propres et des résistances obtenus, sont illustrés dans les Tableau II-3 et Tableau II-4. Le premier tableau concerne les résultats de caractérisation de la spire circulaire réalisée au laboratoire. Pendant que le deuxième concerne les résultats de caractérisation pour les bobines WPT sans et avec ferrite.

*Tableau II-3 : Résultats de caractérisation pour les spires réalisées en laboratoire*

| **Grandeurs** | **Résultats** | | |
|---|---|---|---|
| | Mesures | Valeurs théoriques | Comsol |
| **Inductance (nH)** | 48,7 ± 0,2 à 10 MHz (VNA) | 47,7 | 45,1 |
| **Résistance DC (Ω)** | 0,048 ± 0,001 à 20 Hz (RLC mètre) | 0,037 | 0,033 |

Une légère différence dans la valeur de $R_{dc}$ obtenue par la mesure avec celle obtenue analytiquement et par simulation est notée, nous expliquons cela par la résistance qu'introduit la connexion avec l'appareil de mesure. Nous notons toutefois, une bonne concordance des résultats obtenus en utilisant les trois différentes approches de caractérisation (environ 10% d'erreur).

Le Tableau II-4 présente les résultats de caractérisation des bobines WPT avec et sans ferrite, nous y retrouvons les inductances propres et les résistances des conducteurs.

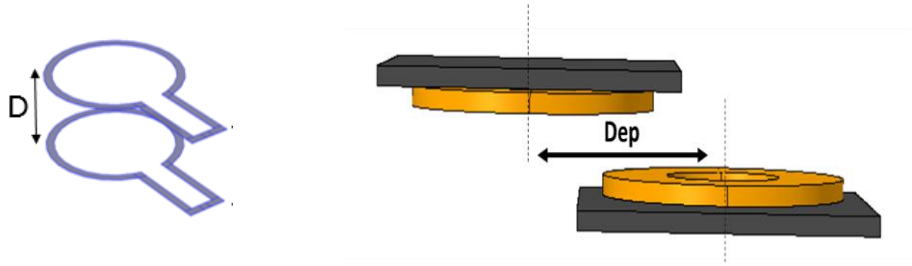
*Tableau II-4 : Résultats de caractérisation pour bobines issues du commerce*

| **Grandeurs** | | **Résultats** | |
|---|---|---|---|
| | | Mesures | Comsol |
| **Inductance (µH)** | Sans ferrite | 14,9 ± 0,02 à 100kHz (RLC mètre) | 15,5 |
| | Avec ferrite | 25,3 ± 0,02 à 100kHz (RLC mètre) | 25,8 |
| **Résistance DC (mΩ)** | | 70,85 ± 0,06 à 20 Hz (RLC mètre) | 60 |

La valeurs de $R_{dc}$ a été obtenue par la simulation sur la base d'un rayon des brins du conducteur de 0,41mm défini à partir du données du constructeur [78]. Là aussi, une bonne concordance des résultats obtenus en utilisant les différentes approches de caractérisation est notée avec toutefois une légère différence dans les valeurs de $R_{dc}$.

### II.2.2 Détermination de l'influence de l'« air gap » et du déplacement sur la mutuelle inductance

Après avoir déterminé les inductances propres et les résistances des bobines, nous nous intéressons à l'étude de la mutuelle inductance dans le cadre la recharge dynamique. Nous cherchons, dans cette démarche, à déterminer l'influence de l'« air gap » qui représente la distance verticale entre les deux bobines (D sur la Figure II-8 (a), ainsi que l'influence du déplacement de la bobine secondaire (Dep sur la Figure II-8 (b) ).




*a) Air gap* *b) Déplacement*

*Figure II-8: Étude de l'influence de l'air gap et du déplacement sur la mutuelle inductance*

- Influence de l'air gap :

Dans cette partie et dans le but de comprendre l'influence de l'air gap sur l'inductance mutuelle, nous nous concentrons sur deux spires circulaires réalisée au laboratoire et visibles sur la (Figure II-8,a).

La détermination analytique des inductances mutuelles entre ces spires circulaires en fonction de l'air gap, se fait en utilisant les formules développées par Mr Frederick W. Grover [79].

La détermination de l'inductance mutuelle par la mesure, a quant à elle été menée en utilisant un RLC mètre et/ou un VNA. Différentes cales (comme illustré dans la Figure II-9) de dimensions connues ont été utilisées, ce qui a permis de faire varier l'air gap entre les deux spires. La Figure II-9 montre le dispositif de mesure où l'on remarque les deux spires (PCB1 et PCB2), les cales, et la liaison avec le VNA (VNA port 1 et VNA port 2). La méthode de détermination de la mutuelle inductance par la mesure est donnée dans l'Annexe A

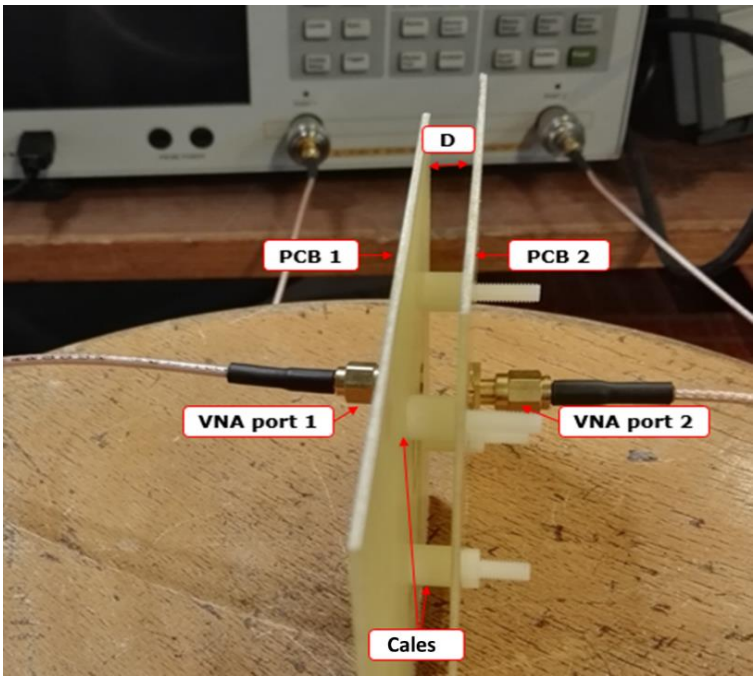



*Figure II-9 : Dispositif de mesure de la mutuelle inductance en fonction de l'air gap pour le cas des bobines circulaires réalisées au laboratoire*

La détermination numérique de la mutuelle inductance entres les bobines primaire et secondaire peut se faire aussi en utilisant le logiciel COMSOL (Figure II-10). Après avoir réalisé les géométries correspondantes et indiqué le matériau adéquat, un courant sinusoïdal d'amplitude $I_{1max} = 1\ A$ est injecté dans la bobine primaire, la bobine secondaire quant à elle est mise en circuit ouvert.

Nous récupérons directement du logiciel la valeur complexe de la tension induite au secondaire, cette dernière permet de calculer l'inductance mutuelle ($M$) en utilisant l'équation (II-7):

$$M = \frac{V_2}{j\ \omega\ I_1} \qquad \text{(II-7)}$$

La Figure II-10, rappelle les deux structures simulées sous le logiciel COMSOL pour le calcul de la mutuelle inductance.

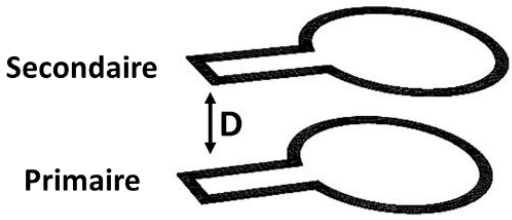



*Figure II-10 : Structures simulée sous le logiciel de calcul numérique*

Les résultats de détermination de l'évolution de la mutuelle inductance en fonction de l'air gap qui varie de 5 mm à 10 mm pour les spires réalisées au laboratoire sont présentés dans la Figure II-11,

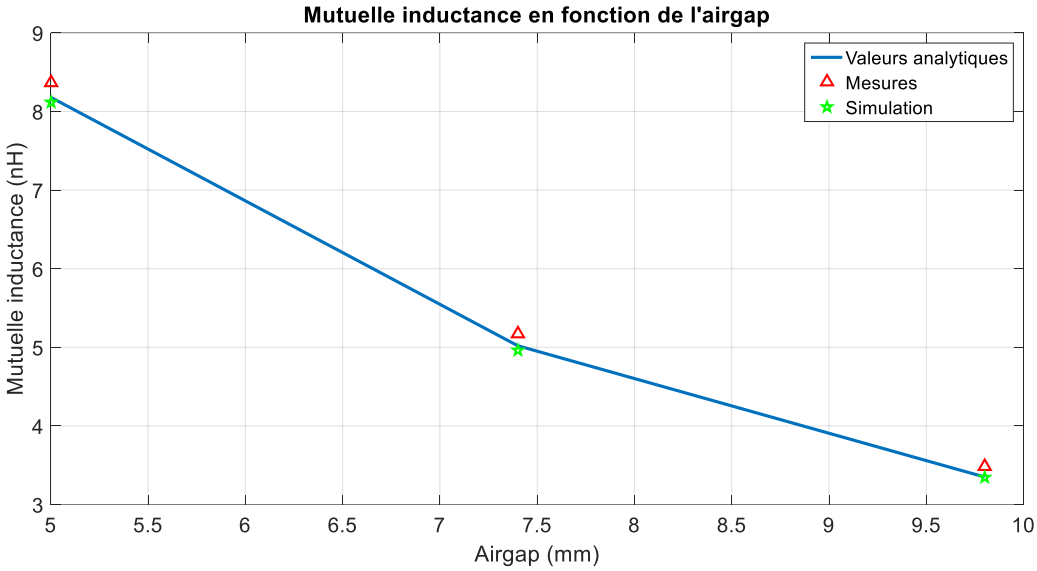
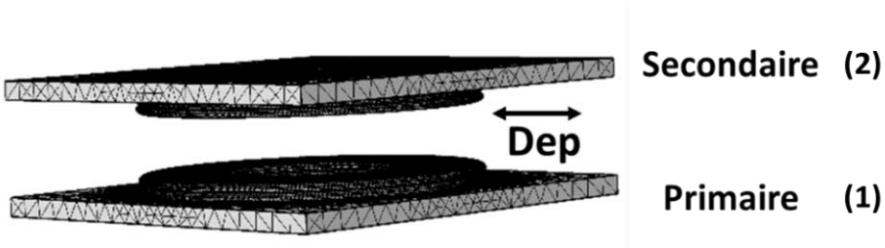



*Figure II-11 : Mutuelle inductance en fonction de l'air gap*

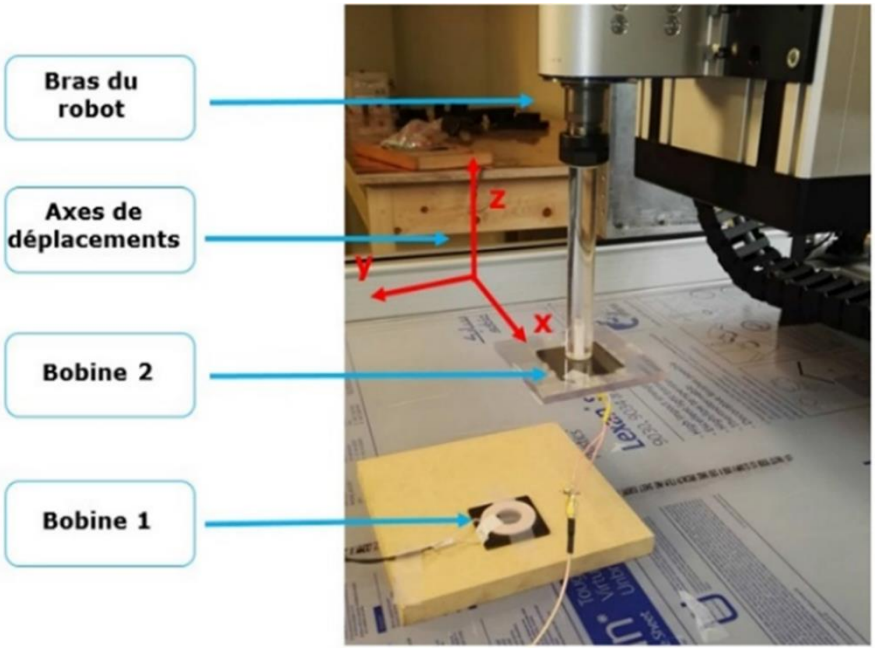
La Figure II-11, montre une décroissance de la mutuelle inductance avec l'augmentation de l'air gap, ceci est dû à la réduction du flux magnétique traversant la bobine secondaire qui décroit avec la distance à la bobine émettrice. Nous remarquons aussi une bonne concordance entre les résultats analytiques, de mesure et de simulation.

- Influence du déplacement

Dans le but d'illustrer la seconde partie de l'étude concernant l'influence du déplacement sur la mutuelle inductance, nous utilisons cette fois-ci deux bobines WPT avec et sans matériau ferrite. Cette étude a été réalisée en utilisant un robot à 3 axes de déplacement destiné entre-autre à des mesures CEM (banc champ proche). Celui-ci permet de contrôler avec précision le déplacement d'une des deux bobines 1 et 2 de la Figure II-12. L'air gap (ou distance verticale) entre les deux bobines est fixé à 8 mm et le déplacement se fait suivant l'axe x alors que les bobines restent alignées selon l'axe y.




*a)*




*b)*

*Figure II-12 : Détermination de la mutuelle inductance pour la bobine WPT, a) par simulation numérique, b ) par la mesure*

Les résultats obtenus pour cet exemple sont illustrés à la Figure II-13 où l'on montre une comparaison entre simulations et mesures de l'évolution de l'inductance mutuelle en fonction du déplacement pour les bobines WPT avec et sans ferrites.

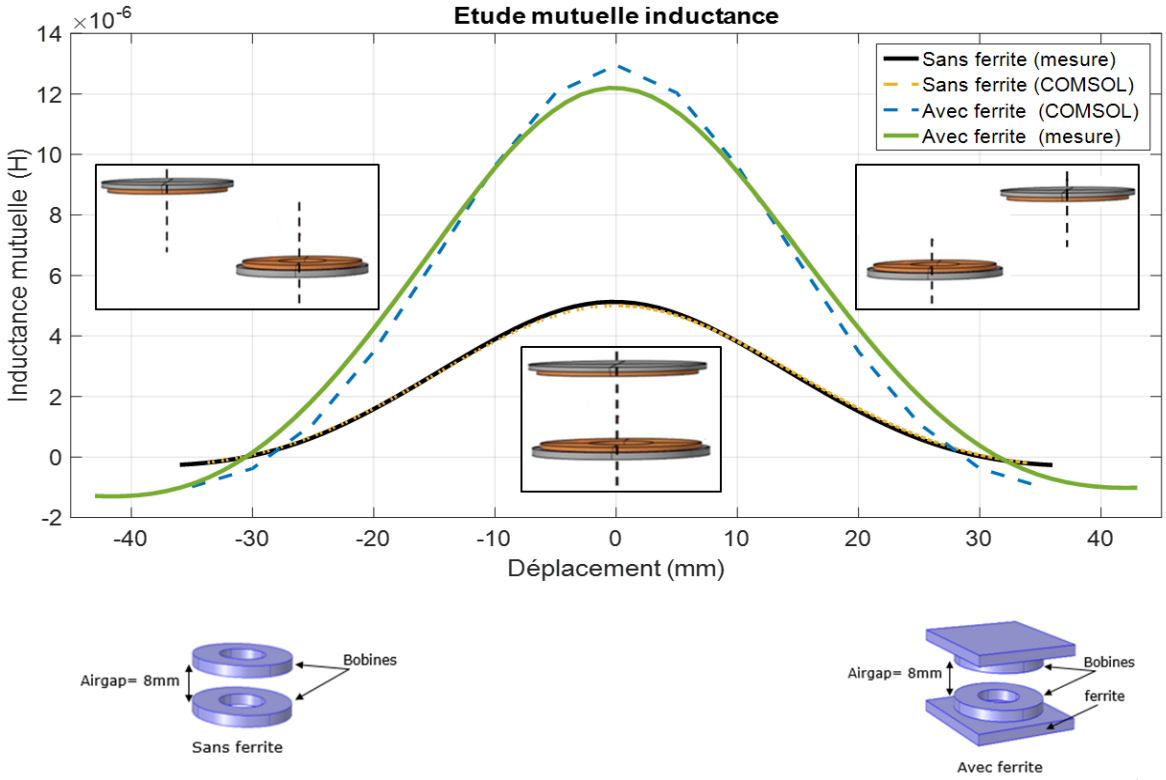



*Figure II-13 : Variation de l'inductance mutuelle en fonction de déplacement pour les bobines WPT*

La position 0 mm correspond à l'alignement des deux bobines 1 et 2 (bobines coaxiales). Nous notons que l'inductance mutuelle diminue en fonction du déplacement (le maximum étant obtenu lorsque les deux bobines sont coaxiales). Nous notons aussi que la présence de ferrite renforce l'inductance mutuelle. Cette dernière devient négative à partir d'une valeur de déplacement dont l'ordre de grandeur est celui de la taille des bobines. Ce changement de signe est la conséquence de l'inversion du signe du flux total dans la bobine secondaire. Car contrairement à l'inductance propre qui est toujours positive, l'inductance mutuelle « M » peut être positive ou négative selon le sens du courant et de la tension dans les circuits. Ceci est dû au sens du flux entrant dans la bobine comme illustré sur la Figure II-14.

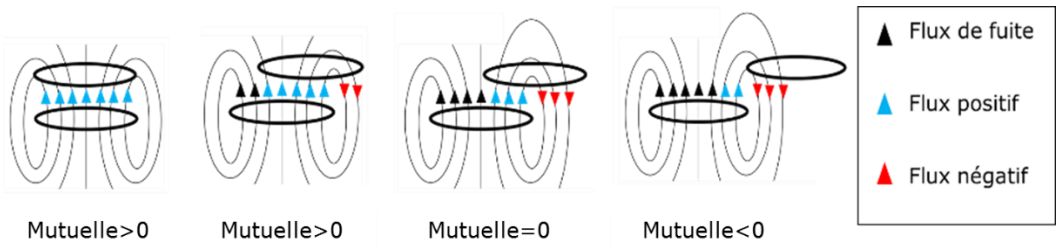



*Figure II-14 : Inductance mutuelle*

Nous avons vu dans cette première partie dédiée à la caractérisation des bobines, différentes approches de caractérisation. Ces approches ont été introduites sur des cas d'études simples en utilisant des modèles expérimentaux de taille réduite (de l'ordre de 10 cm). La concordance des résultats obtenus par les trois approches (analytique, mesure, numérique) permet de valider les différentes approches de caractérisation des coupleurs magnétiques en particulier celle issue de calculs numériques 3D. Nous pourrons donc utiliser cet outil dans la suite des travaux pour mener des études sur les géométries des coupleurs. Celles-ci pourront être réalisées sur des modèles numériques reproduisant les échelles réelles des coupleurs dédiés et dimensionnés pour la recharge inductive des VE.

## II.3 Comparaison de différentes formes de bobines adaptées à la recharge des véhicules électriques

Les bobines des coupleurs magnétiques sont parmi les composants les plus importants d'un système DWPT. Leur conception affecte en effet de façon importante le rendement du système complet [60] [44]. Dans [73] le rendement maximum pouvant être atteint par un système de recharge sans contact est directement lié au coefficient de couplage. Ce rendement est défini par [73] pour une structure résonante de conversion à compensation série-série (compensation des inductances primaires et secondaires respectivement par deux capacités placées en série des bobines) :

$$\eta_{max} = \frac{(kQ)^2}{(1+\sqrt{1+(kQ)^2})^2} \qquad \text{(II-8)}$$

Avec :

k : Coefficient de couplage entre la bobine primaire et la secondaire

Q : est la moyenne quadratique des facteurs de qualité des circuits primaire et secondaire du système de transmission d'énergie : $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$

La Figure II-15 montre l'évolution du rendement maximum en fonction du coefficient de couplage pour un facteur de qualité de Q = 60.

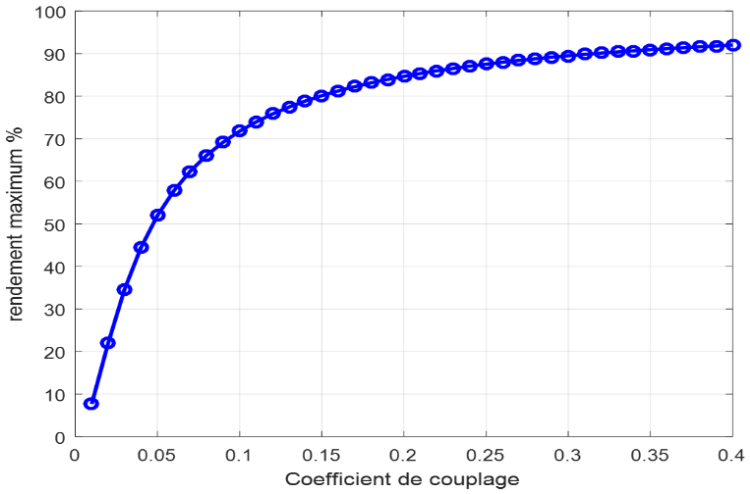



*Figure II-15 : Evolution du rendement maximum en fonction du coefficient de couplage*

L'architecture des bobines doit donc en tout premier lieu, permettre d'améliorer le coefficient de couplage en conservant un coefficient de qualité élevé (celui-ci étant majoritairement lié aux pertes dans les conducteurs de l'émetteur et du récepteur). Notons que dans le cadre d'un système DWPT, les inductances propres, de fuites et mutuelles changent avec le déplacement du véhicule. Ceci se traduit par une variation et une possible réduction du coefficient de couplage lorsque les bobines émettrices et réceptrices s'éloignent l'une de l'autre. Il faudra donc analyser ces variations pour tenter de les minimiser afin de réduire l'impact du mouvement relatif des bobines primaires et secondaires sur le rendement du système WPT.

Afin de concevoir une topologie de coupleur optimale pour un système DWPT, la comparaison, en termes de coefficient de couplage, de différentes géométries de bobines sélectionnées lors de la recherche bibliographique (Chapitre I) est opérée. Le but est d'optimiser la forme géométrique du coupleur pour obtenir le maximum de couplage.

Contrairement à ce qui est fait dans [60][72] où les dimensions des bobines sont différentes d'une topologie à une autre, nous considérons dans notre étude que les surfaces occupées par les bobines primaires et secondaires restent les mêmes et nous fixerons pour leurs dimensions celles effectivement disponibles sous le VE (468 mm × 468 mm). Pour les différentes topologies évaluées, nous déterminerons le coefficient de couplage et l'influence du déplacement sur ce dernier.

La surface utile pour les bobines du coupleur est définie et fixée à 468 mm × 468 mm. Le dispositif expérimental correspondant est monté sur un véhicule de type TWIZY (voiture électrique Renault). La Figure II-16, montre une photo de la partie primaire du coupleur et

donne ses dimensions. Il est à noter que ce coupleur existe déjà et qu'il servira de base de comparaison pour l'optimisation.

La partie primaire du coupleur est composée d'une plaque de ferrite réalisée à partir de petits morceaux de ferrites collé les uns aux autres et d'une bobine. Cette bobine comporte six spires disposées en deux couches. Ces spires sont réalisées avec du fil de Litz composé de 1250 brins. La section de cuivre utile est de 9,82 mm$^2$ et la résistance électrique linéique de ce fil est de 2,3 Ω/m [81].

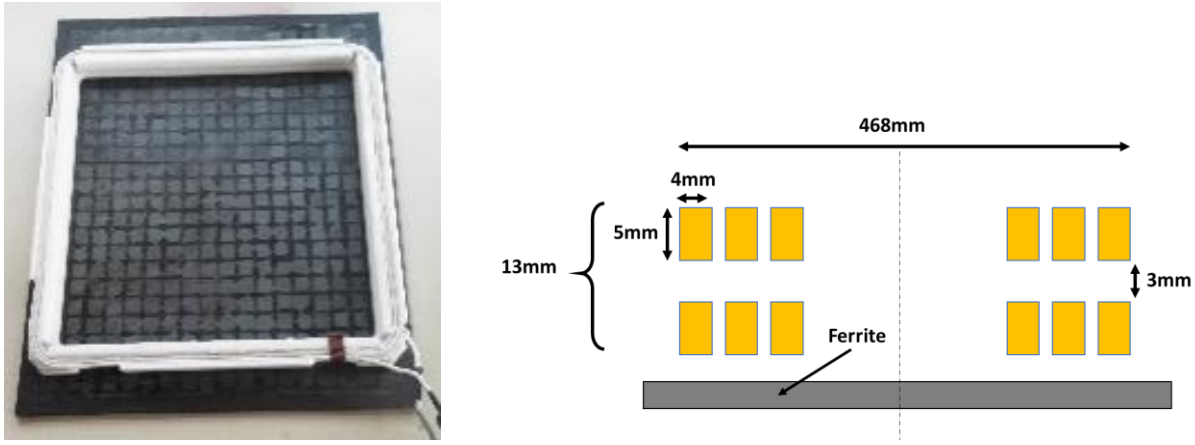



*Figure II-16 : Photo et dimensions de la bobine avec ferrite*

Les bobines primaires et secondaires sont identiques et la distance verticale entre ces deux bobines (air gap : paramètre A de la Figure II-17) est de 15 cm. Plusieurs simulations numériques des paramètres électriques concernant différentes structures de coupleurs sont réalisées en utilisant le logiciel COMSOL.

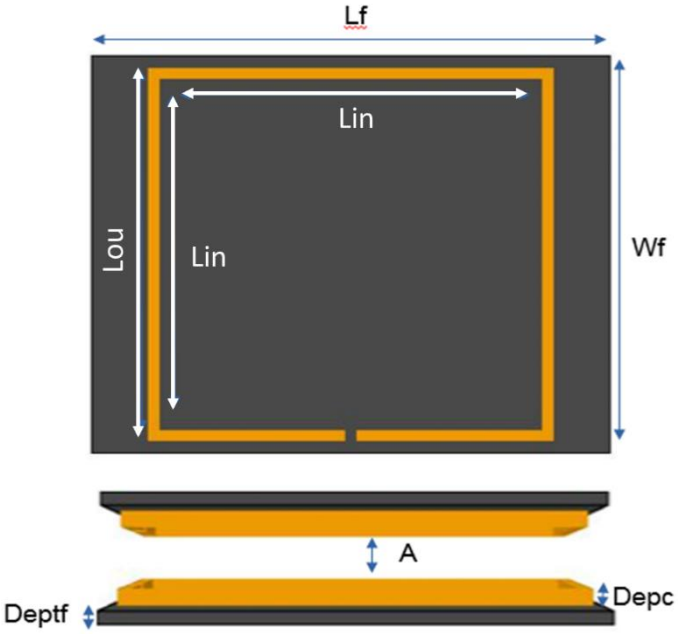



*Figure II-17: Dimensions des bobines rectangulaires modélisées sous COMSOL*

Le Tableau II-5 donne les dimensions du coupleur.

*Tableau II-5 : Dimensions du coupleur*

| Paramètres | Valeurs |
|---|---|
| Air gap (A) | 150 mm |
| Epaisseur ferrite (Deptf) | 10 mm |
| Epaisseur bobine (Depc) | 13 mm |
| Longueur ferrite (Lf) | 600 mm |
| Largeur ferrite (Wf) | 500 mm |
| Longueur externe bobine (Lou) | 468 mm |
| Longueur interne bobine (Lin) | 442 mm |
| Type de câble | Fils de Litz |
| Ferrites | N27 de chez TDK |

Cette structure que l'on nommera rectangulaire - rectangulaire (Rec - Rec) est comparée à plusieurs autres structures de coupleurs telles que double D - double D (DD – DD), bipolaire-bipolaire (BP - BP) et circulaire-circulaire (Circ – Circ). Ces structures sont les plus connues et les plus utilisées dans le système de charge des VE ces dernières années [43] [72]. Elles sont présentées dans la Figure II-18.

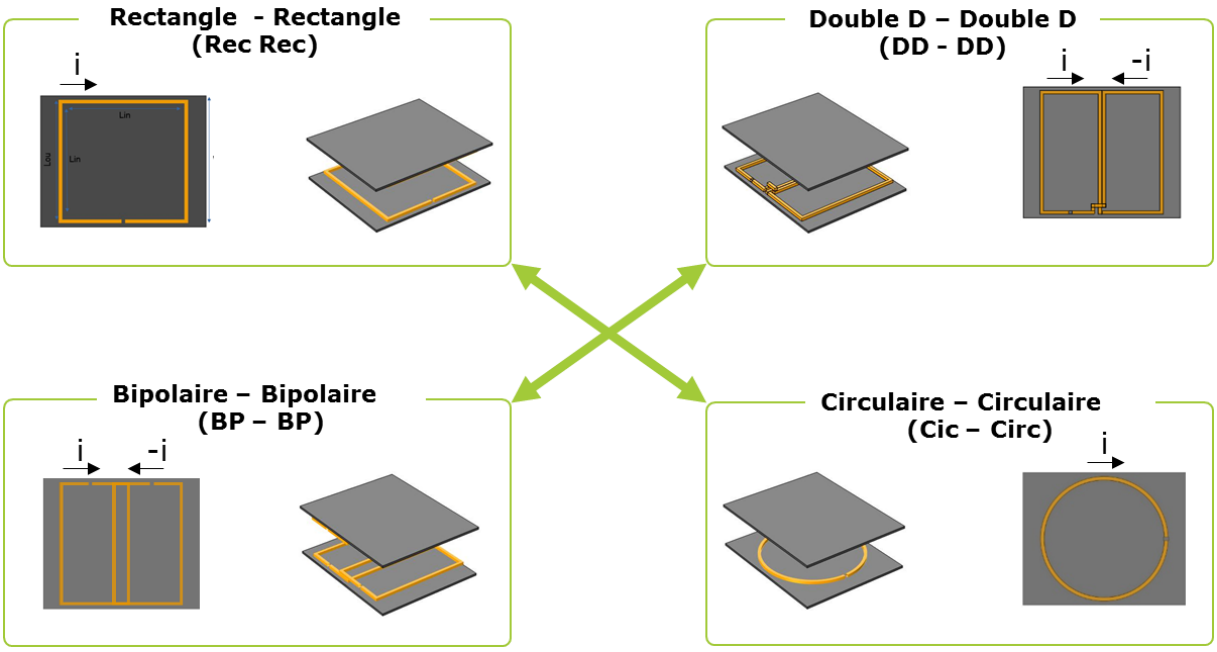



*Figure II-18 : Formes des coupleurs*

Il est à noter que les bobines du coupleur DD (Figure II-18) ainsi que les bobines du coupleur BP (Figure II-18) sont composées chacune de deux sous-bobines connectées en série, ces sous-bobines générant un flux opposé.

La Figure II-19 montre de façon plus détaillée les coupleurs pour les structures DD et BP respectivement.

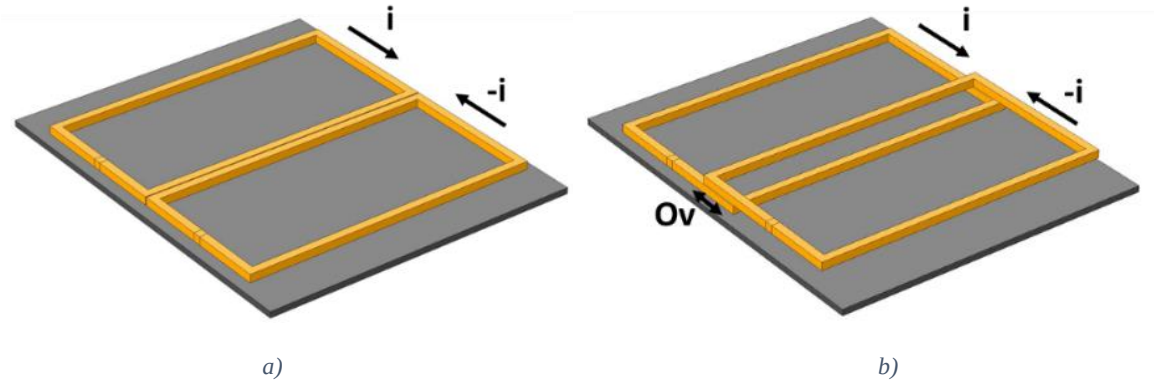



*Figure II-19 : Vue détaillée des bobines des structures DD et BP*

Les deux sous-bobines formant la bobine DD (ou BP) sont parcourues par un courant de sens opposé comme illustré dans la Figure II-19,a) pour la structure DD et dans la Figure II-19,b) pour la structure BP. Une telle topologie réduit le flux magnétique de fuite latéral par rapport aux structures Rec ou Circ, car le flux passera principalement pour ces structures d'une sous bobine à l'autre.

La différence entre les structures DD et BP réside dans le chevauchement des sous-bobines pour la structure BP. Ce paramètre est noté Ov sur la Figure II-19.b . Ce chevauchement est calculé de manière à annuler ou à réduire fortement l'inductance mutuelle entre les deux sous-bobines composant la structure BP. Dans cette configuration, les deux sous-bobines agissent comme deux bobines indépendantes et découplées magnétiquement.

Pour trouver la valeur du paramètre « Ov » permettant de réduire la mutuelle inductance entre les deux sous-bobines, tout en garantissant le respect des dimensions extérieures des bobines (468 mm), nous faisons varier la taille des sous bobines (paramètre intitulé Lsb sur la Figure II-21). De cette façon le chevauchement entre les sous bobines varie et nous étudions l'inductance mutuelle entre les deux sous bobines. La Figure II-20, montre l'architecture simulée pour permettre de diminuer l'inductance mutuelle entre les deux sous-bobines du BP.

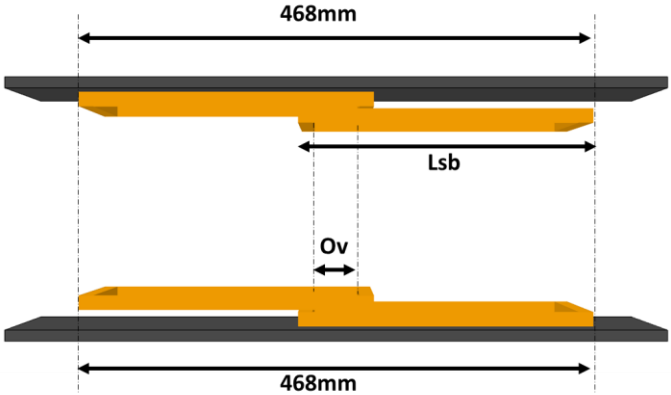



*Figure II-20 Architecture de la bobine BP*

La Figure II-21, montre la variation de l'inductance mutuelle entre les sous-bobines en fonction du paramètre Ov.

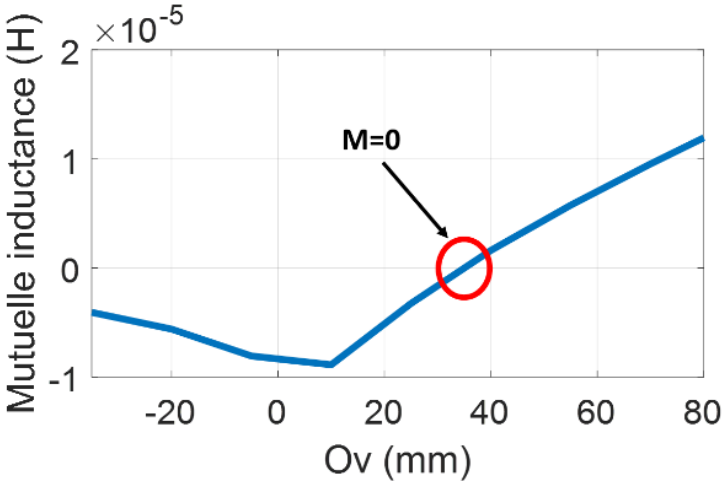



*Figure II-21 : Mutuelle inductance entre deux sous bobines du BP*

Le cercle rouge de la Figure II-21, correspond à une inductance mutuelle nulle entre les deux sous bobines, la projection de ce point permet de déduire la valeur du paramètre « Ov » permettant d'atténuer au maximum l'inductance mutuelle.

Dans le cadre de l'étude comparative des différentes topologies de coupleurs de la Figure II-18, et comme déjà expliqué précédemment, les dimensions extérieures de chaque coupleur restent les mêmes. La forme et les dimensions de chaque bobine sont données à la Figure II-22.

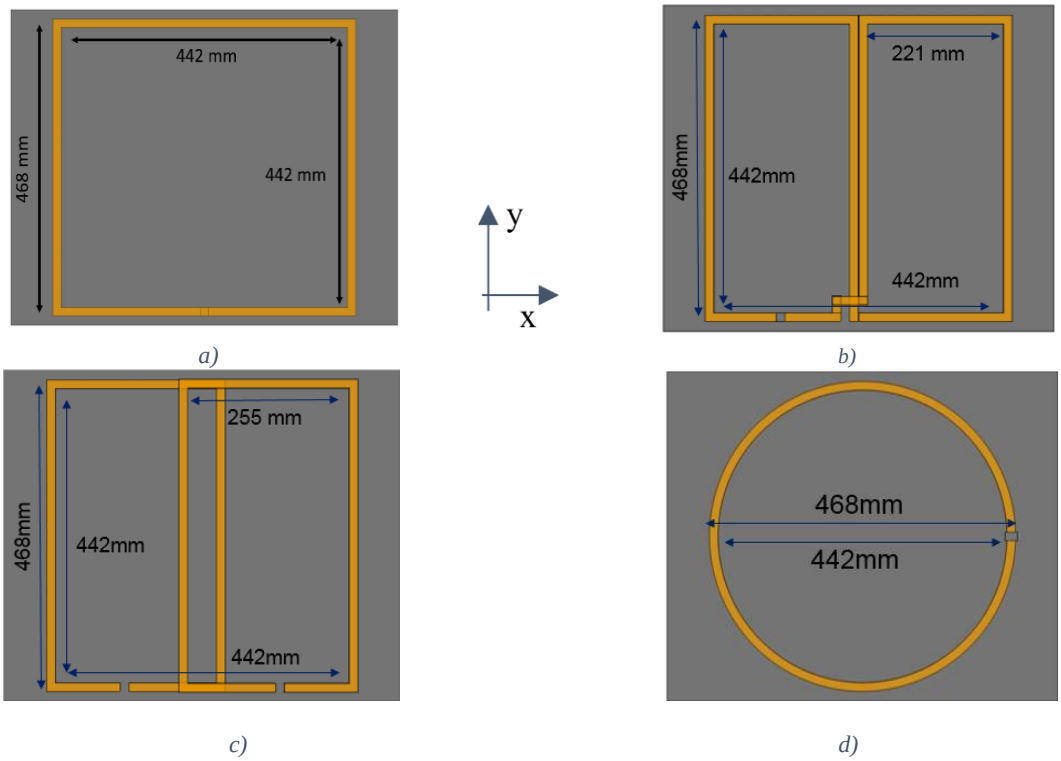
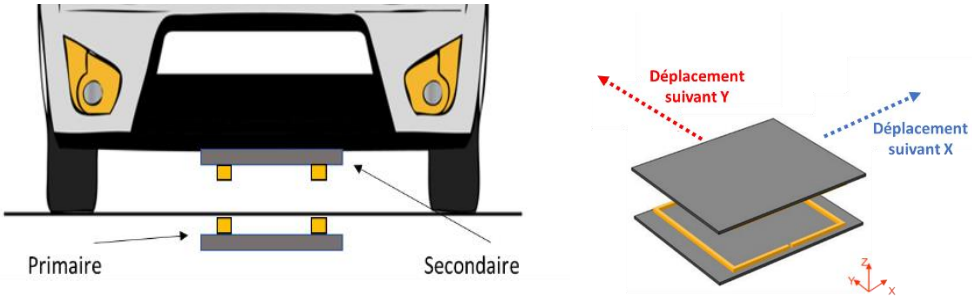



*Figure II-22 : Dimensions des différentes topologies de bobines, a) rectangulaire, b) Double D c) Bipolaire, d) Circulaire*

### II.3.1 Déplacement du véhicule dans l'axe de la route électrique

Dans un premier temps, nous considérons un déplacement pour lequel le véhicule se déplace parfaitement dans l'axe de la route électrique comme montré à la Figure II-23,a. En raison de

la forme des bobines et des ferrites qui n'est pas identique suivant l'axe de déplacement, l'étude est réalisée selon deux axes de déplacement (X puis Y), comme le montre la Figure II-23,b.




*a)* *b)*

*Figure II-23 : a) Déplacement centré, b) Axes de déplacement*

L'étude est menée à air gap constant (15cm). La position de départ où les deux bobines sont parfaitement face à face correspond au déplacement 0 mm. La position finale est fixée à 702 mm ce qui correspond à 150 % de la dimension des bobines.

La Figure II-24 montre l'évolution du coefficient de couplage (équation (I-6)) en fonction du déplacement dans le cas d'un déplacement du véhicule dans l'axe de la route électrique (Figure II-23 ,a) pour les différentes topologies de coupleurs obtenu avec le logiciel Comsol via le calcul des inductances propres et mutuelles.

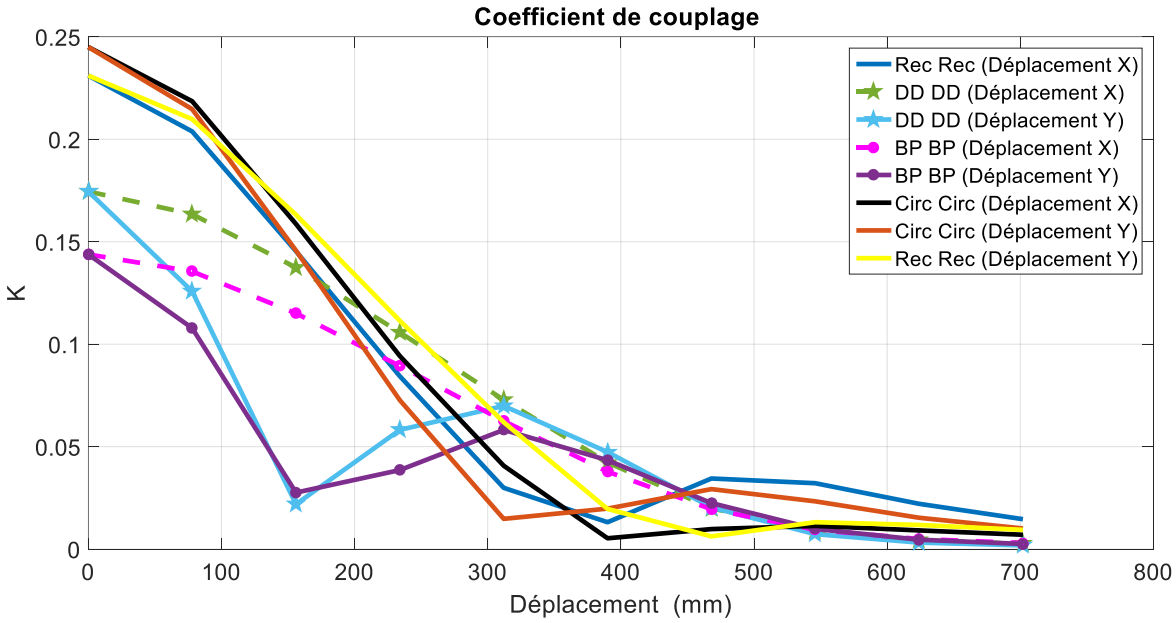



*Figure II-24 : Comparaison des coefficients de couplage (cas centré)*

Remarquons que le coefficient de couplage diminue pour chaque topologie avec la distance entre émetteur et récepteur mais que cette diminution ne se fait pas de la même manière pour les différentes topologies.

Comparée aux autres topologies la structure Circ-Circ fournit le coefficient de couplage le plus élevé lorsque les deux bobines sont alignées (k ≈ 0,25) alors que la structure BP-BP présente le coefficient de couplage le plus faible.

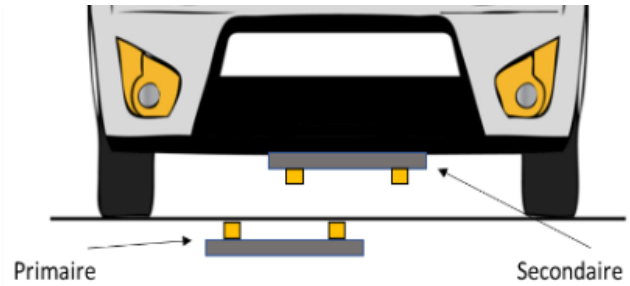
Comme expliqué précédemment, la différence d'évolution du coefficient de couplage en fonction de l'axe de déplacement (X ou Y) pour une même topologie, est justifiée par la géométrie des bobines et des plaques de ferrites qui ne sont pas identiques selon l'axe X et Y.

Il est à noter que les topologies DD-DD et BP-BP sont relativement moins sensibles au déplacement quand ce dernier a lieu suivant l'axe X. Toutefois, du fait des particularités topologiques en deux sous bobines des structures DD-DD et BP-BP, nous constatons un comportement particulier pour un déplacement selon l'axe Y. Dans cette configuration de déplacement on observe l'apparition d'un couplage nul pour un déplacement d'environ 37% de la dimension des bobines. Le transfert de puissance est alors impossible.

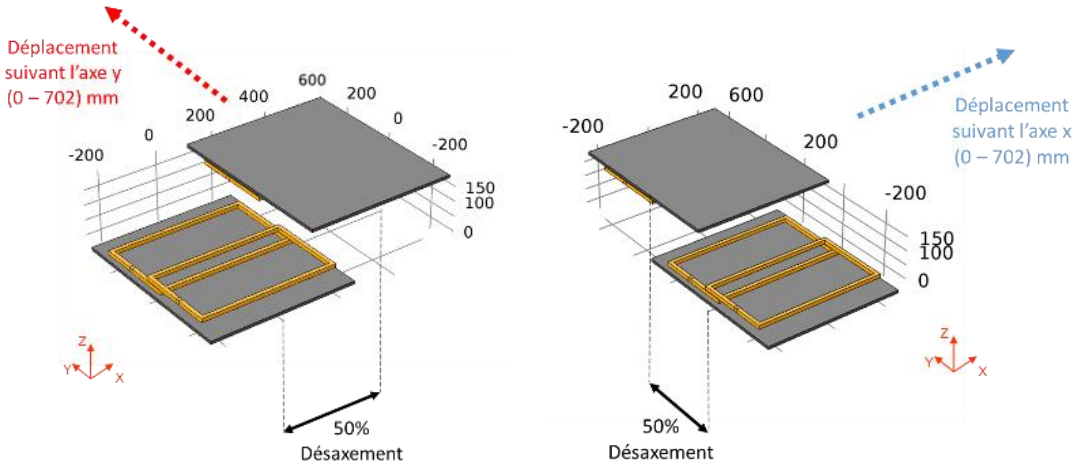
Le coefficient de couplage du coupleur Rec-Rec est légèrement inférieur à celui du coupleur circulaire dans la position coaxiale, mais ce type de coupleur est moins sensible au déplacement. Ce qui présente un grand intérêt pour les applications DWPT.

### II.3.2 Déplacement désaxé du véhicule par rapport à la route électrique

Nous allons maintenant nous intéresser au cas d'un déplacement pour lequel le véhicule est désaxé (ou désaligné) par rapport à la route électrique (Figure II-25(a)). La norme J2954 impose de garantir la recharge du véhicule dans le cas d'un désalignement pouvant atteindre les 50% de la dimension des bobines [5]. Nous présenterons donc les résultats suivants pour un désaxement de 227,5 mm qui correspond à 50% de la dimension moyenne des bobines. La Figure II-25(a), montre le cas d'un déplacement désaxé par rapport à la route. La Figure II-25(b), montre les deux axes possibles (X et Y) pour un déplacement désaxé de 50%.




*a ) Déplacement désaxé*




*b ) déplacement désaxé suivant y* *c ) déplacement désaxé suivant x*

*Figure II-25 : Etude de l'effet du désaxement sur le coefficient de couplage*

La Figure II-26 représente le coefficient de couplage des différentes topologies de coupleurs en fonction du déplacement dans le cas du désaxement de 227,5 mm par rapport à la route électrique.

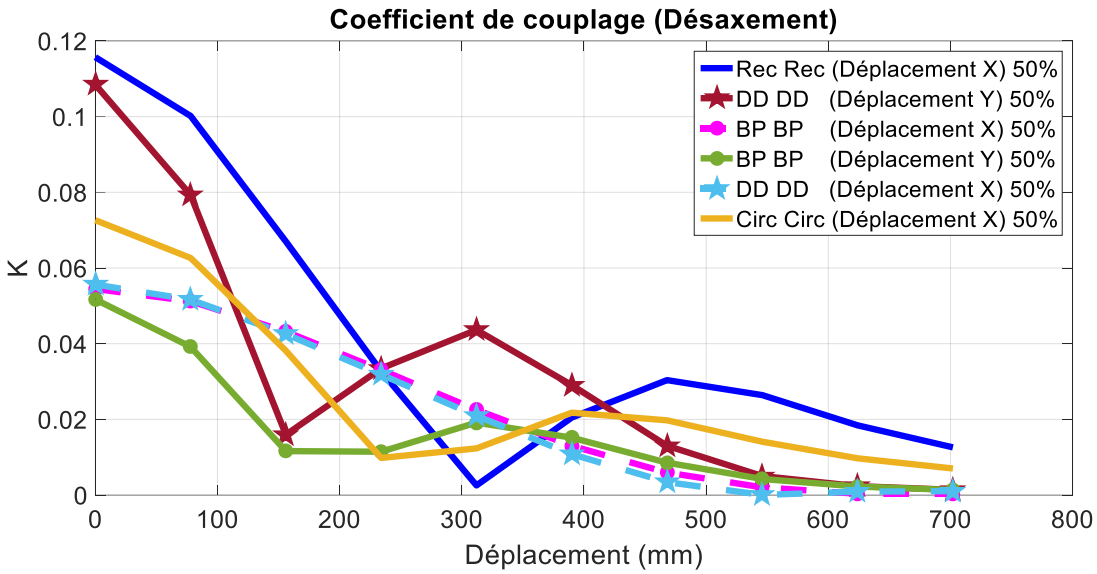



*Figure II-26 : Comparaison des coefficients de couplage avec désaxement*

Nous constatons que la structure Rec-Rec dispose du coefficient k le plus fort dans cette configuration de désalignement et que ce dernier a un impact important sur le coupleur Circ-Circ. La topologie Circ-Circ est donc moins intéressante dans le cas d'applications DWPT, car l'alignement des véhicules sur la route n’est pas garanti.

### II.3.3 Variations des inductances propres

Les inductances propres, changent aussi lorsque les bobines se déplacent par rapport à leur position coaxiale. Cette variation est due à la présence et au déplacement de la plaque de ferrite en vis à vis. La variation de l’inductance propre peut affecter le système qui se voit désaccordé par rapport à sa fréquence de résonnance initiale (dans le cas où la fréquence de l'onduleur est maintenue constante). Cette variation peut donc diminuer le rendement du système. Pour cette raison, nous avons étudié la variation de l’inductance propre en fonction du déplacement. La Figure II-27 illustre les variations d'inductances primaires normalisées (par rapport à la valeur en position coaxiale) en fonction du déplacement pour les quatre topologies étudiées précédemment dans le cas d’un déplacement dans l’axe de la route électrique.

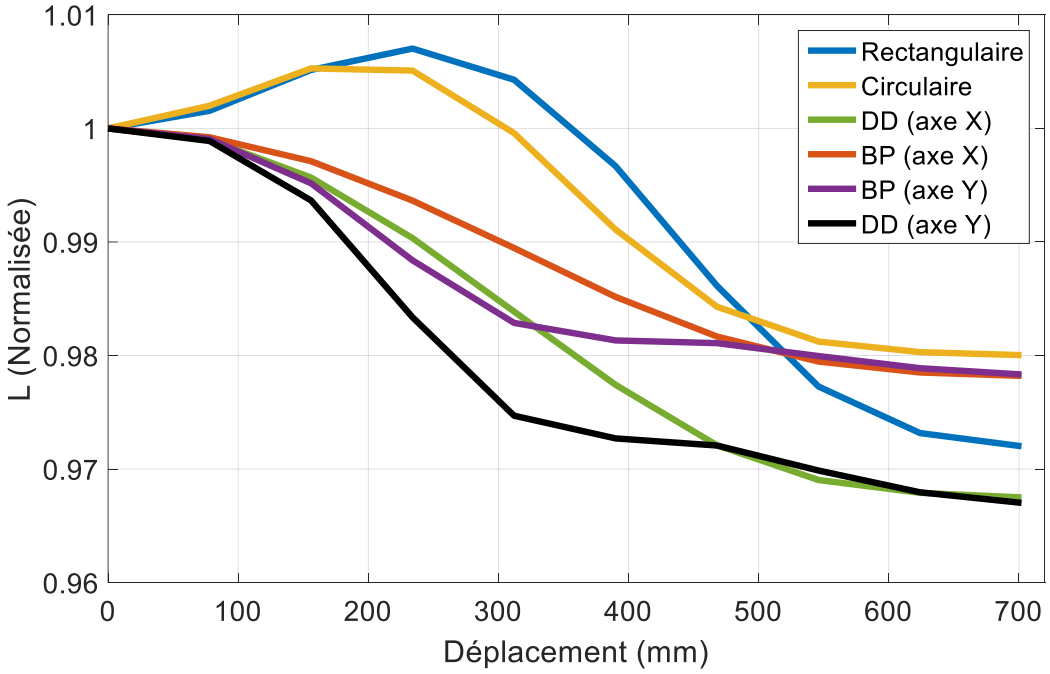



*Figure II-27: Variation de l'inductance propre primaire en fonction du déplacement pour les différentes topologies*

Les topologies Rec-Rec et DD-DD présentent les variations d'inductances propres les plus importantes (3,7% et 3,3% respectivement) pour des déplacements compris entre 0 mm et 700 mm, contrairement aux topologies BP-BP et circulaires, qui présentent des variations minimales d'inductance propre (respectivement 2,2% et 2,5%). Il est cependant noté que les variations sont assez faibles pour toutes les topologies présentées.

### II.3.4 Conclusion partielle

Cette partie de l'étude a permis de comparer différentes topologies de coupleurs en termes de coefficient de couplage, nous avons noté par exemple, la supériorité de la topologie circulaire en position coaxiale. Ce qui amène à recommander l'utilisation d'une telle topologie pour tout type de recharge inductive où le primaire et le secondaire sont coaxiaux. Il est donc évident que ce type de topologie est plus adapté à la recharge statique.

D'autre part, cette étude a démontré le fort potentiel de la forme rectangulaire. Cette forme présente les meilleurs couplages au cours du déplacement qu'il soit centré ou désaxé. Dans ce qui suit, nous gardons donc, cette forme de bobine et nous nous intéressons aux différentes topologies de ferrites susceptibles de contribuer à l'amélioration du coefficient de couplage et donc du rendement du système de transfert.

## II.4 Comparaison de différentes topologies de ferrites

Dans cette partie nous étudions l'impact du circuit magnétique sur le coefficient de couplage. Pour cela, nous avons choisi différentes topologies de ferrites et une étude comparative est menée en termes de coefficient de couplage.

Comme base de comparaison, il est retenu la forme du circuit magnétique ferrite utilisé dans l'étude précédente que l'on nommera « ferrite d'origine ». Cette plaque de ferrite de 500 mm ×

600 mm est représentée à la Figure II-28. Elle est composée à partir de carreaux de matériaux ferrites de 25 mm de côté et de 2 mm d'épaisseur. Les carreaux sont collés les uns aux autres en utilisant une résine amagnétique. Du fait de l'application (recharge des VE), l'espace entre carreau est négligeable devant l'air gap, la plaque est donc considérée dans les simulations comme étant uniforme.

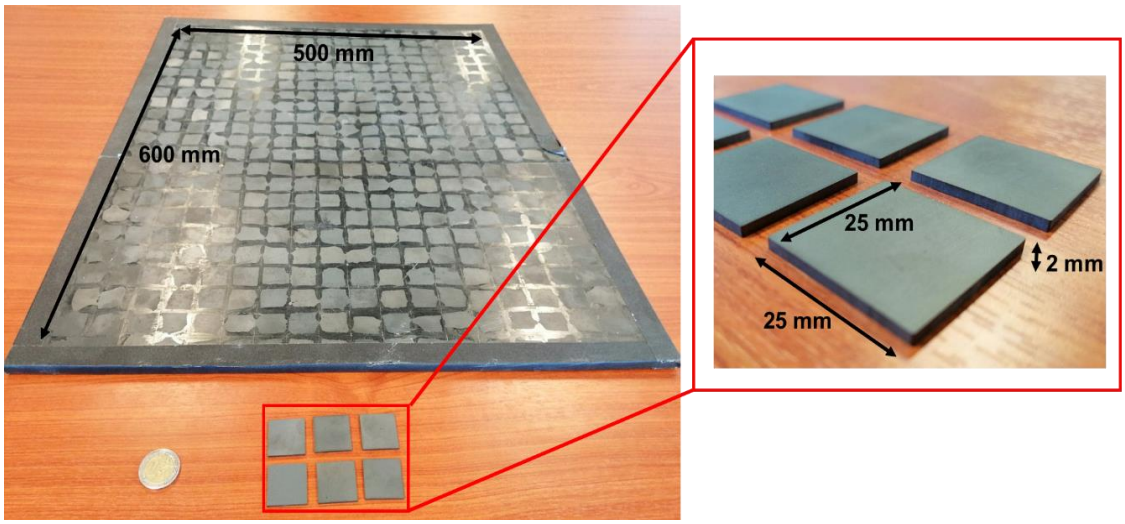


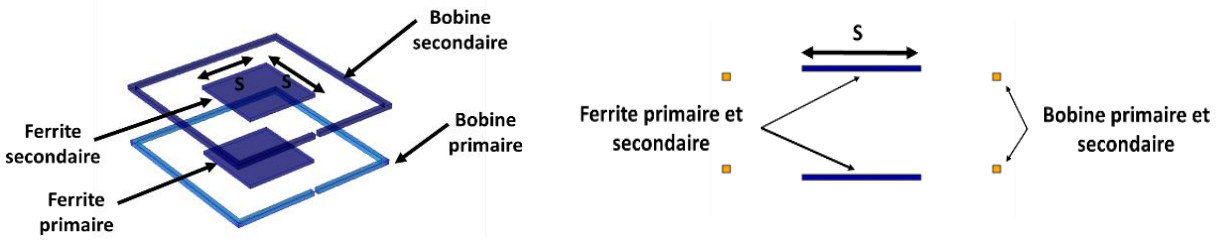

*Figure II-28 : Fabrication de la plaque de ferrite du coupleur à partir de carreaux élémentaires*

Dans les travaux de thèse de [5], le type de ferrite utilisées est le N27 de chez TDK. Ce type de ferrite a une perméabilité relative $\mu_{\mathrm{rN27}} \approx 2000$ à 25°C et à 100 kHz. La valeur de saturation en champ est de l'ordre de $B_{\mathrm{S}} \approx 500$ mT à 25°C [82]. Dans notre étude, nous avons choisi d'utiliser un autre type de ferrite présentant de meilleurs caractéristiques pour notre application : le matériau 3C95 de Ferroxcube [83]. Ce type de matériau présente une perméabilité relative $\mu_{3\mathrm{C95}} \approx 3000$ à 25°C et à 100 kHz. L'induction à saturation de ce matériau est également de l'ordre de $B_{\mathrm{S}} \approx 500$ mT.

Les études sur les différentes topologies de ferrite sont menées en gardant le même matériau (ferrite 3C95 de Ferroxcube) et les mêmes dimensions extérieures (dimension de ferrite : 500 mm × 600 mm). L'objectif est de maximiser le couplage entre le primaire et le secondaire tout en assurant le plus faible volume de ferrite possible, ce qui revient à réduire les coûts du matériau magnétique et donc du coupleur.

### II.4.1 Variation de la surface occupée par le matériau ferrite

Le premier paramètre objet d'étude, est la surface (ou les dimensions extérieures) qu'occupe la plaque de ferrite (variation dans les limites fixées auparavant). Nous cherchons, dans cette démarche, à comprendre l'influence de la surface de ferrite sur le coefficient de couplage. La Figure II-29 illustre la géométrie simulée. Nous allons évaluer l'évolution du coefficient de couplage en fonction du paramètre « S » défini à la Figure II-29 et donnant la dimension d'un côté de la plaque de ferrite de forme carrée.




*a) Vue 3D,* *b) Vue de coupe*

*Figure II-29 : Variation de la surface de ferrite*

Dans cette étude, le paramètre « S » varie de 200 mm à 500 mm. Deux simulations sont réalisées, la première à épaisseur de matériau ferrite constante et égale à celle de la plaque d'origine (2 mm). La seconde à volume constant, où l'épaisseur du matériau ferrite est calculée pour chaque valeur du paramètre « S » dans le but d'avoir un volume égal à celui de la plaque d'origine. L'évolution du coefficient de couplage en fonction de ce paramètre est présentée sur la Figure II-30.

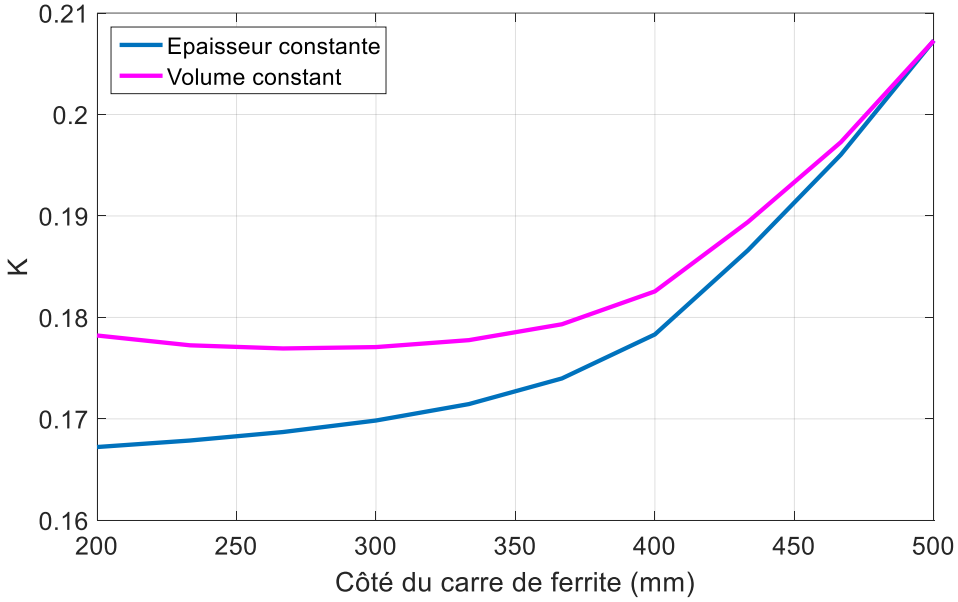



*Figure II-30 : Coefficient de couplage en fonction de « S »*

Nous constatons que le coefficient de couplage augmente avec la surface de matériau ferrite, les lignes de champs magnétiques étant mieux canalisés en présence de ce matériau. Nous remarquons également que l'épaisseur du matériau a peu d'impact sur le coefficient de couplage. Pour confirmer ce constat, nous nous proposons donc d'étudier l'influence de l'épaisseur de la plaque de ferrite sur le coefficient de couplage.

### II.4.2 Variation de l'épaisseur de la plaque de matériau ferrite

Pour étudier l'influence de l'épaisseur de la plaque de ferrite, une plaque de ferrite de dimensions égale à la plaque d'origine (500mm×600mm) est choisie en faisant varier l'épaisseur de celle-ci comme illustré sur la Figure II-31.

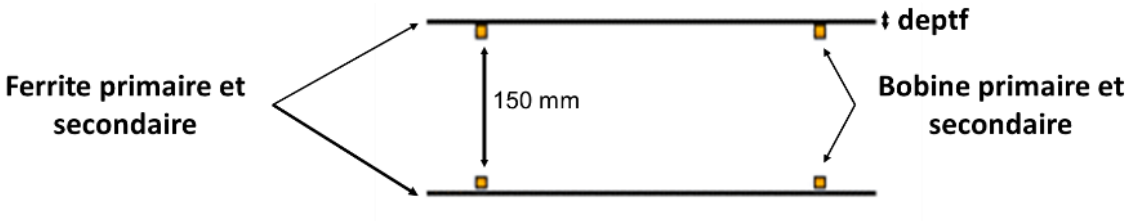



*Figure II-31 : Variation de l'épaisseur du ferrite*

L'épaisseur de la plaque (deptf) de la Figure II-31 varie de 2 mm à 20 mm. La Figure II-32 montre l'évolution du coefficient de couplage en fonction de l'épaisseur de la plaque de ferrite.

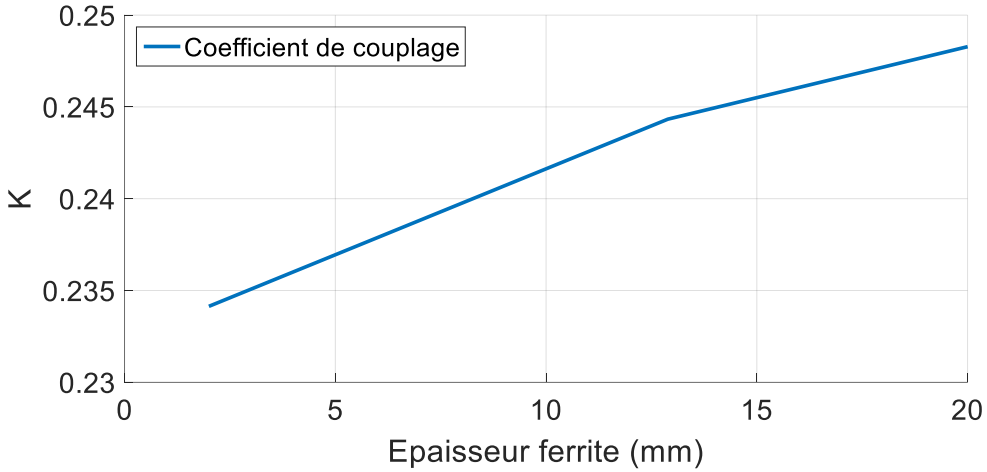



*Figure II-32 : Coefficient de couplage en fonction de l'épaisseur de la plaque de ferrite*

Une augmentation du coefficient de couplage peut être constatée avec l'augmentation de l'épaisseur de ferrite. Cependant cette augmentation est faible. Elle est de l'ordre de 5% pour une plaque 10 fois plus épaisse. Ceci amène à conclure qu'il y a peu d'influence de l'épaisseur de ferrite sur le coefficient de couplage.

Néanmoins, il faudrait nuancer ce résultat, car l'épaisseur de la plaque de ferrite intervient directement dans le phénomène de saturation du matériau magnétique. Ainsi et dans le but d'étudier l'effet de l'épaisseur du matériau ferrite sur la saturation, il est proposé dans la Figure II-33, de se pencher sur l'induction magnétique à l'intérieur de la plaque de ferrite pour différentes épaisseurs, le courant d'alimentation de la bobine étant sinusoïdal d'amplitude $I_{max}$=62 A.

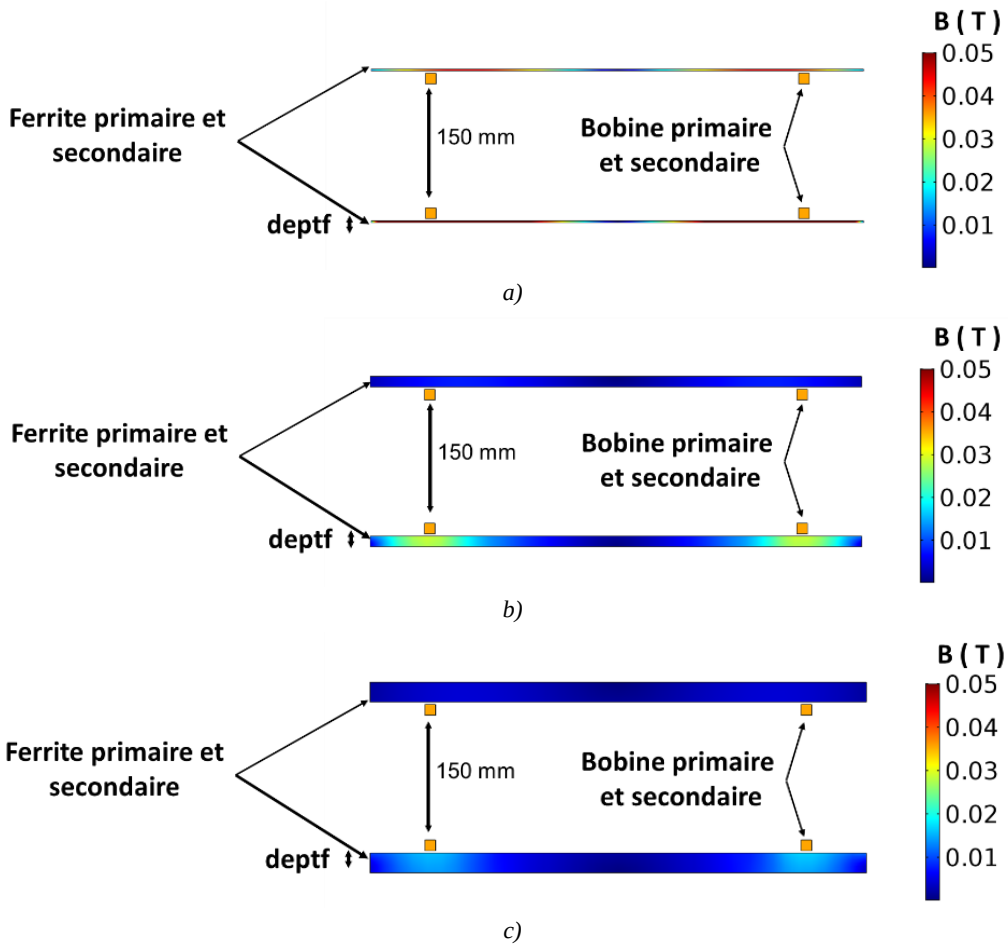


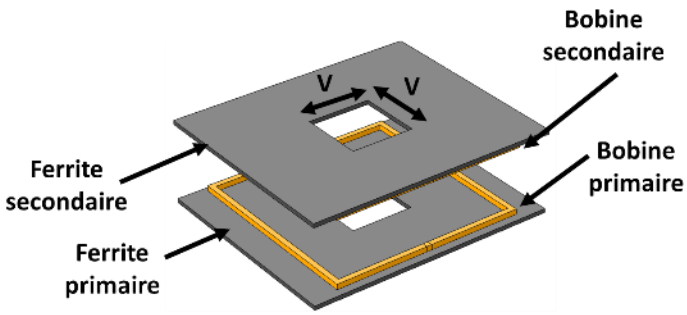

*Figure II-33 : Induction magnétique à l'intérieur du ferrite pour différentes épaisseurs, a) 2mm, b) 10 mm c), 20 mm*

La saturation des ferrites de type 3C95, se manifestent à partir d'une valeur d'induction de 500 mT [83]. Nous remarquons que cette saturation n'est pas atteinte même pour la plus petite valeur d'épaisseur qui est égale à deptf=2 mm. Néanmoins, l'augmentation de l'épaisseur du matériau ferrite permet de réduire les niveaux de champs magnétiques et donc le niveau des pertes magnétiques dans le matériau.

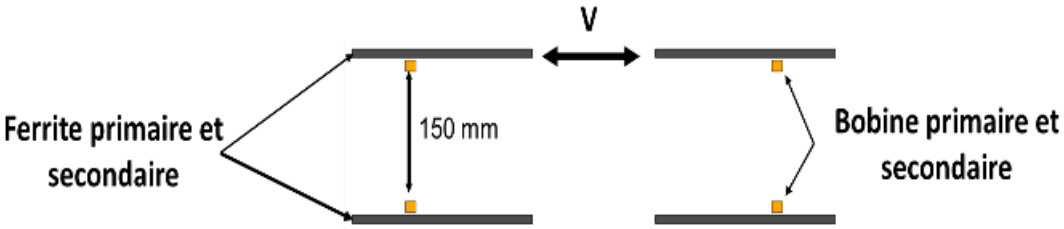
L'épaisseur du matériau ferrite a donc peu d'impact sur le coefficient de couplage. Des épaisseurs relativement faibles de matériau pourront donc être utilisées pour réaliser les structures magnétiques.

### II.4.3 Variation de la surface occupée par le matériau ferrite : évidement de la partie centrale

Une autre topologie de ferrite a été étudiée. Dans cette nouvelle structure, la partie centrale de la plaque de ferrite est retirée. La Figure II-34 montre la géométrie correspondante. L'évidement réalisé est de forme carrée caractérisée par la longueur de son côté notée « V ». Celle-ci varie entre 20 mm et 450 mm.




*a) Vue 3D,*




*b) Vue de coupe*

*Figure II-34 : Variation des dimensions du creux dans la ferrite, a) Vue 3D,b) Vue de coupe*

Nous allons donc évaluer l'évolution du coefficient de couplage avec le paramètre « V ». Cette évolution est donnée à la Figure II-35.

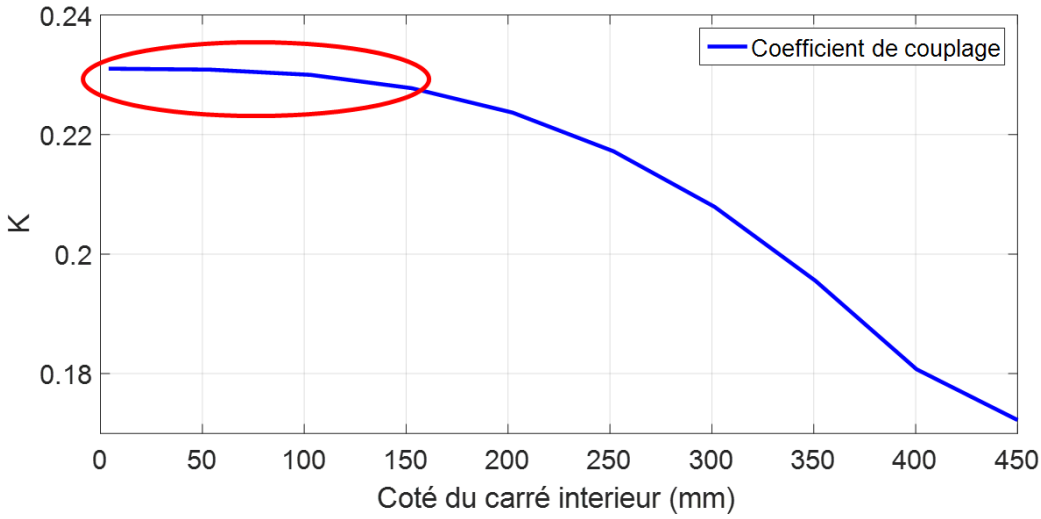



*Figure II-35 : Coefficient de couplage en fonction du côté de l'évidement dans la plaque de ferrite*

Nous notons que le coefficient de couplage diminue avec le paramètre « V » et donc en même temps que la surface du matériau ferrite (comme dans le cas de l'étude précédente). Cependant, nous notons l'existence d'une zone (ellipse rouge sur la Figure II-35) pour laquelle l'évidement a peu d'impact sur le coefficient de couplage. Cette zone correspond à des valeurs du paramètre « V » inférieures à 150 mm.

Cette structure évidée présente plusieurs avantages comme par exemple la possibilité le passer des câbles d'alimentation vers la bobine, de placer une partie de l'électronique et les

condensateurs de compensation de la structure mais l'avantage le plus important réside dans l'allègement de la plaque de ferrite et la réduction de son coût en matière première.

### II.4.4 Impact de la distance bobine-ferrite

Nous nous intéressons ici à l'influence de l'éloignement entre bobine et ferrite sur le coefficient de couplage. La Figure II-36, montre le paramètre « difb » qui représente la distance verticale entre chaque bobine et la plaque de ferrite. Les valeurs du paramètre « difb » varient entre 0 mm lorsque la bobine est collée à la plaque de ferrite jusqu'à une valeur de 20 mm.

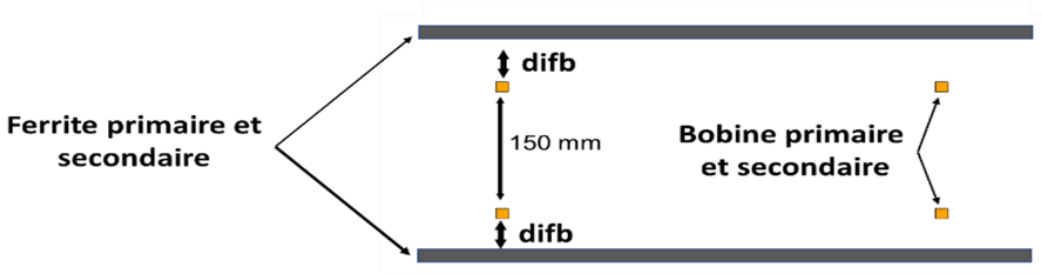



*Figure II-36 : Variation de la distance verticale entre la bobine et la ferrite*

La Figure II-37, illustre l'évolution du coefficient de couplage en fonction du paramètre « difb ».

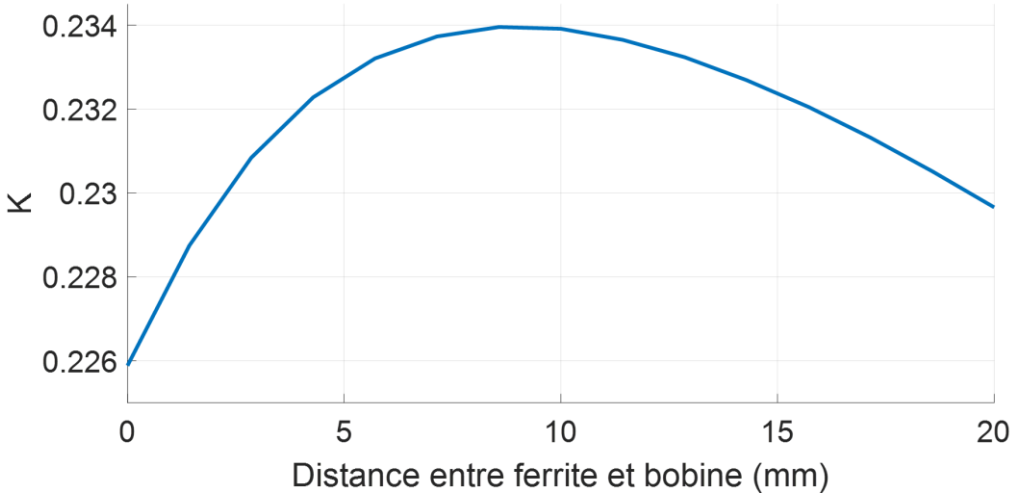



*Figure II-37 : Coefficient de couplage en fonction de l'éloignement entre bobines et plaques de ferrite*

Nous constatons que le coefficient de couplage augmente pour des plages de valeurs allant de 0 mm à 8 mm, puis qu'il baisse au-delà. Nous concluons qu'il existe un point de fonctionnement optimal correspondant à la valeur du paramètre difb = 8 mm où le coefficient de couplage est amélioré de près de 5% par rapport à la position initiale (difb=0 mm) où la bobine est posée directement sur la plaque de ferrite.

L'éloignement bobine-ferrite présente au-delà de l'amélioration du coefficient de couplage, un autre avantage majeur : la diminution du risque de saturation et la réduction des pertes magnétiques. La Figure II-38 montre l'induction magnétique à l'intérieur de la plaque de ferrite pour différentes valeurs du paramètre « difb ».

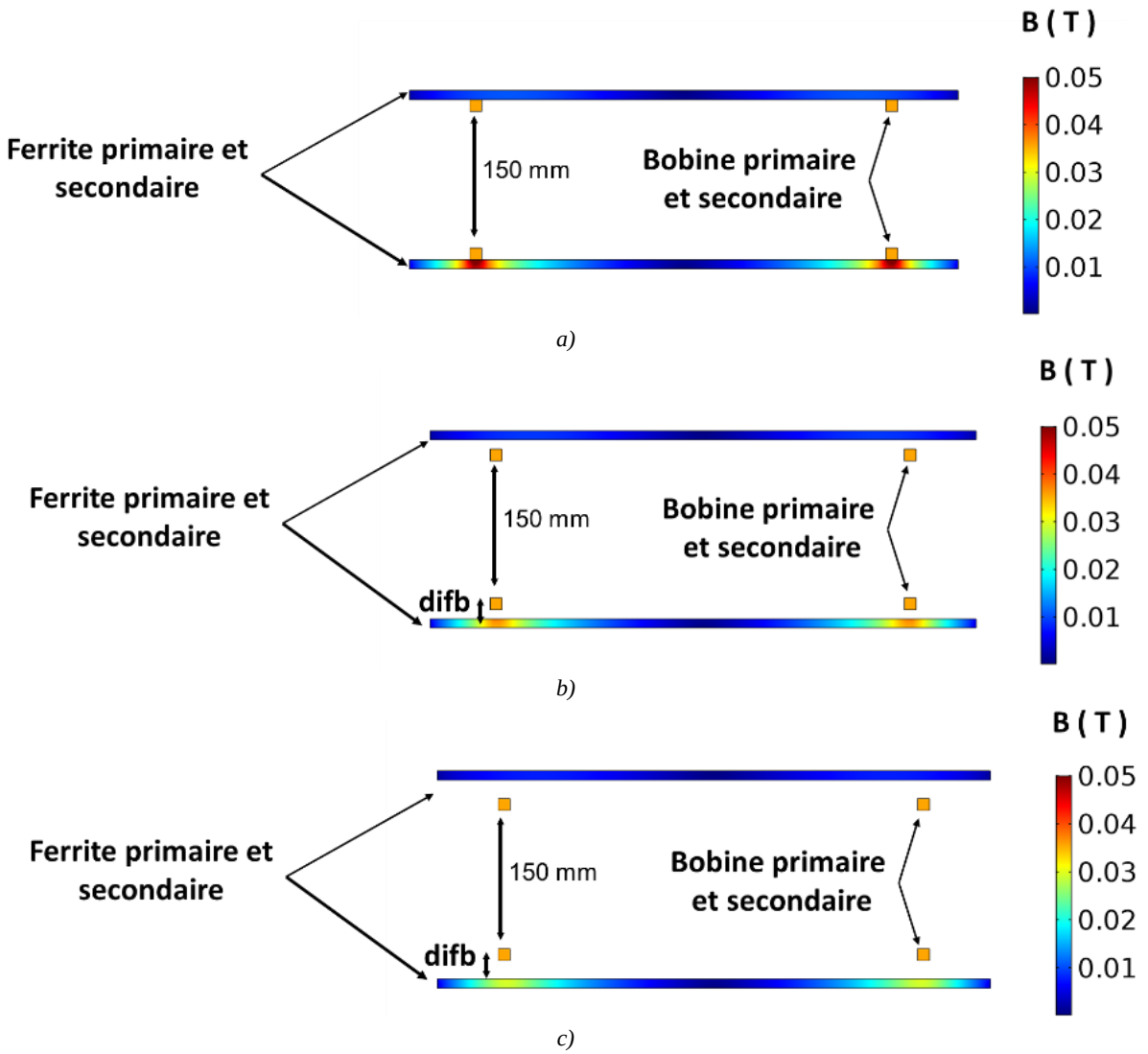



*Figure II-38 : Induction magnétique à l'intérieur du ferrite pour différentes distances bobines/ferrite, a) 0mm, b) 10 mm c), 20 mm*

Nous notons en effet que plus la distance entre bobine et ferrite est grande, moins il y a d'induction magnétique dans la plaque de ferrite.

### II.4.5 Discrétisation de la structure magnétique par utilisation de barreaux

La dernière étude menée sur les ferrites, concerne l'utilisation de barreaux de ferrite à la place d'une plaque de ferrite. Une étude comparative en prenant 13, 7, 5 et 3 barres de ferrite est menée, la référence de comparaison étant la plaque d'origine. La Figure II-39, illustre les différentes topologies sélectionnées.

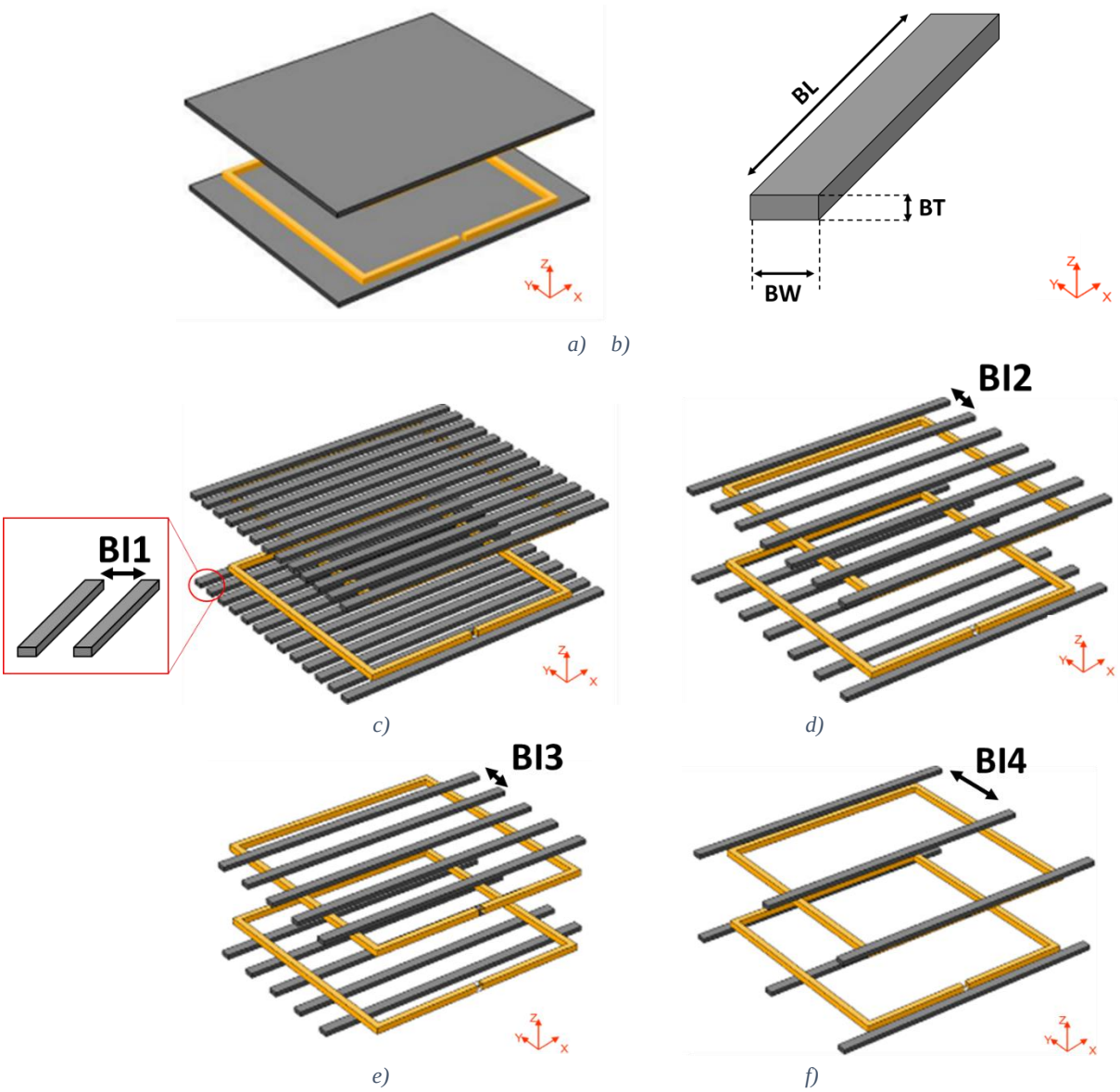



*Figure II-39 : Différentes formes de coupleurs à base de barreaux de ferrites, a) plaque d'origine, b) dimension d'un barreau c) 13 barreaux de ferrites, d) 7 barreaux de ferrite, e) 5 barreaux de ferrite, f) 3 barreaux de ferrites*

Les dimensions des structures magnétiques illustrées sur la Figure II-39 sont données dans le Tableau II-6.

*Tableau II-6 : Dimensions des structures magnétiques illustrées sur la Figure II-39*

| **Paramètre** | **BL** | **BW** | **BT** | **BI1** | **BI2** | **BI3** | **BI4** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Valeur (mm)** | 600 | 20 | 2 | 20 | 60 | 60 | 220 |

La Figure II-40, montre l'évolution du coefficient de couplage en fonction du déplacement dans le cas d'un déplacement dans l'axe de la route électrique et dans l'axe des barreaux.

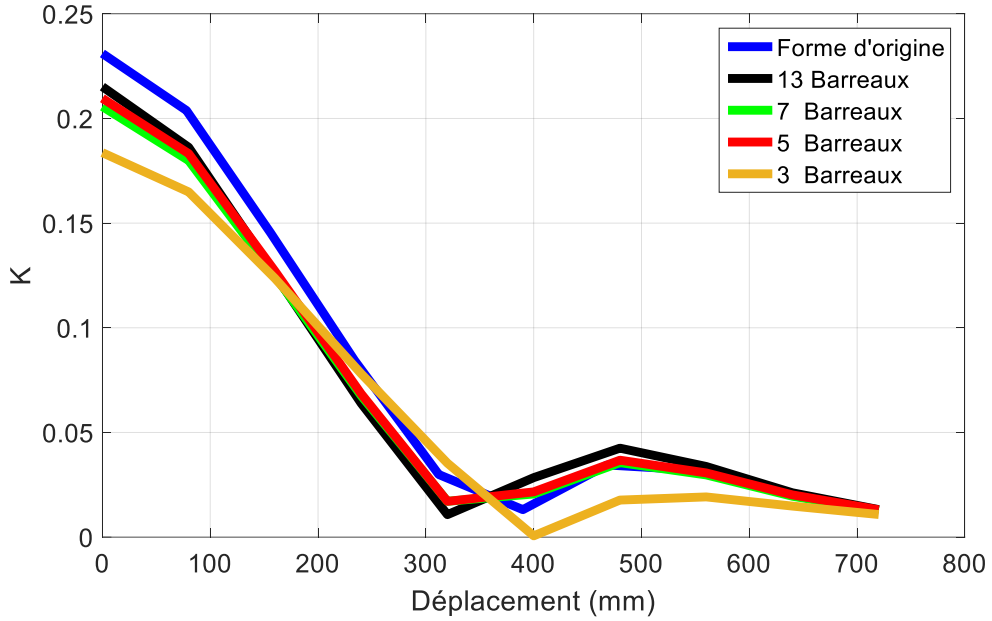
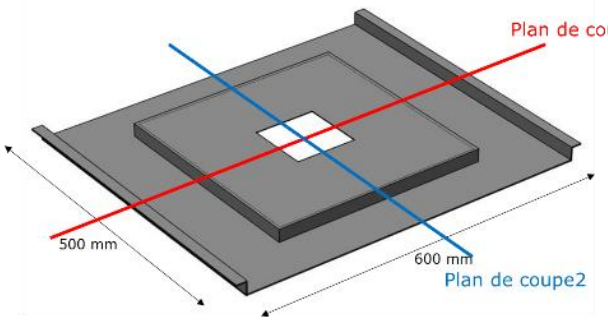



*Figure II-40 : Comparaison de l'évolution du coefficient de couplage pour les différents nombres de barreaux de ferrite en fonction du déplacement*

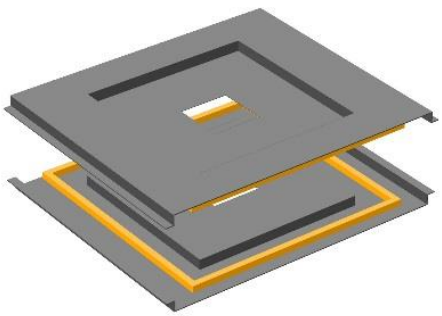
Nous remarquons que l'utilisation de barreaux ferrites au lieu d'une plaque entière a pour effet de réduire le coefficient de couplage. Cependant de telles structures permettent d'utiliser un volume de ferrite moindre, et dans le même temps, permettent de mieux aérer le coupleur pour l'évacuation de chaleur en facilitant la circulation d'air dans la structure. Ajoutons également à cela la facilité de réalisation, les formes en barreau étant disponibles chez tous les fabricants de matériaux ferrites.

### II.4.6 Proposition de géométrie de coupleur magnétique

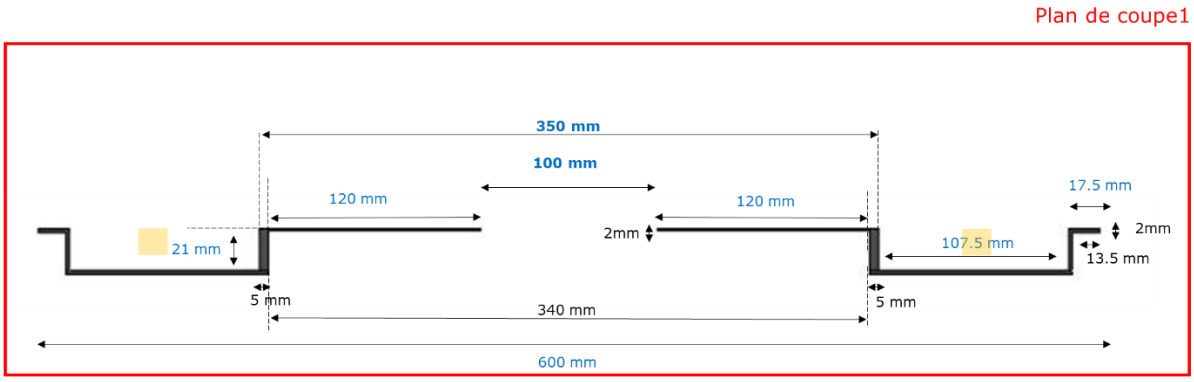
Dans leur globalité, les différentes études menées sur les ferrites nous ont permis d'identifier les paramètres les plus influents sur le coefficient de couplage. Ainsi, nous pouvons proposer une structure optimisée en termes de coefficient de couplage. Cette structure reprend la forme rectangulaire de bobine, qui, comme vu précédemment, fournissait le meilleur coefficient de couplage pour une application DWPT. Sa forme générale et ses dimensions sont données à la Figure II-41.



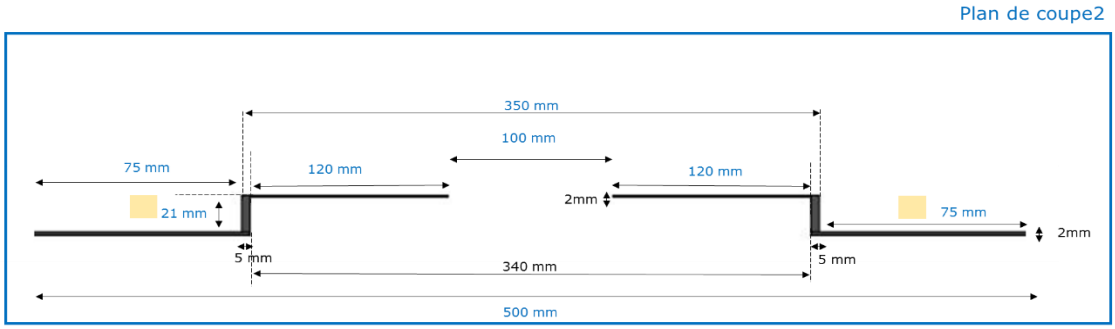

*a) Ferrite de la structure optimisée*



*b) Vue 3D du coupleur optimisé*




*c) Vue et dimensions du plan de coupe1*



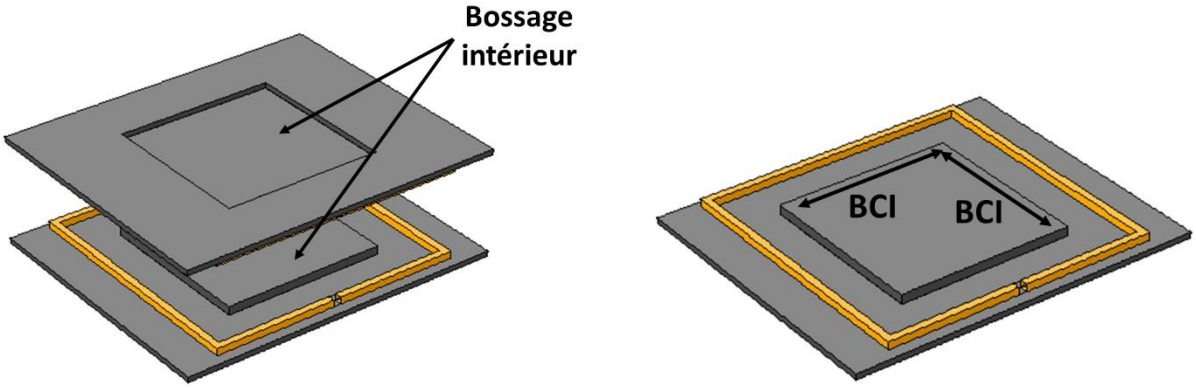

*d) Vue et dimensions du plan de coupe2*

*Figure II-41 : Structure optimisée et ses dimensions*

Pour obtenir cette forme optimisée, en plus de la distance bobines/ferrite et de l'évidement central que nous avons vu précédemment, la taille du bossage carré intérieur, et la taille des bossages en bordure de structure, ont fait l'objet d'une optimisation ayant pour objectif d'améliorer le coefficient de couplage. Nous verrons dans ce qui suit le procédé ayant permis d'obtenir les valeurs des paramètres géométriques de cette forme.

- Bossage carré intérieur :

Les bobines retenues étant rectangulaires et positionnées à une distance de 8 mm de la plaque de ferrite, il existe un volume intérieur à ces bobines que l'on pourrait utiliser pour apporter des améliorations au coefficient de couplage. C'est de là qu'est née l'idée du bossage intérieur. La Figure II-42 montre le bossage intérieur des ferrites.




*a)* *b)*

*Figure II-42 : Forme optimisé : bossage carré interieur, a) vue coupleur, b) vue primaire*

Il demeurait cependant une inconnue, quelle devrait être les dimensions de ce bossage intérieur ? Pour avoir la réponse, nous avons conduit une étude paramétrique en faisant varier la longueur du côté de ce carré identifié par le paramètre « BCI » sur la Figure II-42. La hauteur du carré de bossage restant fixe et égale à 21mm (correspondant au même niveau que la face supérieure de la bobine).

La Figure II-43 montre l'évolution du coefficient de couplage en fonction du paramètre « BCI » de la Figure II-42.

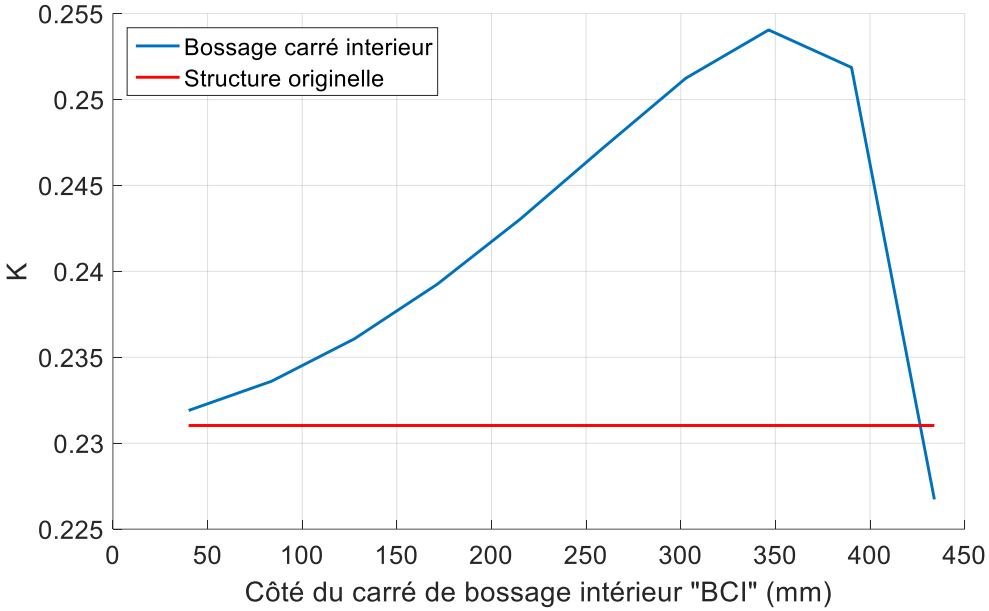
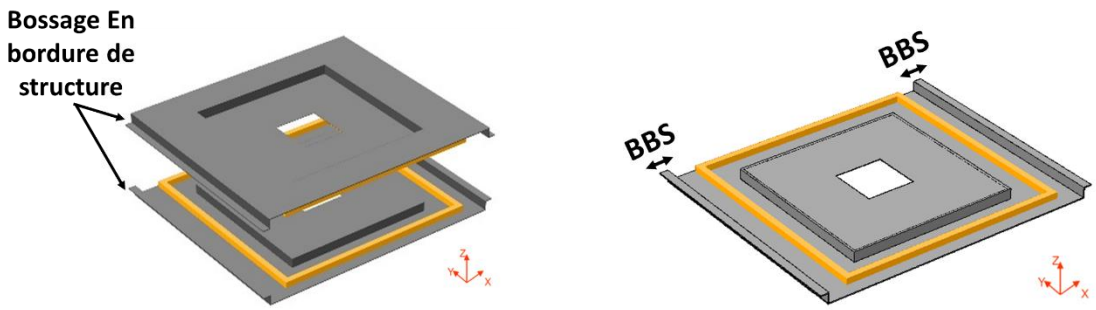



*Figure II-43 : Evolution du coefficient de couplage en fonction du côté du carré de bossage intérieur*

Nous notons une augmentation du coefficient de couplage avec l'augmentation de la valeur du paramètre « BCI » et ce jusqu'à la valeur BCI=350 mm. Au-delà de cette valeur, Le coefficient de couplage baisse. En effet ce dernier passe même en dessous de sa valeur originelle (celle de la structure d'origine) quand le bossage intérieur est au plus près du bobinage. Il existe donc une valeur optimale concernant le côté du carré de bossage interne.

- Bossages en bordure de structure :

S'inspirant de la solution du bossage intérieur, et après avoir intégré l'évidement central, nous avons pensé à mettre en œuvre un bossage en bordure de la structure de ferrite. Ce qui est censé apporter encore plus d'amélioration au coefficient de couplage en augmentant le flux transmis à l'autre bobine pour un courant donné. La Figure II-44 montre le bossage en bordure des ferrites.




*a)* *b)*

*Figure II-44 : Forme optimisée : bossage en bordure de structure, a) vue coupleur, b) vue primaire*

Il s'agit ici également d'une étude paramétrique en faisant varier le paramètre « BBS » de la Figure II-44. La hauteur du bossage reste ici pareillement fixée et égale à 21mm.

La Figure II-45 montre l'évolution du coefficient de couplage en fonction du paramètre « BBS » de la Figure II-44.

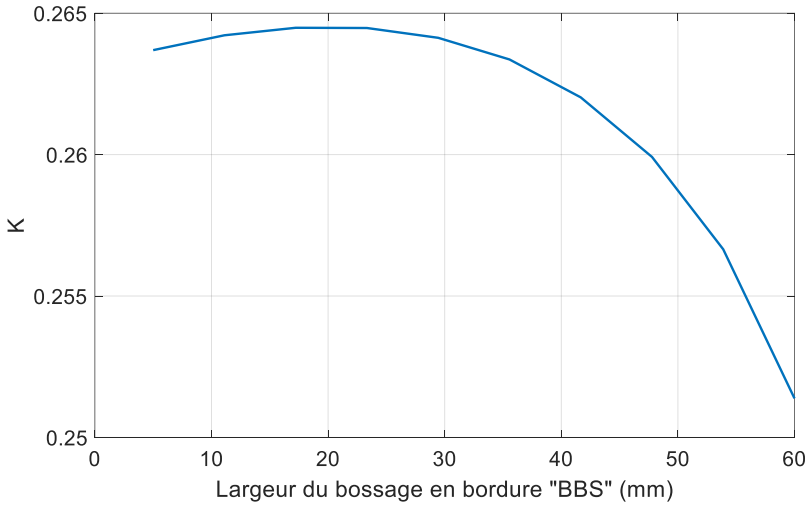
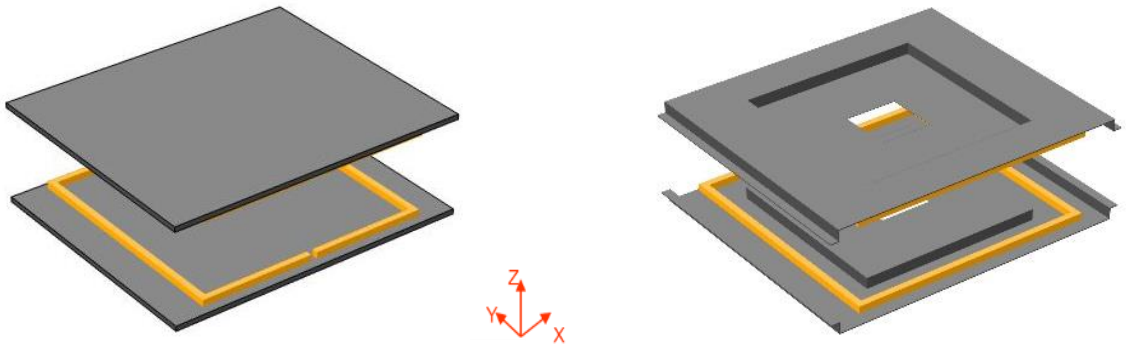



*Figure II-45 : Evolution du coefficient de couplage en fonction du paramètre BBS*

Nous remarquons que la taille du bossage de bordure influe également sur le coefficient de couplage. Aussi l'optimum de couplage est obtenu pour un bossage de bordure ni trop près, ni trop loin des bobines. Il est à noter que l'opération de bossage n'a eu lieu que sur les bords suivant l'axe X. Cette dernière aurait pu être menée aussi suivant l'axe Y, ce qui aurait permis d'améliorer encore plus le coefficient de couplage. Nous verrons plus loin dans ce manuscrit (Chapitre IV) l'utilité de ne pas avoir introduit de bossage suivant l'axe Y. En effet nous procèderons dans le dernier Chapitre à un chevauchement entres les bobines primaires formant la piste électrique.

Ces deux études de bossage en plus de celles vues précédemment qui concernaient par exemple l'éloignement bobine-ferrite ou l'évidement central, ont permis de mettre au point une géométrie de ferrite permettant d'améliorer le coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire

Pour finir, nous proposons de comparer la structure proposée (Figure II-41) avec la forme originelle (bobine rectangulaire et ferrite plate rectangulaire). La Figure II-46 montre les deux structures.




*a) Structure originelle* *b) Structure proposée*

*Figure II-46 : Comparaison de la structure originelle avec la structure proposée*

La Figure II-47 montre l'évolution du coefficient de couplage pour les deux structures de la Figure II-46, le déplacement est réalisé suivant l'axe Y, et se fait de 0 mm (bobines coaxiales) jusqu'à 702 mm dans le cas d'un déplacement relatif dans l'axe des bobines émettrices et réceptrices.

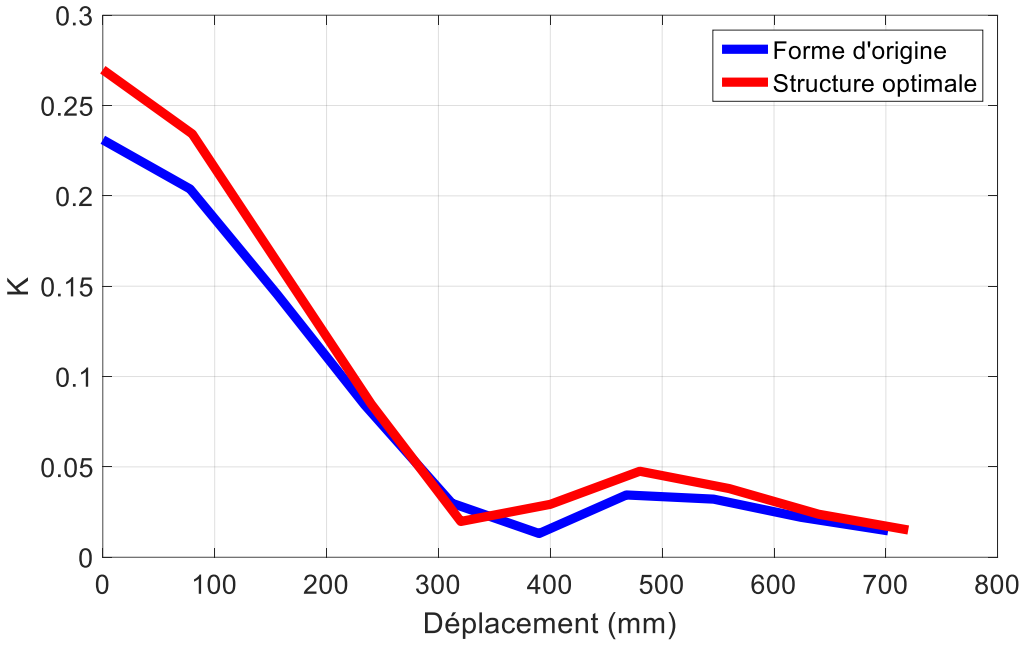



*Figure II-47 : Comparaison du coefficient de couplage entre la forme originale et la structure proposée*

Nous remarquons que pour les deux structures, le coefficient de couplage baisse en fonction du déplacement. Cependant la structure proposée offre une amélioration de l'ordre de 25% du coefficient de couplage (amélioration estimée en position centrée).

## II.5 Validation expérimentale de l'évolution du coefficient de couplage

La réalisation de bobines à échelle réelle est très coûteuse en temps et en moyens, surtout connaissant le prix des matériaux utilisés (fil de Litz et ferrite). En supposant l'absence de saturation dans notre système, nous pouvons envisager de valider les résultats obtenus précédemment en réalisant des bobines à taille réduite.

Ces bobines miniatures, sont obtenues en faisant une homothétie à partir de la taille réelle. Cette miniaturisation à échelle 1:10$^{ème}$ nous permet de valider dans le laboratoire les résultats de simulations obtenus précédemment avec le logiciel COMSOL. Les bobines réalisées sont faites à partir de plaques de ferrites et de fil de Litz. Nous garderons bien évidemment le nombre de spires égal à 6 de la bobine à l'échelle 1.

Le coefficient de couplage ne devrait pas changer tant que toutes les dimensions sont divisées par la même valeur. Cependant, il est important de noter que certaines grandeurs ne peuvent être réduites homothétiquement comme par exemple la taille des conducteurs ou l'épaisseur du matériau ferrite (paramètre étudié dans le Chapitre II et dont l'influence est réduite sur le couplage). La Figure II-48 montre une bobine d'un coupleur de taille réelle ainsi que les prototypes miniatures réalisés.

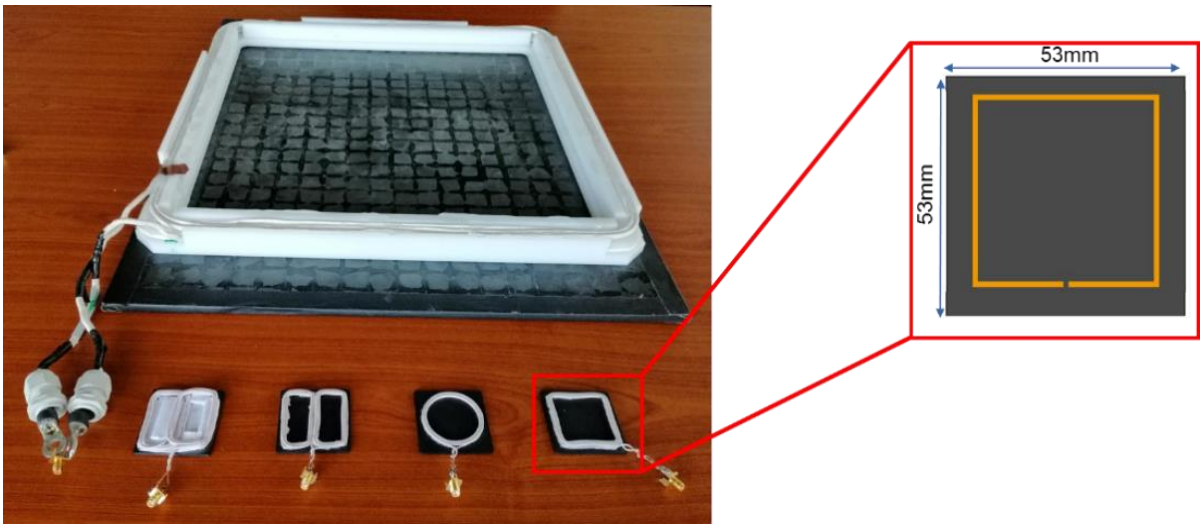



*Figure II-48 : Prototype réalisés au laboratoire*

Nous retrouvons donc les quatre formes de bobines vues précédemment, à savoir Rec, Circ, DD et BP. L'épaisseur de ferrite est de 2,4 mm et les tailles des différentes bobines sont données dans la Figure II-49.

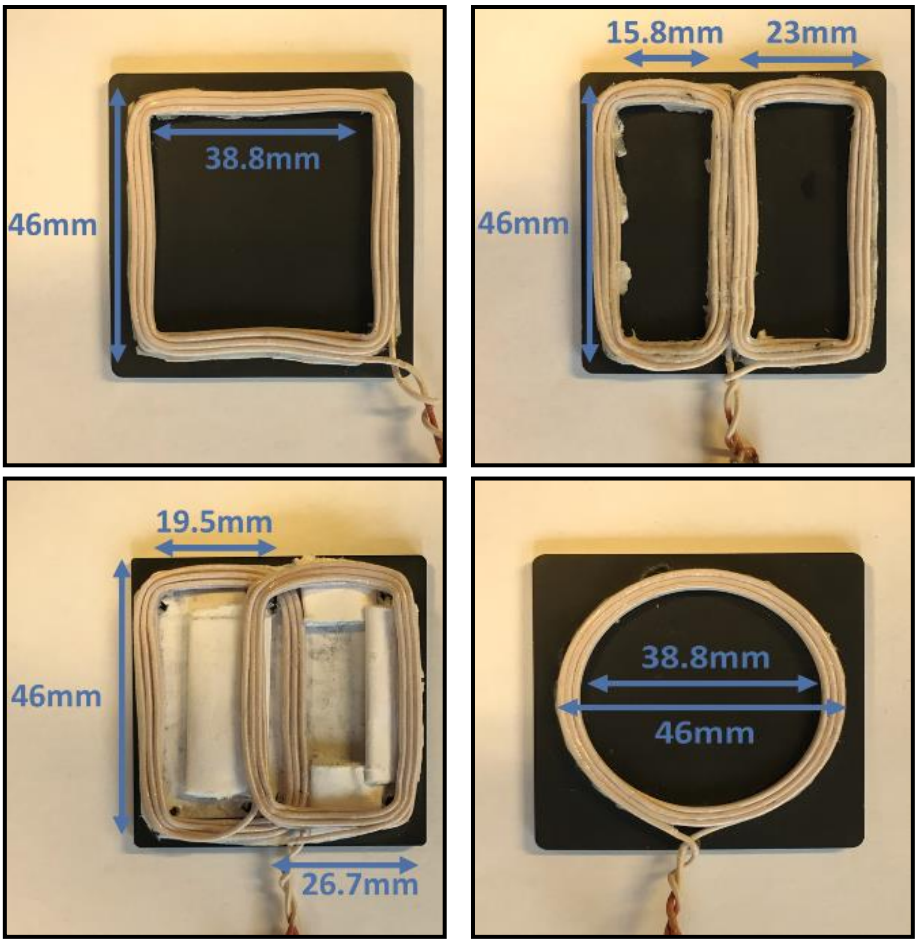



*Figure II-49 : Dimensions des bobines miniatures*

Il a aussi été nécessaire de développer un support de mesure permettant de maintenir une distance verticale (air gap) constante entre les deux bobines (primaire et secondaire) et permettant de régler le déplacement entre les bobines. Le dispositif conçu est utilisé pour les mesures des inductances propre et d'inductances mutuelles. Ces mesures sont réalisées à l'aide d'un RLC mètre comme le montre la Figure II-50

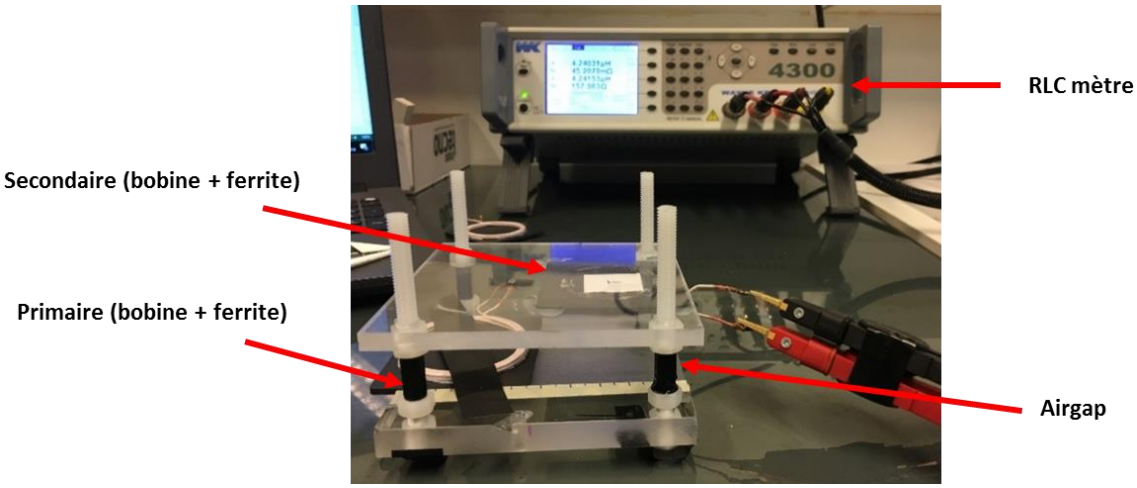



*Figure II-50 : Mesure des paramètres électriques des prototypes de coupleurs miniatures réalisés au laboratoire*

Au total, 11 valeurs de déplacement ont été choisies pour chaque topologie, partant de 0 mm (position coaxiale) à 50 mm avec un pas de 5 mm.

Plusieurs mesures du coefficient de couplage (8 mesures) sont effectuées pour chaque valeur du déplacement (mesures des différents paramètres effectuées dans la même position avant de passer à la suivante). Ceci permet de tracer la valeur moyenne et l'écart type de mesure de ce coefficient. La comparaison réalisée entre mesures et résultats de simulation numérique présentés précédemment Figure II-24 et Figure II-26 sont réalisées en veillant à multiplier les distances de déplacement expérimentales (0 à 50 mm) par le facteur d'échelle 10 afin d'être directement comparées aux déplacements du modèle numérique à l'échelle 1:1.

La Figure II-51 montre le coefficient de couplage issu des simulations numériques et des mesures expérimentales pour les quatre topologies de coupleur étudiées précédemment et pour un déplacement dans l'axe de la route électrique.

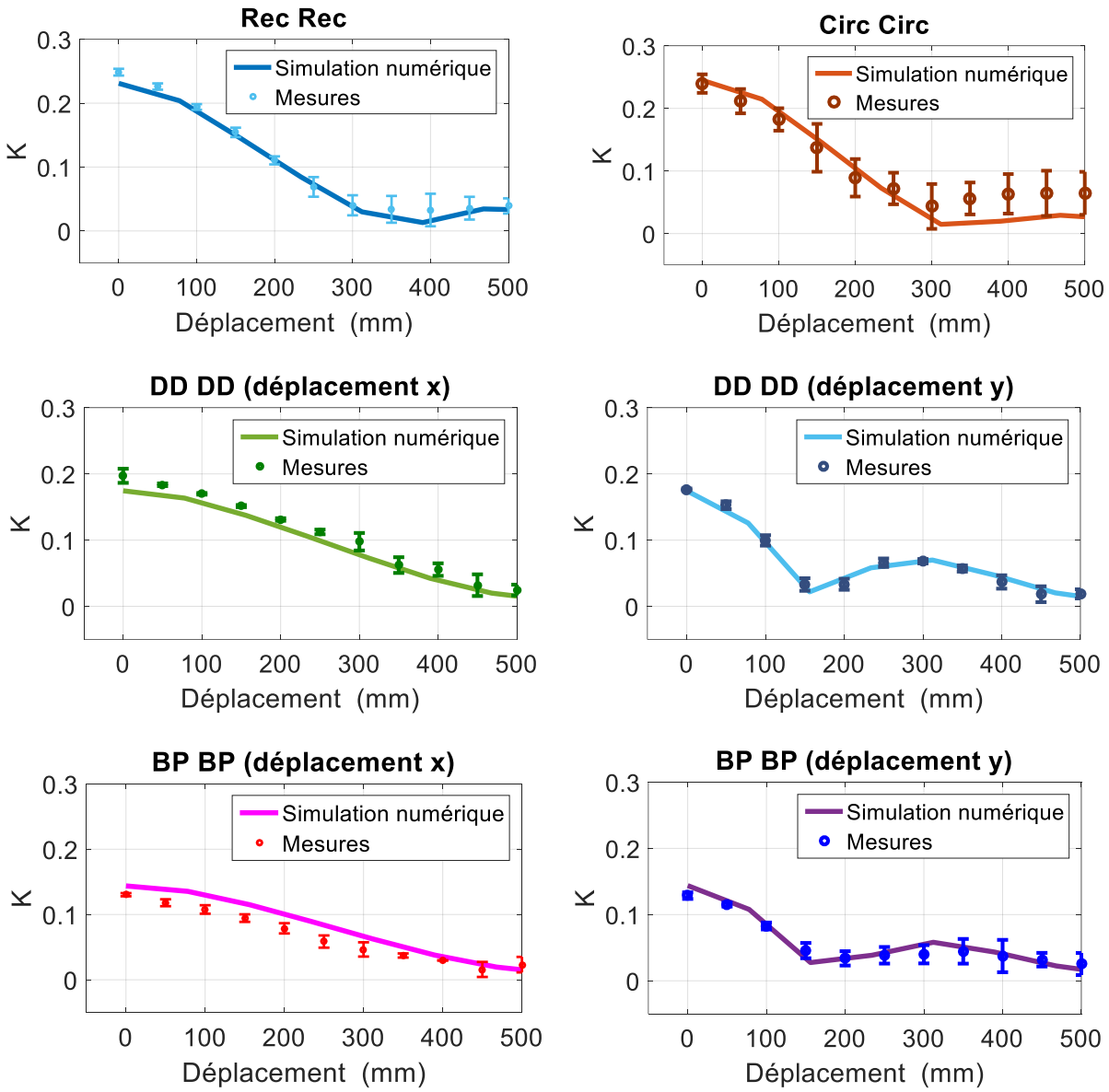



*Figure II-51 : Comparaison du coefficient de couplage mesuré et simulé pour différentes topologies de bobines pour un déplacement dans l'axe de la route électrique*

Nous constatons, et comme prédit par les simulations numériques qu'au fur et à mesure du déplacement, le coefficient de couplage diminue pour toutes les topologies.

Expérimentalement, les coefficients de couplage des structures Rec-Rec et Circ-Circ sont très proches. Nous ne retrouvons pas ici le meilleur coefficient de couplage de la structure Circ-Circ pour la position centrée mis en évidence dans les simulations numériques.

Les résultats expérimentaux confirment que la structure BP-BP présente le coefficient de couplage le plus faible pour la position centrée et la présence d'un affaiblissement du couplage pour les structures DD-DD et BP-BP pour un déplacement selon l'axe Y des bobines.

Analysons maintenant l'évolution du coefficient de couplage pour un déplacement désaxé de 26,5 mm par rapport à la route électrique. Les résultats correspondants sont donnés à la Figure II-52.

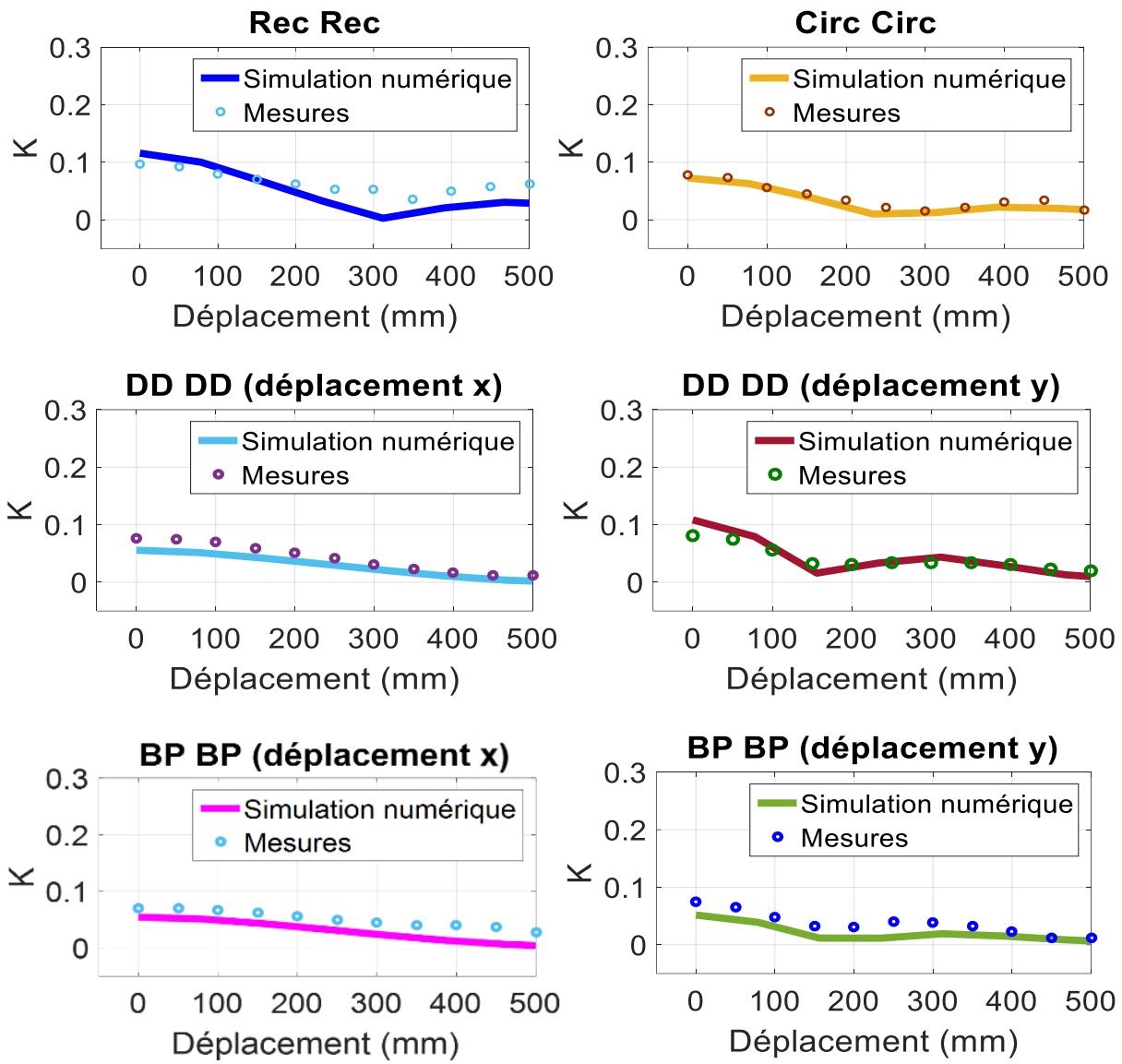



*Figure II-52 : Comparaison du coefficient de couplage mesuré et simulé pour différentes topologies de bobines pour déplacement désaxé vis-à-vis de la route électrique*

Nous constatons là aussi, et comme prédit par les simulations numériques la supériorité de la forme Rec-Rec qui présente le meilleur couplage en déplacement désaxé. Les autres structures, surtout la forme Circ-Circ, perdent beaucoup de leur intérêt dans ce type de configuration.

Nous pouvons conclure à partir de la Figure II-51 et de la Figure II-52, que l'allure des coefficients de couplage obtenus par mesures sur les modèles à échelle réduite correspond bien à celle obtenue par simulations numériques (Figure II-24 et Figure II-26). Il existe néanmoins des écarts entre les valeurs mesurées et simulées. Une petite partie de ces écarts est justifiée par les erreurs de mesures. Cependant la majorité des écarts est due au fait que les bobines et les coupleurs ont été réalisés à la main. Il subsiste donc des incertitudes quant à leurs dimensions exactes. L'homothétie adoptée (1 :10), n'est de plus pas totalement réalisée sur toutes les dimensions. Il a été par exemple impossible de respecter cette homothétie pour l'épaisseur du matériau ferrite ou pour la taille des conducteurs, ces derniers étant non disponibles dans les dimensions exactes recherchées.

Néanmoins, cette partie expérimentale nous permet de confirmer les conclusions tirées précédemment à partir des simulations numériques, à savoir, que la forme circulaire peut être privilégiée et utilisée dans un cas ou le positionnement relatif de la bobine émettrice et réceptrice est parfaitement maitrisé. D'autre part, la forme rectangulaire est bien adaptée aux systèmes DWPT car tolérante au désaxement ce qui représente un point clé pour l'utilisation en recharge dynamique de véhicules pour lesquels le positionnement sur la route électrique n'est pas totalement défini.

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, des études permettant la conception d'un coupleur destiné à un système de recharge DWPT dédié aux VEs sont présentées.

Dans une première phase nous avons validé les procédures expérimentales et l'outil de simulation numérique utilisé dans la suite de ce travail de thèse (COMSOL). Ces travaux ont été effectués sur des structures de coupleurs magnétiques de taille réduite qui ont permis, pour certaines d'entre elles, de comparer les résultats expérimentaux à ceux calculés à partir de formulations analytiques.

Nous avons ensuite entamé une comparaison de différentes topologies de coupleur en utilisant l'outil numérique COMSOL. Quatre formes de bobines de coupleurs issues de la bibliographie ont été sélectionnées et leur comparaison a été réalisée en considérant le critère du coefficient de couplage. Cette comparaison présente comme particularité par rapport à d'autres études de la littérature de considérer des formes de coupleurs possédant des surfaces émettrices et réceptrices identiques, tout en prenant en considération des problématiques spécifiques à l'application visée, à savoir le déplacement dans l'axe de la route électrique et le déplacement avec désaxement vis-à-vis de cette route. Cette comparaison a permis de conclure que la forme rectangulaire était la plus adaptée à la recharge dynamique.

Une étude sur différentes topologies de ferrites a aussi été présentée, cette dernière a permis d'identifier les paramètres les moins influents sur le coefficient de couplage, comme par exemple l'épaisseur de la plaque de ferrite mais aussi et surtout, d'identifier les paramètres permettant d'améliorer sensiblement le coupleur, que ce soit en termes de couplage ou en termes de saturation magnétique. Nous avons ainsi mis en évidence la possibilité de réduire la quantité de matériau ferrite sans modification importante du coefficient de couplage. Cette étude a permis de conduire une procédure d'optimisation conduisant à une forme de coupleur garantissant une augmentation du coefficient de couplage par rapport à la structure existante.

Des validations expérimentales ont été menées sur des prototypes à échelle 1:10 développés au laboratoire. Ces prototypes réalisés sur la base d'une homothétie par rapport aux coupleurs de tailles réelles ont permis de valider les résultats obtenus par simulation numérique.

Les études menées jusqu'à présent, n'ont pas pris en considération l'aspect CEM et le respect des normes de rayonnement magnétique des coupleurs dans leurs environnements. Nous verrons dans le chapitre qui suit une étude détaillée du rayonnement électromagnétique des coupleurs.

# Chapitre III. Rayonnement et blindage du coupleur

## III.1 Introduction

Les systèmes de recharges DWPT impliquent de transférer par induction magnétique des puissances de plus en plus importantes. Au-delà des problématiques de rendement énergétique, les défis en termes de rayonnement électromagnétique nécessitent d'être traités avec une considération particulière afin de maitriser les risques liés à la compatibilité électromagnétique (CEM).

Nous commencerons ce troisième chapitre par une brève présentation de la CEM et de ses enjeux. Ensuite, nous nous intéresserons à l'évaluation des champs émis par les coupleurs magnétiques des dispositifs DWPT. Une comparaison en termes de rayonnement magnétique sera présentée pour les quatre topologies de coupleurs étudiées précédemment : Rec – Rec, DD – DD, BP – BP et Circ – Circ.

En second lieu et dans l'objectif de réduire le champ magnétique rayonné par le coupleur, une partie de ce chapitre sera dédiée à une étude plus approfondie sur le blindage magnétique basse fréquence. Le but recherché étant de pré-dimensionner une plaque de blindage qui doit permettre d'atténuer les champs magnétiques émis par le coupleur et ainsi, de respecter les limitations en termes de rayonnement magnétique non seulement dans l'environnement du coupleur mais aussi à l'intérieur de l'habitacle du VE.

Pour pouvoir pré-dimensionner le blindage, un modèle analytique permettant de modéliser le rayonnement du primaire d'un coupleur est présenté. Le modèle est basé sur l'utilisation d'un ensemble de dipôles magnétiques élémentaires. Ces dipôles sont censés reproduire le même rayonnement que celui du primaire du coupleur. La démarche adoptée pour la génération de ce modèle est basée sur l'utilisation de mesures de champ magnétique en champ proche. Le modèle équivalent à la source de perturbation ainsi obtenu, est utilisé pour la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique.

Le dernier axe de ce chapitre sera consacré à l'étude de l'influence que peut avoir un blindage magnétique sur le coefficient de couplage du coupleur magnétique. Une approche pour réduire l'effet négatif du blindage sur ce coefficient de couplage sera proposée et fera l'objet d'une validation expérimentale.

## III.2 Compatibilité électromagnétique, recommandation ICNIRP et norme J2954

Tout système électrique ou électronique doit être testé avant sa commercialisation pour garantir sa (CEM). Il ne doit pas présenter d'interférences électromagnétiques (EMI) avec d'autres systèmes électroniques.

La CEM est définie selon la norme CEI 61000[84], comme étant la capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans pour autant introduire de perturbations électromagnétiques susceptibles de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil, d'un système ou d'affecter défavorablement la matière vivante ou inerte. La CEM fait appel à trois notions, la source de

perturbation, la victime et sa susceptibilité électromagnétique et enfin le mode de couplage. La Figure III-1, illustre cette trilogie en CEM.

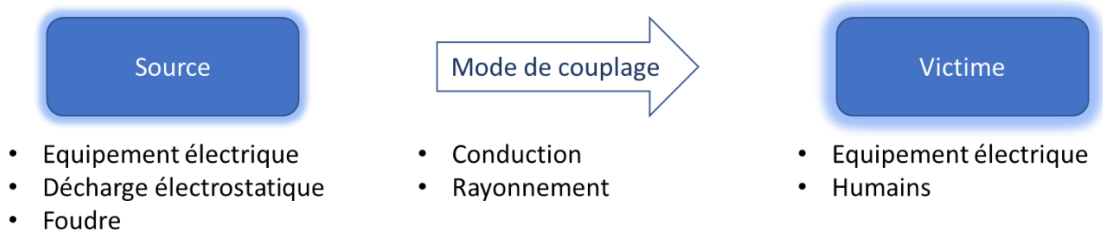



*Figure III-1 : Trilogie en CEM*

En général, il est possible de réduire les perturbations électromagnétiques en agissant séparément ou simultanément sur les trois points [85] :

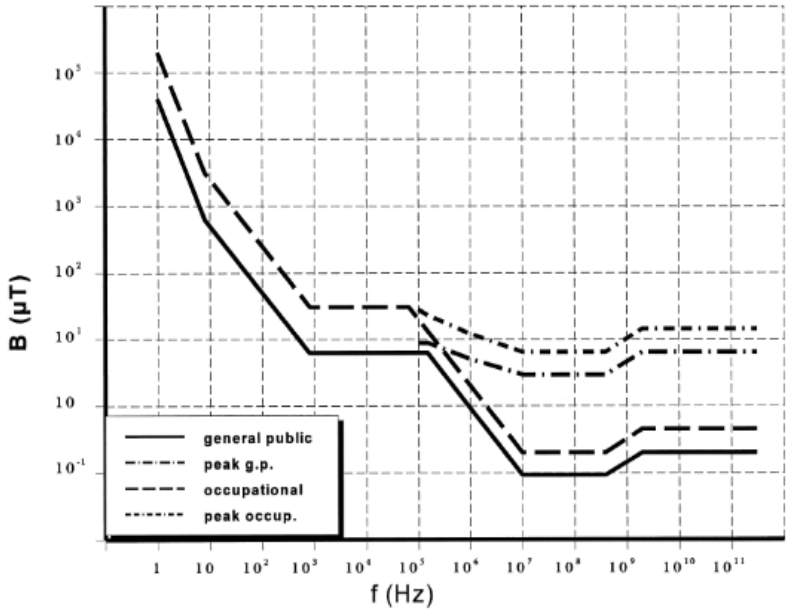
- En réduisant le niveau d'émission de la source ;
- En diminuant le couplage entre la source et la victime ;
- En renforçant l'immunité de la victime.

Dans le cas d'un système de transfert d'énergie par induction, les éventuels effets des rayonnements magnétiques sur les tissus biologiques ainsi que les problèmes de CEM occupent une place primordiale. Ils doivent être traités et résolus dès la phase de conception, car le système génère un fort champ électromagnétique à prédominance magnétique. Cette problématique est plus encore prononcée pour le cas de la recharge inductive dynamique, cette dernière s'effectuant pendant l'utilisation du véhicule et donc, dans un environnement accessible aux personnes et aux animaux domestiques (habitacle, zones autour du véhicule…). Elle présente alors un risque important d'exposition à des niveaux significatifs de rayonnement magnétique.

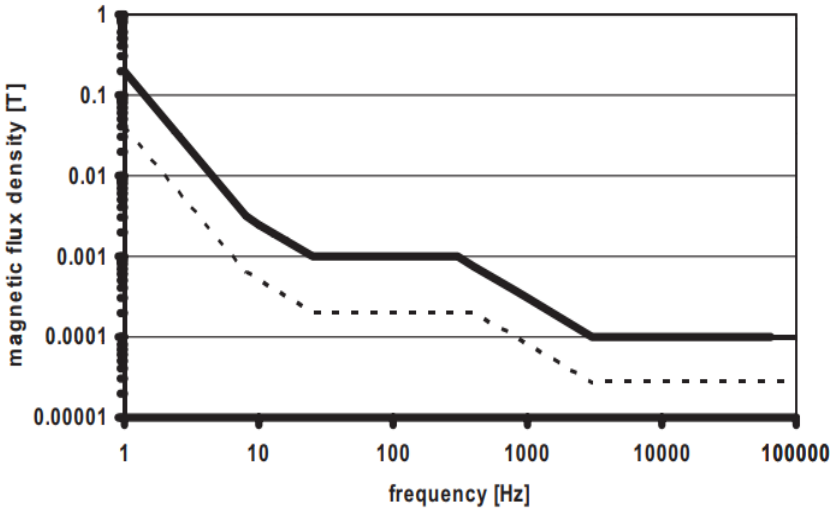
L'International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) est une organisation scientifique indépendante à but non lucratif, qui établit diverses directives pour la protection des personnes exposées aux champs électriques et magnétiques en basses fréquences du spectre électromagnétique.

Les recommandations de l'ICNIRP concernant les limites de rayonnement électromagnétique pour le corps humain ont évolué au fil des années. Ainsi et sur la bande de fréquence allant de 3 kHz à 10 MHz, la valeur limite d'induction magnétique pour une forme sinusoïdale était fixée à 8,8 µT (6,25 µT RMS) en 1998 [86], cette limitation a évolué pour atteindre les 38,2 µT (27 µT RMS) en 2010 sur la même bande de fréquence [87].

La Figure III-2, illustre les niveaux d'induction magnétique de référence (à ne pas dépasser) selon la recommandation de l'ICNIRP de 1998 sur la bande de fréquence de 1 Hz à 300 GHz [86] et de 2010 sur la bande de fréquence de 1 Hz à 100 kHz [87].




*a)*




*b)*

*Figure III-2 : Recommandation des niveaux d'exposition de référence ICNIRP, a) 1998* [86], *b) 2010* [87]

Contrairement à la norme ICNIRP de 2010, le service national d'assistance sur les champs électromagnétiques de l'Institut national de l'environnement industriel et des risques (Ineris) a pour sa part, gardé la valeur réglementaire d'exposition de l'ICNIRP 1998 soit une induction de 6,25 µT RMS pour la même bande de fréquence [88].

Une autre norme, la J2954 rédigée par la SAE, établit une spécification à échelle industrielle définissant des critères acceptables d'interopérabilité, de performances minimales, de sécurité et de CEM pour le chargement sans fil des véhicules électriques légers [41].

Cette norme J2954 définit ainsi quatre zones pour un véhicule équipé d'un chargeur inductif (Figure III-3).

- Deux zones proches du coupleur magnétique : zone de transition (zone 2) et zone de transfert d'énergie qui est la zone séparant les deux bobines (zone 1).
- Une zone accessible au public autour du véhicule (zone 3).

- Une zone représentant l'habitacle ou l'intérieur du véhicule (zone 4).

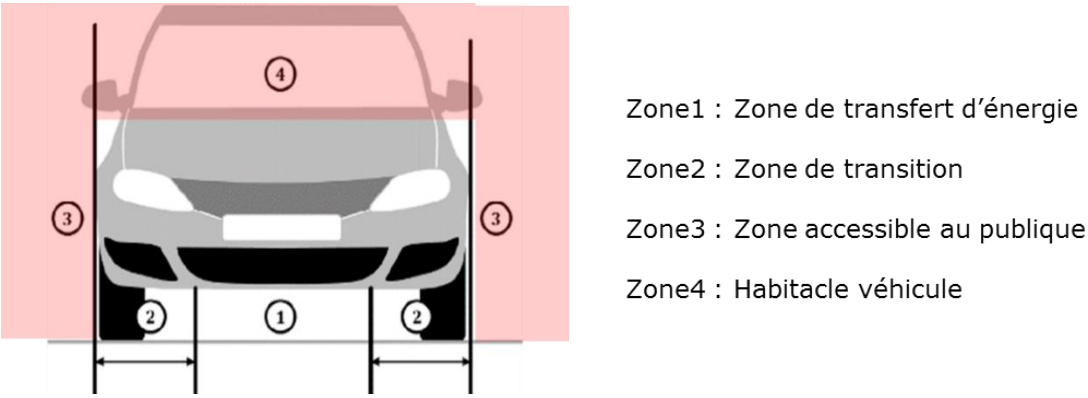



*Figure III-3 : Différentes zones d'un VE équipé d'un système WPT* [41]

Il est évident que toutes les zones doivent être protégées des rayonnements magnétiques du coupleur (présence d'équipements électroniques, faisceaux électriques, …), cependant les zones accessibles aux personnes, animaux de compagnie etc. doivent bénéficier d'une attention particulière et doivent obéir à la norme imposée par l'ICNIRP.

## III.3 Rayonnements électromagnétiques de différentes topologies de coupleurs

Pour étudier le rayonnement électromagnétique dans l'environnement du véhicule, une étude a été réalisée pour différentes topologies de bobines des coupleurs vus précédemment (Rec-Rec, Circ-Circ, DD-DD, BP-BP) où la bobine primaire est excitée par un courant sinusoïdal d'amplitude $I_{1max}$ = 60 A (courant de fonctionnement du système) à la fréquence de 85 kHz. L'évaluation numérique de l'induction magnétique est réalisée pour les quatre topologies, sur une ligne de deux mètres de long et positionnée au centre du coupleur et à la moitié de l'air gap (75 mm). La ligne sur laquelle l'évaluation numérique de l'induction magnétique est menée est illustrée en rouge sur la Figure III-4.

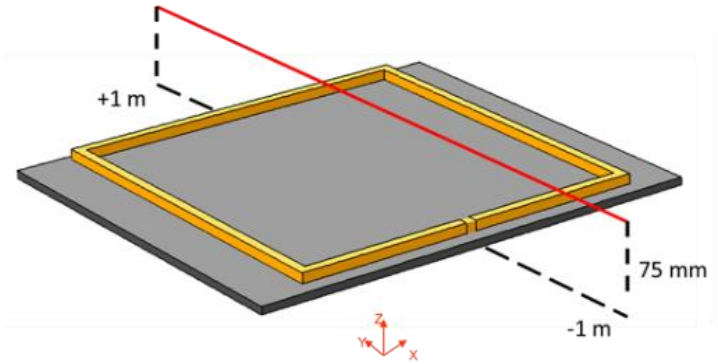



*Figure III-4 : Ligne d'évaluation de l'induction magnétique.*

Les différentes structures de coupleurs évaluées sont illustrées sur la Figure III-5.

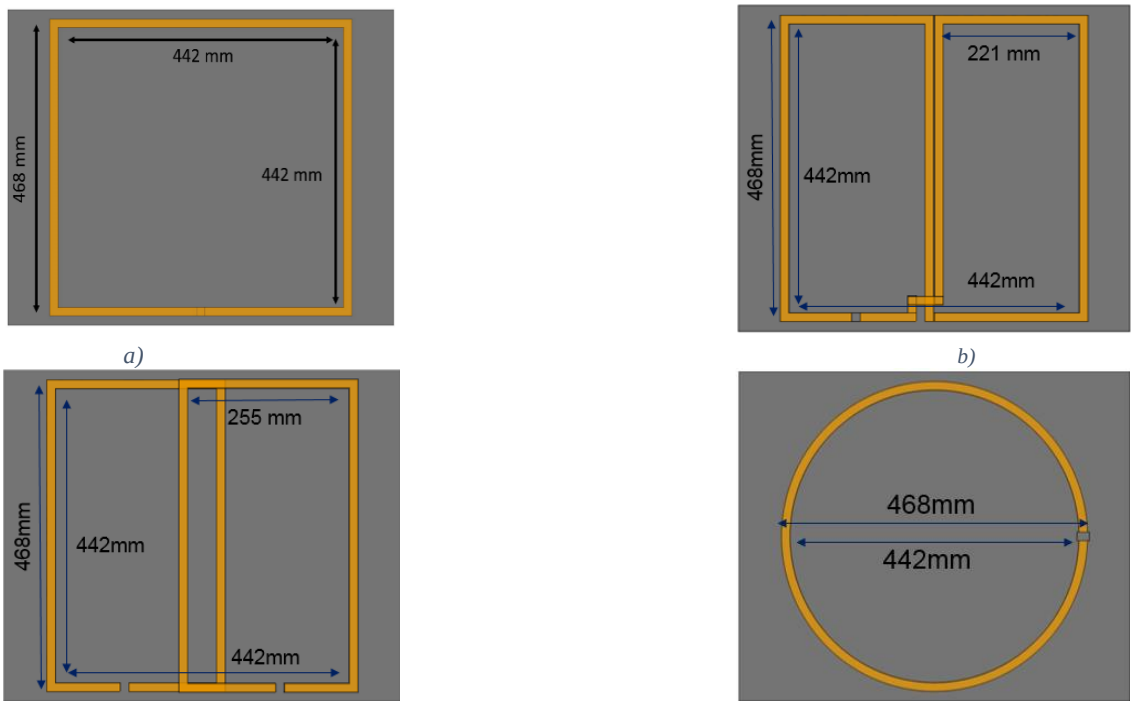



*Figure III-5 : Etude des émissions magnétiques des différentes formes de coupleurs, a) Rec, b) DD, c) BP, d) Circ,*

Le but de cette étude est de comparer le rayonnement émis par les différents coupleurs mais aussi de définir à quelle distance la recommandation de l'ICNIRP (1998) est respectée.

La Figure III-6, illustre les résultats de simulations de la norme de l'induction magnétique sur la ligne de simulation choisie et présentée précédemment pour les différentes structures de coupleurs.

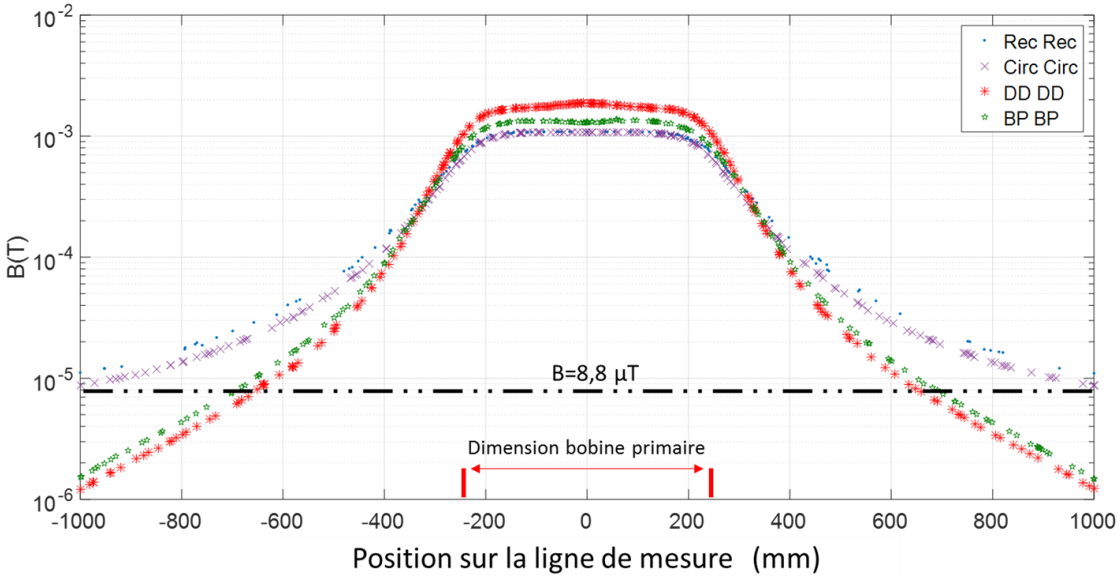


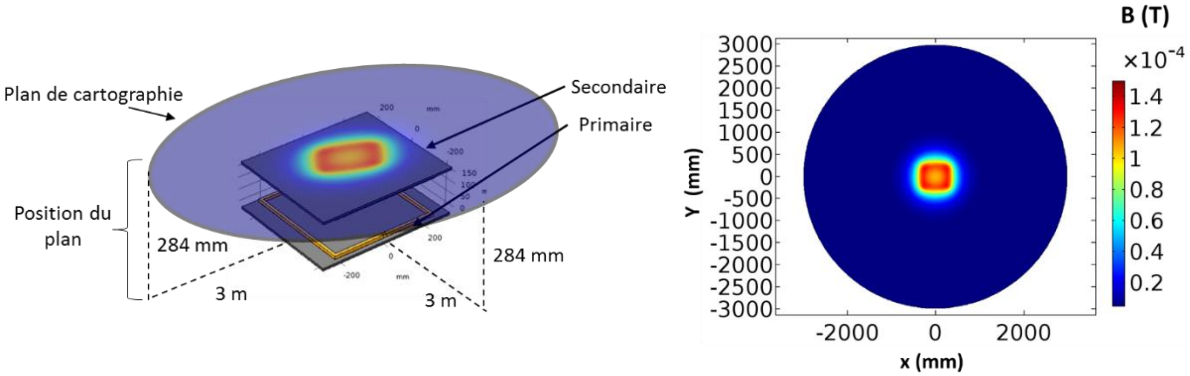

*Figure III-6 : Comparaison des émissions magnétiques de différentes formes de coupleurs*

La zone la plus intense en induction magnétique est le centre du coupleur magnétique : plus l'on s'éloigne de ce centre, moins il subsistera d'induction magnétique, mais cette baisse est

différente d'une topologie à une autre. Il est ainsi noté que les coupleurs de formes Rec et Circ sont équivalents en termes de rayonnement magnétique, ce qui est aussi le cas pour les deux coupleurs de formes DD et BP. Les différences entre les topologies DD par exemple et Rec sont importantes, la topologie DD présentant à un mètre du centre du coupleur, 89% moins de rayonnement que la topologie Rec.

La ligne en pointillé sur la Figure III-6, définit la limite de rayonnement magnétique recommandée par l'Ineris (ICNIRP 1998). Le croisement de cette ligne avec les courbes de rayonnement des différentes topologies de coupleurs, donne la distance à laquelle le rayonnement devient acceptable. Il est ainsi noté que la distance limite pour un rayonnement acceptable pour le cas de la forme Rec est légèrement supérieure à 1 m à partir du centre du coupleur, alors que cette distance est réduite à environ 70 cm pour le cas du DD.

Une autre étude concerne le rayonnement magnétique dans l'habitacle du véhicule d'un coupleur Rec-Rec. La Figure III-7, présente le plan et les niveaux d'une cartographie de répartition de la norme de l'induction magnétique à une hauteur de 284 mm au-dessus du primaire en présence du ferrite et de la bobine secondaire mais en l'absence du châssis du véhicule qui contribuera au blindage magnétique. On se trouve donc « virtuellement » dans l'habitacle du VE.




*a)* *b)*

*Figure III-7 : Cartographie de la répartition de la norme de l'induction magnétique, a) position du plan de cartographie, b) induction magnétique sur le plan de cartographie*

Le but de cette étude est encore une fois de prédire l'induction magnétique pouvant intervenir à l'intérieur même de l'habitacle du véhicule. Nous remarquons ainsi un dépassement des recommandations de l'ICNIRP dans l'habitacle du véhicule.

Deux actions peuvent être envisagées pour la réduction du rayonnement magnétique dans l'habitacle et le respect des limitations de l'ICNIRP, soit en réduisant le courant dans la bobine, ce qui revient à réduire la puissance d'alimentation, soit en envisageant un blindage du champ magnétique qui permettrait d'atténuer considérablement les rayonnements.

Afin de ne pas prolonger les temps de recharge en réduisant la puissance d'alimentation, la solution du blindage magnétique est privilégiée. Nous présentons dans ce qui suit une démarche permettant de pré-dimensionner un blindage magnétique pour notre cas d'étude (bobine rectangulaire avec plaque de ferrite).

## III.4 Modélisation du rayonnement et pré-dimensionnement d'un blindage

### III.4.1 Définition d'un blindage électromagnétique

Un blindage électromagnétique est l'une des solutions pouvant être envisagée pour la réduction des problèmes d'interférences électromagnétiques rayonnées. En effet, cette solution consiste à isoler électromagnétiquement parlant un ou plusieurs dispositifs. Cette solution peut être appliquée à la fois, à la source de perturbation ou/et à la victime.

Appliquée à la source de perturbation, elle permet de contenir les émissions rayonnées alors que son application sur la victime permet de l'isoler des émissions extérieures. Le but de l'utilisation d'un blindage est donc de réduire les perturbations et rendre ainsi un dispositif conforme aux normes d'émission et d'immunité rayonnées. Toutefois l'utilisation d'un blindage reste une solution radicale qui implique des coûts supplémentaires et des modifications de la structure (volume, poids...).

L'expression permettant d'évaluer et quantifier la faculté d'un blindage à atténuer un champ électromagnétique, est appelée « efficacité de blindage ». Elle est définie par la norme du champ reçu en un point sans la présence du blindage, divisée par la norme du champ reçu au même point en présence de blindage [89] [90] :

$$SE = \frac{||Champ\ reçu\ en\ un\ point\ donné\ sans\ blindage||}{||Champ\ reçu\ en\ ce\ point\ avec\ blindage||} \qquad \text{(III-1)}$$

Dans le cadre de notre application, le champ magnétique étant prédominant, nous nous intéressons à la réduction de ce champ magnétique. Ainsi, l'efficacité de blindage magnétique $SE_H$ est définie par l'équation (III-2) et s'exprime généralement en décibel :

$$SE_{H\,dB} = 20\ log\ \frac{||H_{incident}||}{||H_{transmis}||} \qquad \text{(III-2)}$$

Avec :

$||H_{incident}||$ : norme du champ magnétique reçu en un point donné sans blindage

$||H_{transmis}||$ : norme du champ magnétique reçu au même point avec blindage

Pour réduire le champ magnétique émis par le système WPT, plusieurs méthodes de blindage magnétique peuvent être envisagées, l'utilisation de l'une d'elles ou d'une combinaison de méthodes est tributaire de plusieurs paramètres dont la fréquence de la source de perturbation, la faisabilité et les coûts.

La Figure III-8, illustre différentes méthodes de blindage pour la réduction du champ magnétique. Le blindage passif en utilisant une plaque conductrice illustrée sur la Figure III-8,a, est la méthode la plus courante de réduction des niveaux de champs [91]. Cependant, l'efficacité du blindage est limitée et dépend principalement du type de matériau utilisé ainsi que de son épaisseur.

Une autre méthode de blindage passif repose sur l'utilisation d'une plaque non conductrice et magnétique pour réduire le rayonnement magnétique. La présence d'un blindage de matériau magnétique de grande perméabilité relative et de faible conductivité électrique, pouvant modifier la trajectoire du champ magnétique de fuite en le canalisant, comme illustré sur la Figure III-8(b). Les principaux inconvénients du blindage utilisant un matériau non conducteur et magnétique (céramique de la famille des ferrites), outre son poids élevé et son efficacité de blindage limitée, sont liés à leur usinage difficile et à leur mauvaise tenue aux chocs mécaniques. Ces différents points rendent difficile l'adaptation de ce type de blindage aux véhicules électriques équipés de systèmes WPT d'autant plus que les coupleurs de ces systèmes sont déjà associés à ce type de matériau pour améliorer l'efficacité du transfert d'énergie.

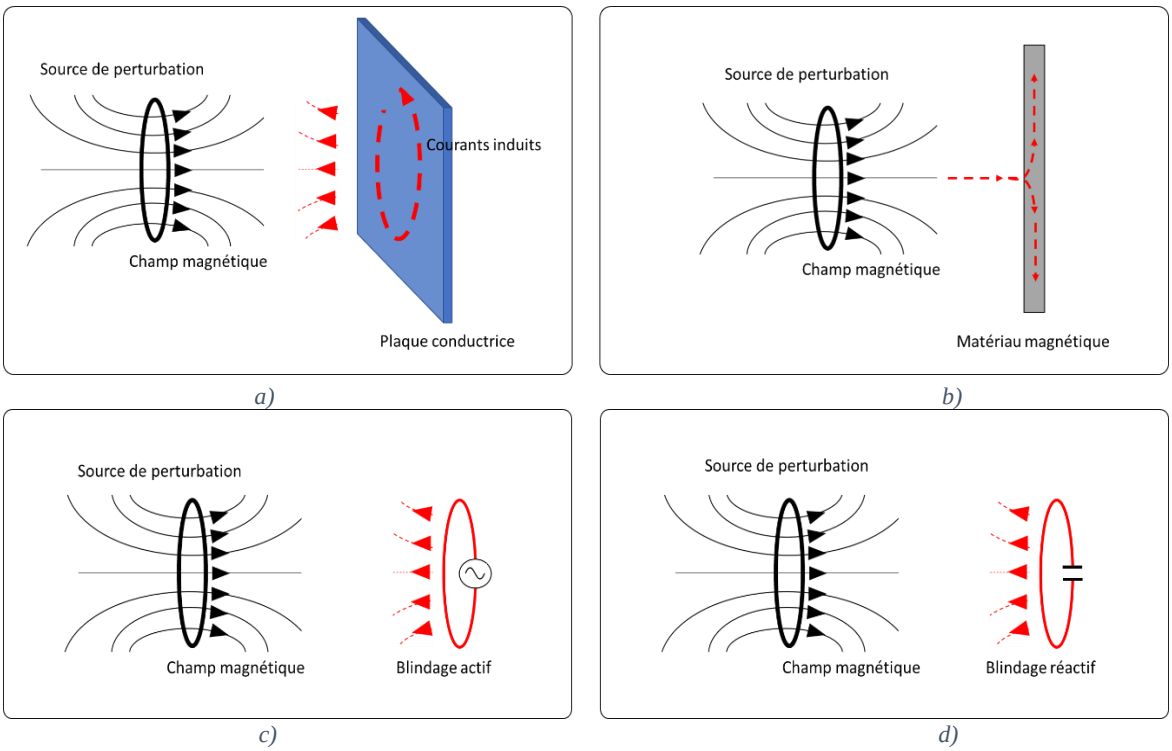



*Figure III-8 : Différentes méthodes de blindage, a) blindage conducteur, b) blindage magnétique, c) blindage actif, d) blindage réactif*

Les méthodes utilisant le principe du blindage actif, dont le principe est illustré sur la Figure III-8(c), réduisent les fuites magnétiques du système en injectant un champ magnétique d'amplitude et de phase contrôlées, qui s'oppose aux champs crées par le système WPT. Le problème que pose un tel blindage, est la nécessité d'utiliser une bobine et une source d'excitation supplémentaires. En effet, cette dernière doit être contrôlée en temps réel pour pouvoir créer un champ qui s'oppose aux rayonnements du système. Si ce contrôle n'est pas adapté, les émissions magnétiques ne seront pas réduites voir même risquent même d'être amplifiées [89].

Le blindage réactif, dont le principe est illustré sur la Figure III-8,d, peut apporter une réponse au problème du blindage actif, en utilisant les courants induits par le champ magnétique de fuite dans une bobine associée à un condensateur. Ce type de blindage ne requiert pas de source d'excitation supplémentaire, en revanche, il requiert la présence et le dimensionnement

d'un condensateur. Ce dernier est dimensionné pour faire résonner la bobine de blindage à une fréquence proche de la fréquence de résonnance du système [92]. Dans le cadre de la recharge inductive dynamique et sachant que la surface limitée disponible sous le véhicule ne permet pas l'ajout d'une boucle, mais également qu'un tel système ne peut fonctionner à fréquence de résonnance variable, l'utilisation d'un blindage réactif n'est pas envisageable.

Les différentes méthodes présentées ci-dessus, permettent de réduire significativement le rayonnement magnétique des dispositifs électriques. Pour les raisons évoquées précédemment, nous ne considérerons dans la suite que la mise en œuvre d'un blindage passif réalisé à partir d'une simple plaque conductrice. Il s'agit alors de garantir une bonne efficacité de blindage et le respect des limitations en rayonnement magnétique.

### III.4.2 Dimensionnement d'une plaque conductrice pour le blindage du champ magnétique

Le principe du blindage utilisant une plaque conductrice est basé sur la loi de Faraday. Le champ magnétique incident variable, génère des forces électromotrices qui, dans les matériaux conducteurs, génèrent des courants de Foucault. Ces courants de Foucault génèrent un champ magnétique induit qui tend à s'opposer au champ magnétique incident. Ainsi, une partie du champ magnétique incident est réfléchi par la surface du blindage conducteur, tandis que la partie restante pénètre le blindage. Les différents mécanismes qui contribuent à l'efficacité de blindage sont présentés dans la Figure III-9. Dans cette dernière sont représentés, les ondes incidentes sur une plaque de blindage d'épaisseur « t ».

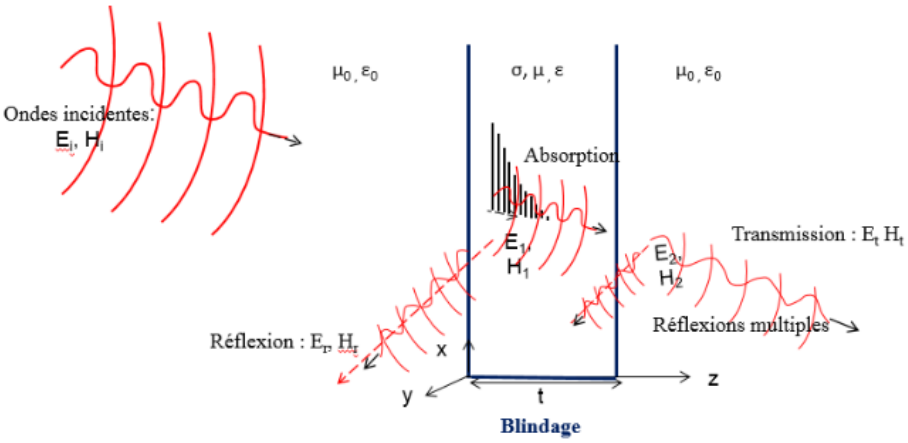



*Figure III-9 : Différents mécanismes du blindage*

Ces différents mécanismes génèrent trois types d'atténuation du champ communément appelées « pertes » [93] [94] :

- Pertes par réflexion : la réflexion de l'onde sur les parois du blindage est due à la désadaptation d'impédance en raison d'un changement de milieu dans le passage de l'onde électromagnétique.

- Pertes par absorption : l'absorption est une perte due à l'effet de peau dans une certaine épaisseur t de matériau conducteur. L'onde qui pénètre dans la paroi, est atténuée par un facteur $e^{(-\alpha t)}$ avec $\alpha = \frac{1}{\delta}$ où δ est l'épaisseur de peau.
- Pertes par réflexions multiples : ces réflexions sont négligeables si t >> δ. Quand l'épaisseur du matériau est peu importante par rapport à l'épaisseur de peau, il se produit de multiples réflexions entre les parois du blindage. La somme de ces termes diminue l'efficacité de blindage totale.

L'efficacité de blindage (SE) en décibels (dB), pour une plaque de blindage de dimensions latérales très grandes est exprimée comme étant la somme en dB des pertes par réflexion par absorption et par réflexion multiples. Elle est donnée par l'équation (III-3) :

$$SE_{dB} = A_{dB} + R_{dB} + M_{dB} \qquad \text{(III-3)}$$

Avec :

$A_{dB}$: Représente en dB les pertes par absorption
$R_{dB}$: Représente en dB les pertes par réflexions
$M_{dB}$: Représente en dB les pertes par réflexions multiples

Plusieurs paramètres influencent l'efficacité d'un blindage, comme la fréquence, la nature du matériau composant le blindage, l'épaisseur de celui-ci, l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique etc... Afin de mener à bien cette évaluation, nous devons dans un premier temps modéliser les émissions d'une des bobines du coupleur en présence de ferrite. Deux solutions peuvent être envisagées, la première basée sur l'utilisation de méthodes purement analytiques, et la seconde, utilisant des simulations numériques.

La première solution n'est envisageable que dans le cas de formes de bobines simples [95]. Dans notre étude, nous l'écartons, car elle n'est pas suffisamment souple pour le cas du coupleur d'un système WPT.

La seconde méthode s'appuyant sur des simulations numériques 3D du rayonnement du coupleur est également écartée, car elle très gourmande en termes de mémoire et de temps de calcul. Elle ne permet donc pas de faire aisément des études paramétriques et de bâtir une stratégie d'optimisation dans le cadre d'une démarche de dimensionnement d'un blindage.

La méthode que nous proposons afin de pallier aux problèmes des deux solutions précédentes, se base sur le remplacement de la source d'excitation (bobine + ferrite) par un ensemble de sources équivalentes dipolaires donnant sensiblement le même rayonnement que la source d'excitation. Cette approche est illustrée dans la Figure III-10.

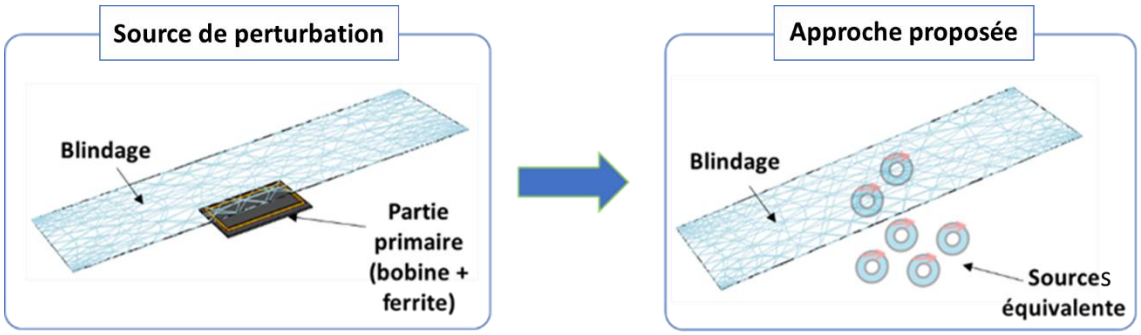



*Figure III-10 : Représentation d'un primaire de coupleur magnétique avec ferrite par un ensemble de sources équivalentes*

Dans la suite, nous avons fait le choix d'ignorer la présence du secondaire (bobine et sa plaque ferrite) et donc, d'effectuer le dimensionnement du blindage dans la configuration la plus contraignante en termes de rayonnement. En effet la plaque ferrite du secondaire va réduire le passage des rayonnements dans l'habitacle. Par ailleurs, ce choix est d'autant plus justifié qu'il prendra en considération l'aspect dynamique du système, où l'on pourrait se retrouver avec une bobine émettrice qui ne fait pas directement face au secondaire, ou encore dans le cas du passage d'un véhicule non équipé d'un système WPT par exemple.

La démarche de dimensionnement du blindage magnétique mise en œuvre se décompose en deux étapes (Figure III-11).

Dans la première étape, la source de rayonnement (bobine émettrice avec plaque ferrite) est remplacée par des sources équivalentes (dipôles élémentaires) permettant de donner un rayonnement proche de celui de la source d'origine. La construction de ce modèle est obtenue à partir de mesures de champ magnétique en champ proche. Notons qu'elle pourrait également être réalisée à partir des résultats d'une simulation numérique 3D.

Dans un second temps, les sources élémentaires serviront à déterminer analytiquement l'efficacité de blindage magnétique pour un blindage donné [96].

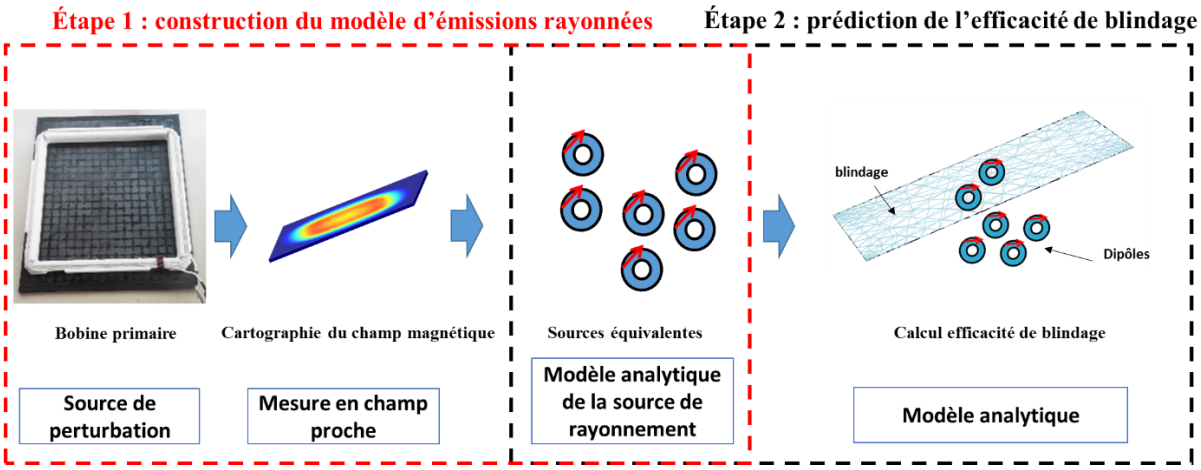



*Figure III-11 : Démarche adoptée pour la prédiction de $SE_H$*

### *III.4.2.1 Etape 1 : Modèle dipolaire*

Dans cette partie, l'approche utilisée se base sur la construction d'un modèle de rayonnement de la bobine primaire en utilisant des sources dipolaires équivalentes permettant de reproduire sensiblement le même rayonnement.

Plusieurs approches existent et permettent de recréer le champ électromagnétique rayonné par la source de perturbation [16]. Le choix s'est porté sur une méthode basée sur des dipôles magnétiques dont le rayonnement en espace libre est connu analytiquement [97] [98]. Cette méthode est présentée dans [96], [16] et [99]. Pour obtenir les paramètres du modèle, des mesures en champ proche sont nécessaires pour l'obtention de cartographies de répartition du champ magnétique.

Les différents paramètres des dipôles équivalents sont déterminés en utilisant une méthode d'optimisation à l'aide d'un algorithme génétique en association avec un algorithme de recherche par motif « pattern search » pouvant déterminer les positions et les moments des dipôles [96].

Les équations analytiques du rayonnement d'un dipôle magnétique sont données dans [96] où chaque moment dipolaire est formé à partir de ses 3 composantes $M_x$, $M_y$ et $M_z$ dans un repère cartésien (0, x, y, z). Par exemple, et selon [100] [101], dans le cas ou $M_x$=$M_y$=0 $Am^2$, le champ magnétique créé dans le vide par ce dipôle est exprimé par les équations (III-4), (III-5), et (III-6).

$$H_x = M_z \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r^4}(x-x_0)(z-z_0)(jkr+3+\frac{3}{jkr}) \quad \text{(III-4)}$$

$$H_y = M_z \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r^4}(y-y_0)(z-z_0)(jkr+3+\frac{3}{jkr}) \quad \text{(III-5)}$$

$$H_z = M_z \frac{jk^2e^{-jkr}}{4\pi r}(\frac{(z-z_0)^2}{r^2}\left(j+\frac{3}{kr}+\frac{3}{jk^2r^2}\right)-\left(j+\frac{1}{kr}+\frac{1}{jk^2r^2}\right)) \quad \text{(III-6)}$$

$$r = \sqrt{(x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2} \quad \text{(III-7)}$$

Avec :

$k$ : Nombre d'onde
$r$ : Distance entre le dipôle et le point de mesure
$x_0, y_0, z_0$ : Cordonnées cartésiennes du dipôle magnétique
$x, y, z$ : Cordonnées cartésiennes du point de mesure

Dans [96], il est démontré que le rayonnement magnétique d'un ensemble de dipôles peut être écrit comme suit :

$$H = PM \quad \text{(III-8)}$$

Avec :
$i$ : Nombre des points de mesure

$H$ : Vecteur de nombres réels comprenant les amplitudes des différentes composantes du champ magnétique $(3i \times 1)$
$n$ : Nombre de dipôles magnétiques utilisés dans le modèle
$M$ : Vecteur des moments dipolaires $(3n \times 1)$
$P$ : Matrice dépendante de la position des dipôles et des points de mesure $(3i \times 3n)$

Le facteur 3 est dû aux trois composantes du champ magnétique pour un point de l'espace. La Figure III-12, illustre l'algorithme utilisé pour la détermination du nombre, des positions et des moments du modèle de dipôles équivalents.

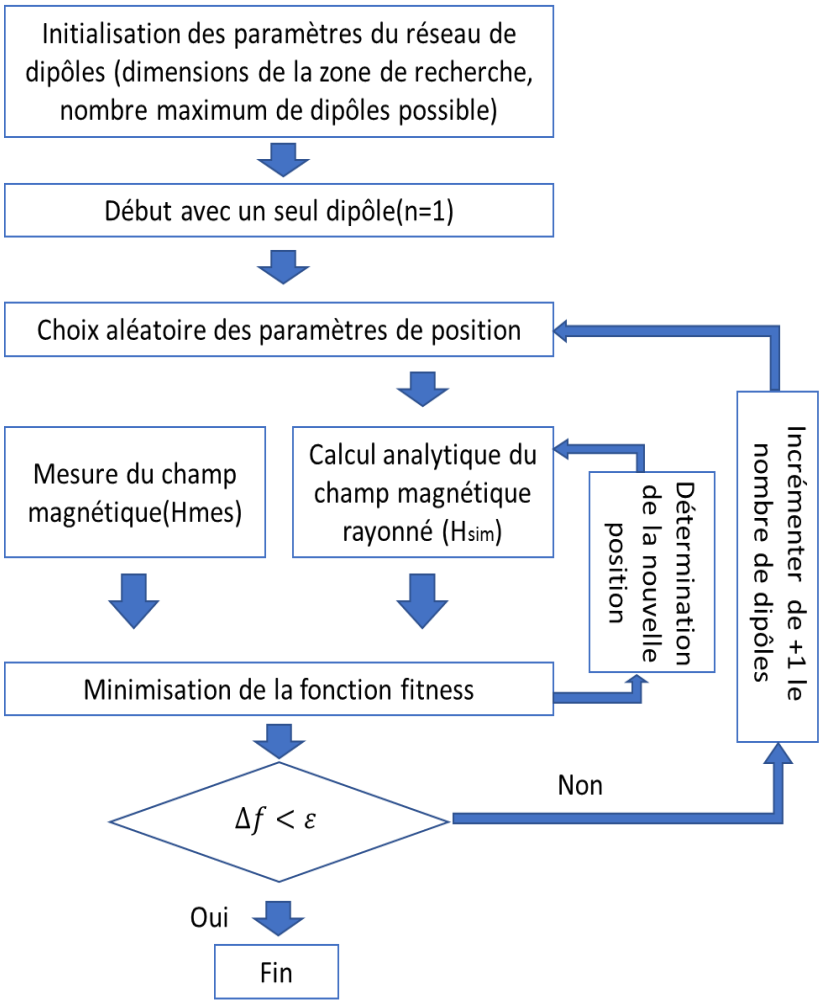



*Figure III-12 : Algorithme de recherche du nombre, des positions et des moments du modèle dipolaire*

L'algorithme estime donc les moments magnétiques des dipôles du modèle équivalent après que l'algorithme d'optimisation ait fait une recherche des positions des dipôles magnétiques. La fonction objectif « $f$ » minimisée, représente la différence entre le champ magnétique mesuré $H_{mes}$ et le champ magnétique modélisé $H_{sim}$. Elle est définie par l'équation (III-9).

$$f = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{m}(|(H_{xmes\,i} - H_{xsim\,i})|^2 + |(H_{ymes\,i} - H_{ysim\,i})|^2 + |(H_{zmes\,i} - H_{zsim\,i})|^2)}{\sum(|H_{xmes\,i}|^2 + |H_{ymes\,i}|^2 + |H_{zmes\,i}|^2)}} \qquad \text{(III-9)}$$

Avec :

$H_{xmes}$ : Module de la composante en x du champ magnétique mesurée par le banc champ proche
$H_{xsim}$ : Module de la composante en x du champ magnétique donné par la source équivalente
$H_{ymes}$ : Module de la composante en y du champ magnétique mesurée par le banc champ proche
$H_{ysim}$ : Module de la composante en y du champ magnétique donné par la source équivalente
$H_{zmes}$ : Module de la composante en z du champ magnétique mesurée par le banc champ proche
$H_{zsim}$ : Module de la composante en z du champ magnétique donné par la source équivalente
$m$ : Nombre de points de mesure
$\Delta f$ : Différence entre la fonction fitness calculée pour deux nombres consécutifs de dipôles.
$\varepsilon$ : Critère d'arrêt défini par l'utilisateur

Le fonctionnement de l'algorithme de recherche des dipôles nécessite comme paramètres d'entrées des cartographies de répartition du champ magnétique. Ces cartographies peuvent être générées par des mesures en champ proche.

#### III.4.2.1.1 Génération des cartographies

La mesure du rayonnement magnétique en champ proche est obtenue par un banc de mesure dont dispose le laboratoire GeePs. Visible sur la Figure III-13, il comprend un robot à 4 degrés de liberté (3 axes de translation et un axe de rotation). Ce robot permet de réaliser des scans au-dessus du dispositif sous test (DST). Le scan s'obtient donc en déplaçant une sonde magnétique au-dessus du primaire du système WPT (bobine + ferrite) avec une grande précision. Cette sonde est généralement composée d'une boucle, qui génère une tension à partir d'un flux magnétique variable (loi de Faraday). Un ordinateur contrôle le robot et effectue l'acquisition à l'aide d'un analyseur de spectre ou d'un VNA. Un amplificateur à faible bruit est connecté à la sortie de la sonde pour améliorer la sensibilité.

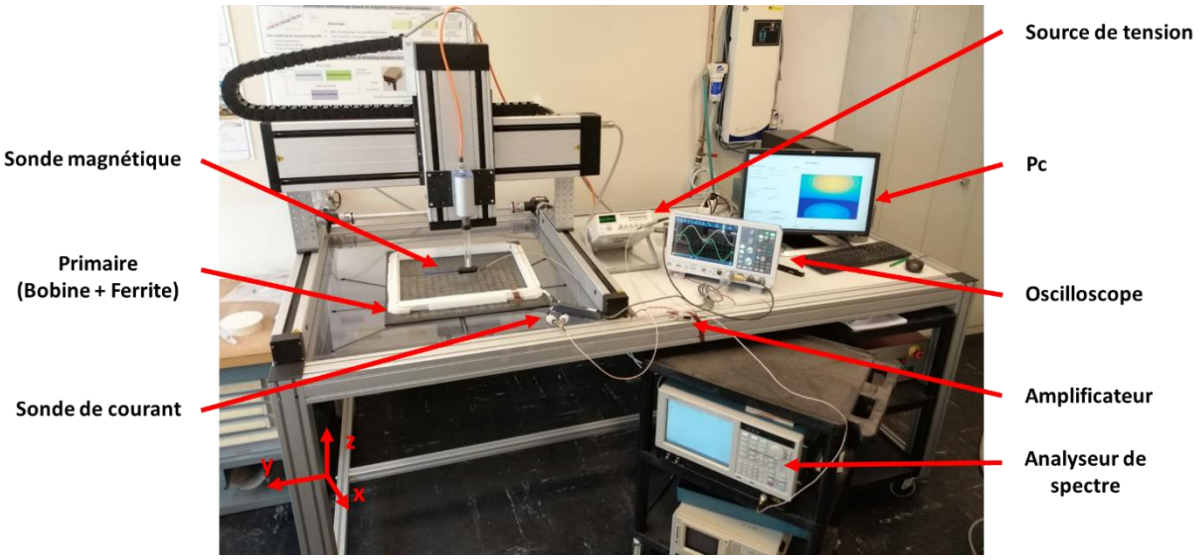



*Figure III-13 : Banc de mesure en champ proche*

Les mesures du champ magnétique rayonné par la bobine primaire du coupleur sur les trois axes (x, y, z) permettent de fournir des cartographies de répartition du champ magnétique

comme le montre l'exemple illustré sur la Figure III-14 (cartographie à une hauteur de 100 mm de la bobine). La mesure champ proche nous permet par superposition avec l'emplacement de la bobine émettrice d'avoir une idée sur la répartition des zones à fort champ.

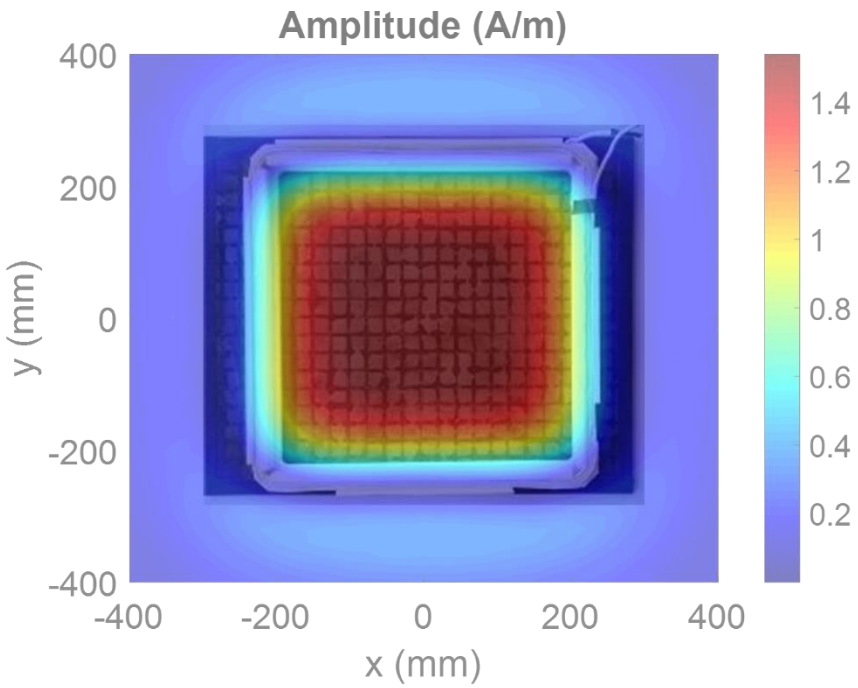



*Figure III-14 : Exemple d'une cartographie représentant la composante Hz du champ magnétique au-dessus du primaire d'un système WPT*

La chaine de mesure utilisée est illustrée sur la Figure III-15. Le GBF permet d'alimenter la bobine avec une tension sinusoïdale de 85 kHz. Le robot permet de contrôler la position de la sonde. La sonde utilisée est une sonde magnétique boucle PBS3 de chez AARONIA AG d'un diamètre de 25 mm. Le champ magnétique émis par la bobine et capté par la sonde génère une tension qui est amplifiée par un amplificateur de type MYTEQ AU-1442 [102]. Le signal ainsi amplifié, est transmis à l'analyseur de spectre RSA5106A de chez Tektronix. Ce dernier est équipé d'une interface GPIB pour la communication avec l'ordinateur permettant le traitement des données mesurées.

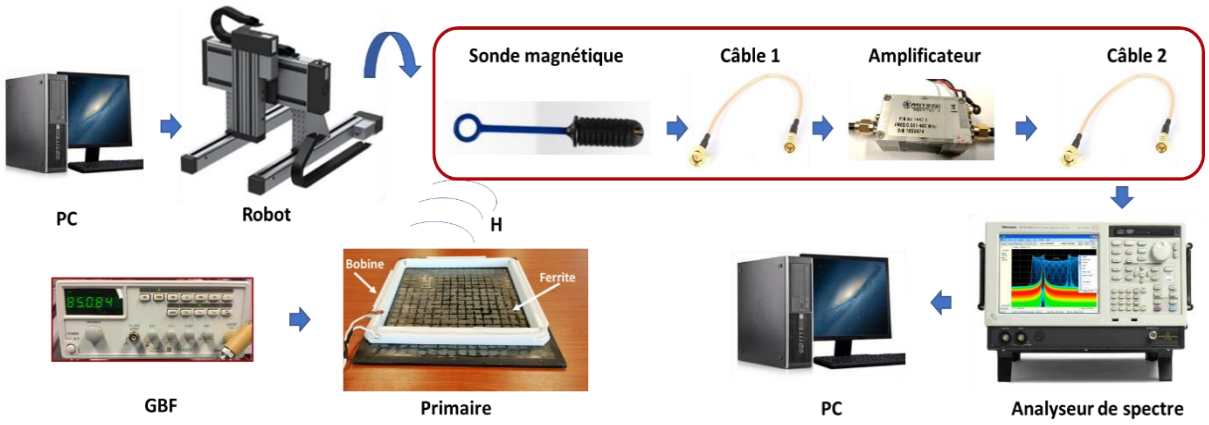



*Figure III-15: Description de la chaine de mesure*

L'aptitude de la sonde à restituer une composante du champ électromagnétique est représentée par le facteur de performance. Ce facteur indépendant de la structure rayonnante et de la position de la sonde au-dessus de la source de rayonnement, ne dépend que de la réponse de la sonde, des caractéristiques de la sonde et de la fréquence. Il permet de prendre en considération l'effet de l'amplificateur et l'effet des câbles. La définition ainsi que la méthode de détermination de ce facteur de performance sont présentées dans Annexe B.

#### III.4.2.1.2 Cartographies de répartition du champ a courant réduit

La première étape nécessaire à la génération du modèle équivalent, est la réalisation d'une cartographie de répartition du champ magnétique au-dessus du primaire du coupleur. Nous présentons dans cette partie une cartographie obtenue par mesures. Cette cartographie se fait sur un plan de 800mm×800mm à une hauteur de 100mm par-dessus la bobine. La Figure III-16, montre les cartographies d'amplitudes des trois composantes du champ magnétique $H_x$, $H_y$, $H_z$ (l'orientation des axes X, Y et Z, est donnée sur la Figure III-13) où chaque cartographie affichée sur la Figure III-16 est obtenue en faisant la moyenne de dix mesures et ce, pour chaque composante du champ magnétique.

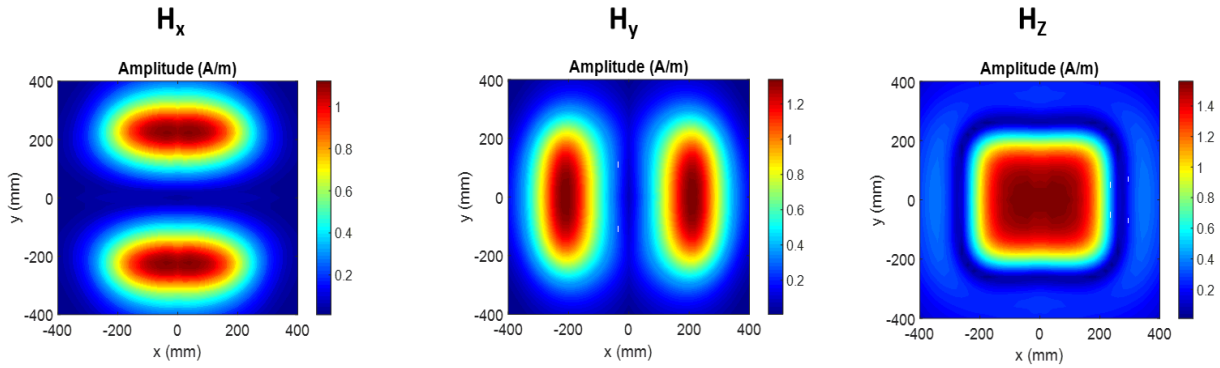



*Figure III-16 : Cartographies de répartition des composantes du champ magnétique*

Le Tableau III-1, illustre les conditions de mesure pour la génération des cartographies de la Figure III-16.

*Tableau III-1 : Conditions de mesures des cartographies*

| Paramètre | Valeur |
|---|---|
| **Pas de mesure suivant l'axe x** | 20 mm |
| **Pas de mesure suivant l'axe y** | 20 mm |
| **Surface de la cartographie** | 800 mm × 800 mm |
| **Hauteur du plan de cartographie** | 100 mm |
| **Nombre de points de mesure** | 1681 (41 * 41) |
| **Fréquence** | 85 kHz |

Le courant injecté par le GBF est un courant sinusoïdal de fréquence 85 kHz. L'amplitude de ce courant est mesurée et est égale à 120 mA. Cette valeur mesurée à l'aide d'une sonde de courant est utilisée comme valeur d'excitation de la bobine dans les simulations 3D réalisées avec le logiciel COMSOL. Une comparaison des cartographies de répartition du champ magnétique obtenues par mesures et par simulation numérique est réalisée dans les mêmes conditions (géométrie, hauteur de la cartographie, courant d'excitation …).

La Figure III-17 montre les cartographies (amplitudes) des trois composantes du champ $(H_x, H_y, H_z)$ obtenues par la mesure et par calcul numérique (COMSOL).

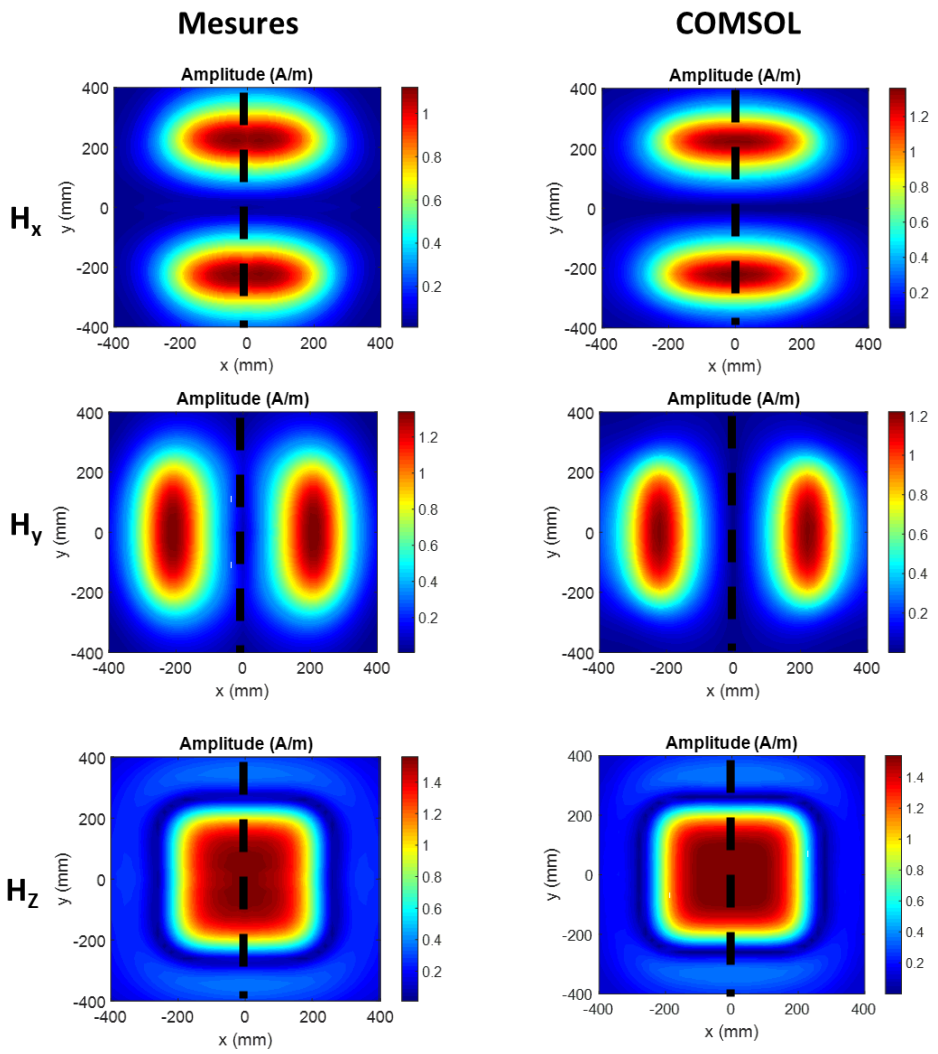



*Figure III-17 : Cartographies du champ magnétique à une hauteur de 100mm*

Nous pouvons noter sur la Figure III-17, une bonne concordance de la répartition du champ magnétique entre les résultats de mesure et ceux obtenus par simulation numérique. Pour mieux comparer les valeurs des deux champs obtenus pour chaque composante, nous proposons la Figure III-18, qui représente une comparaison des amplitudes des champs magnétiques (mesures et simulation) sur les lignes indiquées en pointillés noirs de la Figure III-17.

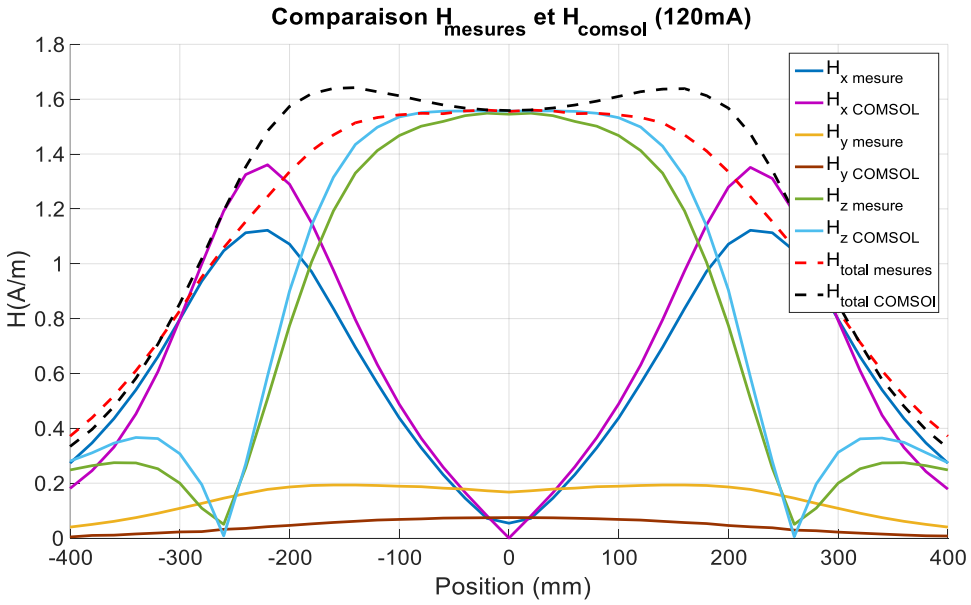



*Figure III-18: Comparaison des amplitudes des champs magnétiques obtenus par simulation numérique et par mesure*

Sur la composante globale du champ, nous notons une différence pouvant atteindre 10% (au maximum) sur certains points. Cette différence peut être due aux écarts entre les conditions de mesure réelles et celles de simulation (hauteur du plan de mesure, valeur du courant injecté, alignement des sondes…), en plus du fait que les bobines utilisées sur le banc expérimental ont été bobinées à la main.

Malgré les différences constatées, cette étape à courant réduit (120 mA) permet la validation du modèle numérique.

Dans la suite, la cartographie numérique obtenue pour un courant sinusoïdal d'amplitude 60 A est utilisée pour définir les caractéristiques de l'ensemble des dipôles équivalents du modèle proposé.

### III.4.2.1.3 Validation du rayonnement du réseau de dipôles

L'algorithme d'optimisation présenté précédemment a permis de trouver un nombre de dipôles égal à 15, leurs positions ainsi que leurs moments dipolaires permettant ainsi de générer un rayonnement équivalent à celui du coupleur analysé.

Le champ magnétique calculé dans les trois directions $x, y$ et $z$ est donné dans la Figure III-19.

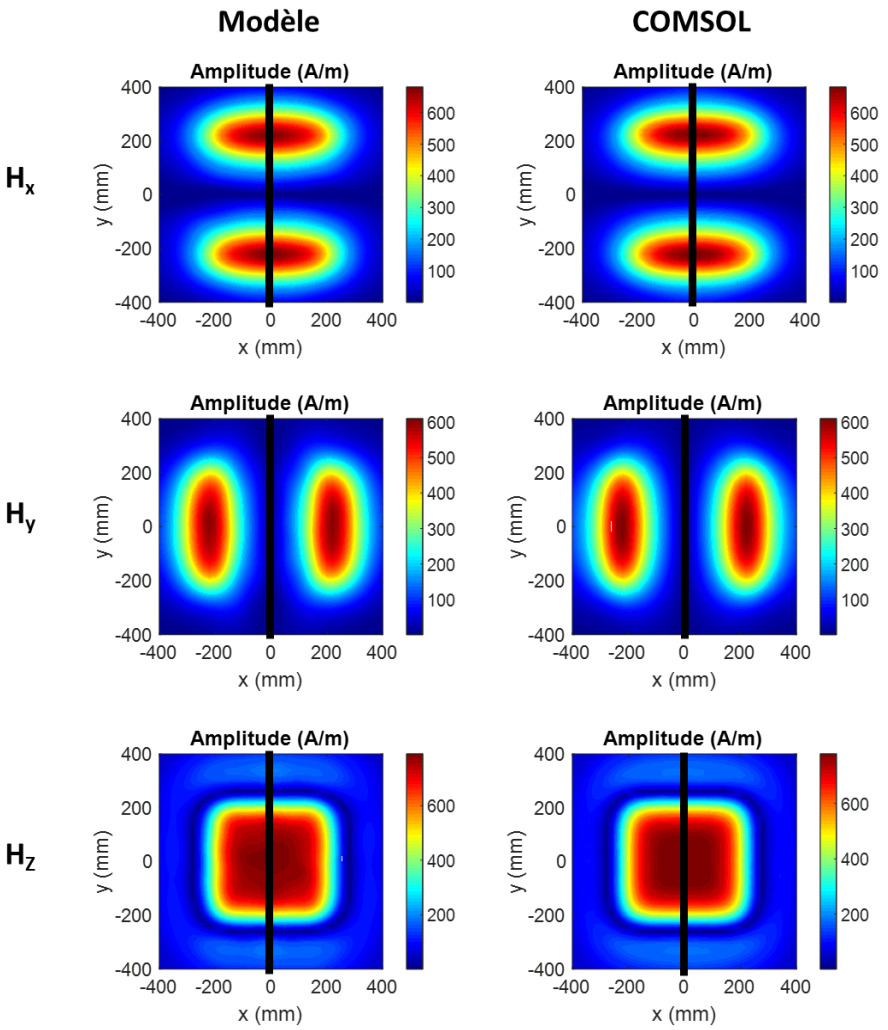



*Figure III-19 :Cartographies des composantes du champ magnétique obtenues par le modèle dipolaire et par COMSOL pour un courant de 60A*

Dans la Figure III-20, nous comparons les valeurs des composantes du champ magnétique $H$ sur la ligne à x=0 mm (la ligne noire illustrée de la Figure III-19).

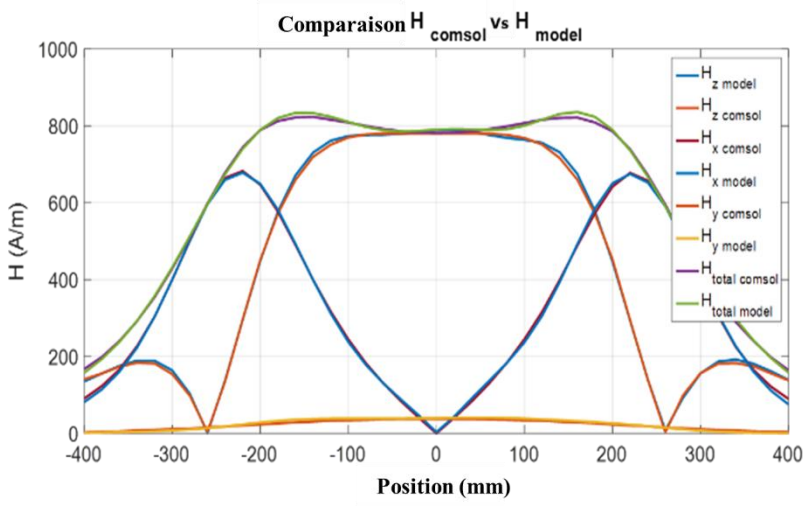



*Figure III-20 : Comparaison $H_{comsol}$ et $H_{model}$ (à 60A)*

Nous pouvons constater un très bon accord entre le modèle COMSOL et le modèle dipolaire pour les trois composantes du champ magnétique $(H_x, H_y, H_z)$. Pour quantifier ces résultats, l'outil FSV (pour feature selective validation) est utilisé. Cet outil a été conçu comme une technique permettant de comparer quantitativement un ensemble de données. L'application de l'outil FSV pour la validation des données est un élément clé de la norme IEEE actuelle, en cours d'élaboration afin de décrire la qualité des résultats d'une simulation électromagnétique [103].

La structure des données comparées peut être un vecteur ou une matrice. Cet outil est basé sur deux analyses : la première, analyse la différence d'amplitude (Amplitude Difference Measure, ADM). Pendant que la deuxième, analyse la différence entre les caractéristiques du signal (Feature Difference Measure, FDM). La gamme de valeurs pour ADM et FDM est divisée en six catégories (Excellent (Ex), Very good (VG), Good (G), Fair (F), Poor (P), Very poor (VP)) [103].

En utilisant cet outil, nous avons comparé les résultats du modèle dipolaire avec ceux de issus de la simulation COMSOL.

Les Figure III-21, Figure III-22 et Figure III-23 représentent les résultats de cette comparaison FSV pour le module des trois composantes du champ magnétique du modèle dipolaire.

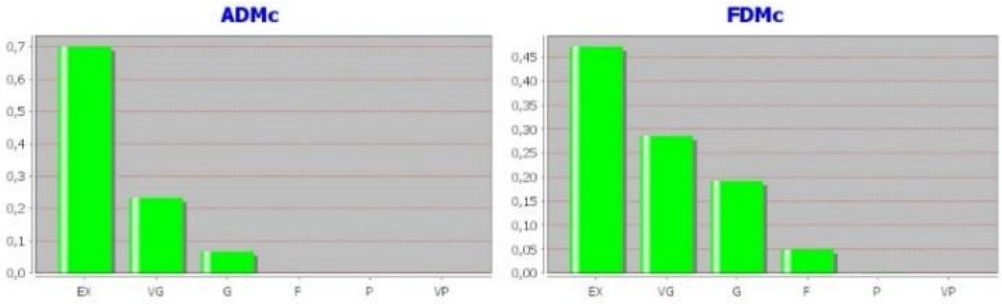



*Figure III-21 :ADMc et FDMc la composante $H_x$*

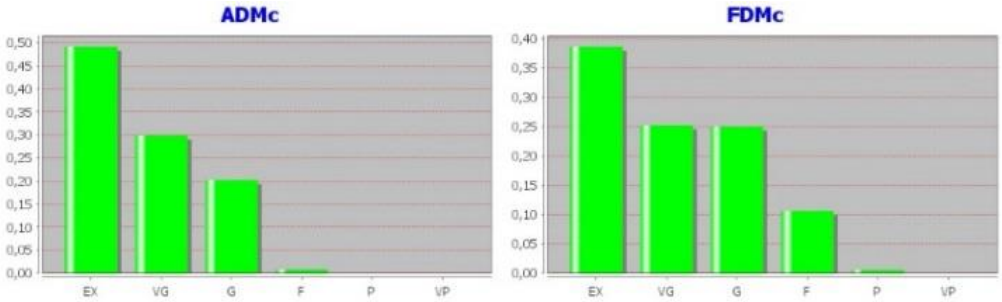



*Figure III-22 : ADMc et FDMc la composante $H_y$*

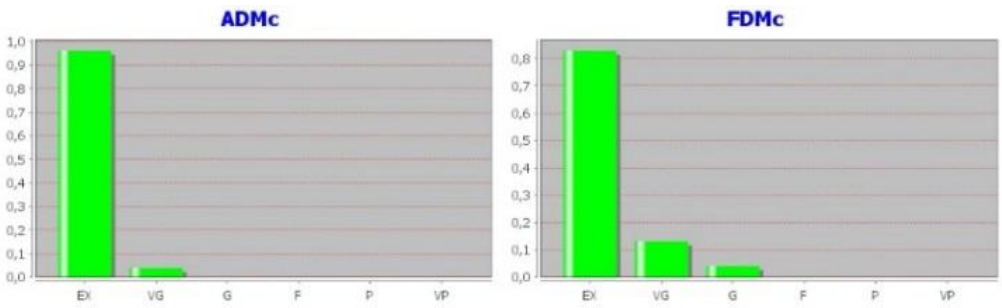



*Figure III-23 : ADMc et FDMc la composante $H_z$*

Les résultats sont majoritairement dans la gamme allant d'excellent à bien, ce qui montre un très bon accord entre les cartographies de champ du modèle équivalent et celles obtenues par simulation numérique.

### *III.4.2.2 Etape 2 : Utilisation du modèle dipolaire pour l'étude analytique du blindage magnétique*

L'expression analytique de l'efficacité de blindage magnétique en champ proche pour un dipôle magnétique et un blindage plan de dimension latérales très grande, est obtenue après avoir remplacé l'impédance caractéristique de l'espace libre $\eta_0$ de l'équation (III-10) [16] représentant l'efficacité de blindage en champ lointain, par l'impédance du dipôle magnétique $Z_{wm}$ dans l'espace libre, ainsi que l'impédance caractéristique du matériau η par l'impédance du dipôle magnétique en champ proche dans un milieu conducteur ($Z_{wmm}$). L'efficacité de blindage magnétique en champ proche est alors donnée par l'équation (III-16) [16]. Les impédances $Z_{wm}$ et $Z_{wmm}$ sont définies respectivement dans les équations (III-17) et (III-18).

$$SE_{H\,db} = 20\log\frac{(\eta_0+\eta)^2}{4\eta\eta_0}\,[1-\frac{(\eta_0+\eta)^2}{4\eta\eta_0}\,e^{-2t/\delta}e^{-2i\beta t}]e^{t/\delta}e^{i\beta t}e^{-i\beta_0 t} \qquad \text{(III-10)}$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \qquad \text{(III-11)}$$

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \qquad \text{(III-12)}$$

$$\beta = \sqrt{\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} \qquad \text{(III-13)}$$

$$\beta_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0} \qquad \text{(III-14)}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \qquad \text{(III-15)}$$

$$SE_{H\,db} = 20\log\frac{(Z_{wm}+Z_{wmm})^2}{4Z_{wmm}Z_{wm}}\,[1-\frac{(Z_{wm}+Z_{wmm})^2}{4Z_{wmm}Z_{wm}}\,e^{-2t/\delta}e^{-2i\beta t}]e^{t/\delta}e^{i\beta t}e^{-i\beta_0 t} \quad \text{(III-16)}$$

$$Z_{wm} = \eta_0\frac{i/r\beta_0 + 1/(r\beta_0)^2}{i/r\beta_0 + 1/(r\beta_0)^2 - i/(r\beta_0)^3} \quad \text{(III-17)}$$

$$Z_{wmm} = \eta\frac{i/r\beta + 1/(r\beta)^2}{i/r\beta + 1/(r\beta)^2 - i/(r\beta)^3} \quad \text{(III-18)}$$

Avec :

$\eta_0$ : Impédance caractéristique de l'air
$\eta$ : Impédance caractéristique du milieu conducteur
$\delta$ : Épaisseur de peau
$t$ : Épaisseur de la tôle de blindage
$\beta$ : Constante de phase dans le blindage
$\beta_0$ : Constante de phase dans l'air
$\mu$ : Perméabilité du milieu conducteur
$\mu_0$ : Perméabilité de l'air
$\varepsilon$ : Permittivité du milieu conducteur
$\varepsilon_0$ : Permittivité de l'air
$\sigma$ : Conductivité du milieu conducteur
$r$ : distance par rapport au dipôle

Le modèle présenté dans l'équation (III-16), sert à estimer l'efficacité de blindage pour le cas d'un seul dipôle magnétique, ce qui n'est pas le cas pour notre problème. En effet, le modèle de rayonnement à base de sources équivalentes pour un système WPT est composé de 15 dipôles magnétiques qui caractérisent la source de perturbation. Dans ce cas, un calcul par superposition des champs atténués par l'efficacité de blindage de chaque dipôle est effectué. Ce calcul est approximatif car nous considérons uniquement la norme des champs.

$$H_{x\,blindé} = \sum_{i=1}^{N}\frac{H_{x\,i}}{SE_i} \quad \text{(III-19)}$$

$$H_{y\,blindé} = \sum_{i=1}^{N}\frac{H_{y\,i}}{SE_i} \quad \text{(III-20)}$$

$$H_{z\,blindé} = \sum_{i=1}^{N}\frac{H_{z\,i}}{SE_i} \quad \text{(III-21)}$$

$$||H_{blindé}|| = \sqrt{|H_{x\,blindé}|^2 + |H_{y\,blindé}|^2 + |H_{z\,blindé}|^2} \quad \text{(III-22)}$$

$$||H|| = \sqrt{|H_{x\,i}|^2 + |H_{y\,i}|^2 + |H_{z\,i}|^2} \qquad \text{(III-23)}$$

Avec :

$H_{x\,i}$: Composante complexe suivant l'axe x du champ magnétique incident rayonné par le dipôle i (sans blindage).

$H_{y\,i}$: Composante complexe suivant l'axe y du champ magnétique incident rayonné par le dipôle i (sans blindage).

$H_{z\,i}$: Composante complexe suivant l'axe z du champ magnétique incident rayonné par le dipôle i (sans blindage).

$H_{x\,blindé}$ : Composante complexe suivant l'axe x du champ magnétique après le blindage.

$H_{y\,blindé}$ : Composante complexe suivant l'axe y du champ magnétique après le blindage.

$H_{z\,blindé}$ : Composante complexe suivant l'axe z du champ magnétique après le blindage.

$H$ : Norme du champ magnétique incident

$H_{blindé}$ : Norme du champ magnétique en présence du blindage

$SE_i$ : Norme de l'efficacité de blindage magnétique calculée analytiquement pour le dipôle $i$ seul.

N : nombre de dipôles.

Nous déduisons alors l'efficacité de blindage en champ magnétique pour la source multipolaire $SE_{dB}$ en utilisant :

$$SE_{H\,dB} = 20\log\left(\frac{||H||}{||H_{blindé}||}\right) \qquad \text{(III-24)}$$

Nous allons maintenant nous intéresser au dimensionnement d'une plaque de blindage.

#### III.4.2.2.1 Dimensionnement d'une plaque de blindage de dimensions infinies

Dans notre cas d'étude, nous nous intéressons à la prédiction de l'efficacité de blindage magnétique ($SE_H$) dans l'habitacle d'un véhicule passant sur le primaire d'un système WPT. L'approche proposée est basée sur l'utilisation du modèle équivalent composé de dipôles magnétiques (sources de perturbation avec une prédominance magnétique) pour remplacer la partie primaire du système WPT (démarche de modélisation illustrée dans la Figure III-11).

L'étude d'efficacité de blindage $SE_H$ en champ proche qui suit est réalisée pour une plaque conductrice de dimensions latérales grandes, d'épaisseur variable $t$ et placée à une hauteur $h =$ 181 mm par rapport à la bobine émettrice du système de transmission d'énergie. La Figure III-24 montre un exemple d'une plaque de dimension L très grandes et d'épaisseur t et placée à une certaine distance « ri » des dipôles.

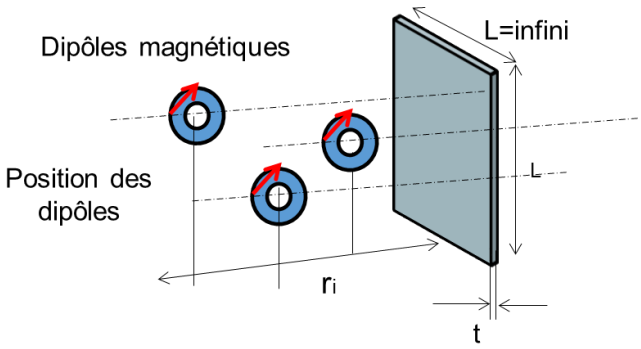



*Figure III-24 : Plaque de blindage conductrice et de dimensions latérales grandes placée à proximité des dipôles magnétiques*

Les résultats de l'étude sont présentés en deux temps. En premier lieu, nous nous intéressons à l'efficacité de blindage en fonction de la fréquence. Dans une seconde étape nous analyserons l'efficacité de blindage en fonction de l'épaisseur du blindage. Deux types de blindages sont étudiés dont les propriétés sont données dans le Tableau III-2.

*Tableau III-2 : caractéristiques des plaques utilisées*

| Paramètres | Plaque de cuivre | Plaque d'aluminium |
|---|---|---|
| Conductivité électrique | $5{,}99 \times 10^7$ [S/m] | $3{,}77 \times 10^7$ [S/m] |
| Perméabilité relative | 1 | 1 |
| Permittivité relative | 1 | 1 |
| Distance entre la source et le blindage | 181 mm | 181 mm |
| Epaisseur du blindage | Variable | Variable |
| Bande de fréquence | 1 Hz – 1 MHz | 1 Hz – 1 MHz |

Les résultats suivants (Figure III-25) montrent l'efficacité de blindage obtenue par le modèle analytique dans une gamme de fréquences allant de 1 Hz à 10 MHz, pour la plaque en cuivre et celle en aluminium. Les deux plaques ont une épaisseur de 3 mm.

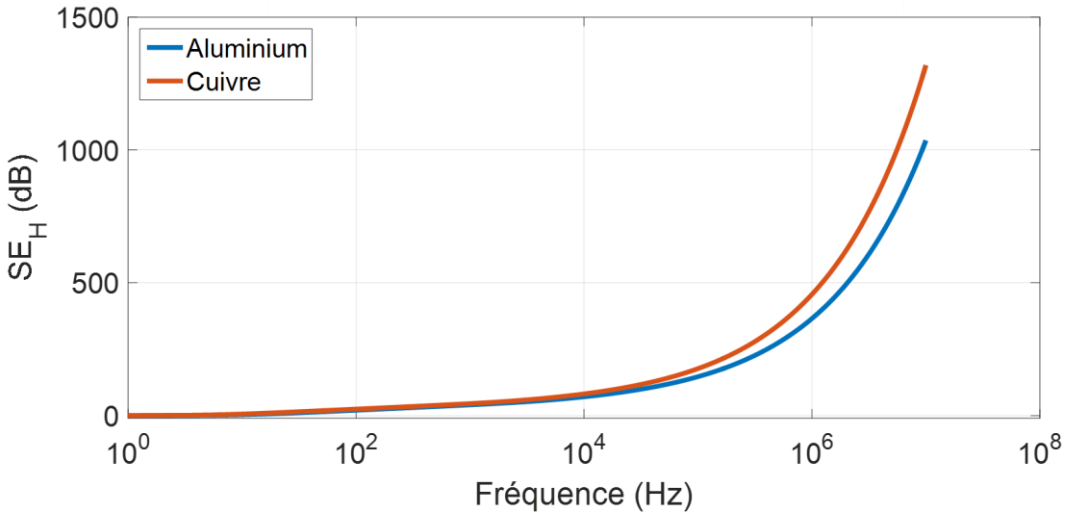



*Figure III-25 : $SE_H$ en fonction de la fréquence pour différents matériaux*

Une augmentation d'apparence exponentielle de l'efficacité de blindage avec la fréquence est observée. Par ailleurs, la plaque de cuivre donne une efficacité de blindage plus élevée que celle en aluminium du fait de sa meilleure conductivité électrique. On note que l'atténuation à 85 kHz est importante de l'ordre de 100 dB pour les deux matériaux. Cette courbe étant obtenue par calcul, il est à noter qu'il serait difficile de mesurer des valeurs de plus de 100 dB.

La seconde étape consiste à faire varier l'épaisseur des plaques et à garder la fréquence fixe à 85 kHz. La Figure III-26, montre l'efficacité de blindage pour une épaisseur de plaque de blindage variant de 0,1 mm à 25 mm. Cette étude est menée pour les deux matériaux précédents, le cuivre et l'aluminium.

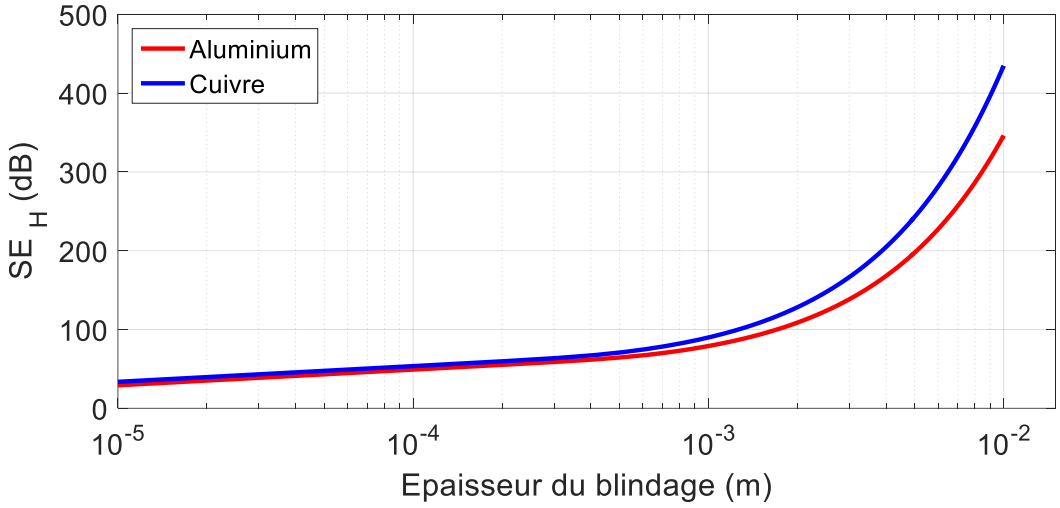



*Figure III-26 : $SE_H$ en fonction de l'épaisseur du blindage pour différents matériaux et pour une fréquence de 85 kHz*

Nous constatons que l'efficacité de blindage croît rapidement avec l'épaisseur du blindage à partir de 1mm.

Avant de donner les caractéristiques du blindage magnétique dimensionné à partir de la méthode analytique, une validation des résultats est requise. Cette validation se fera premièrement en utilisant le logiciel COMSOL, puis expérimentalement dans une seconde étape.

#### III.4.2.2.2 Validation en utilisant COMSOL

Les résultats d'efficacité de blindage obtenus analytiquement sont comparés à ceux obtenus avec COMSOL. Pour ce faire, le modèle dipolaire représentant le primaire du coupleur obtenu précédemment est utilisé dans le logiciel COMSOL. Ces dipôles feront face à une plaque métallique de blindage grande vis-à-vis des dimensions du primaire et d'une épaisseur de 1 mm. La Figure III-27, montre l'ensemble des dipôles ainsi que la plaque de blindage dans l'interface du logiciel COMSOL.

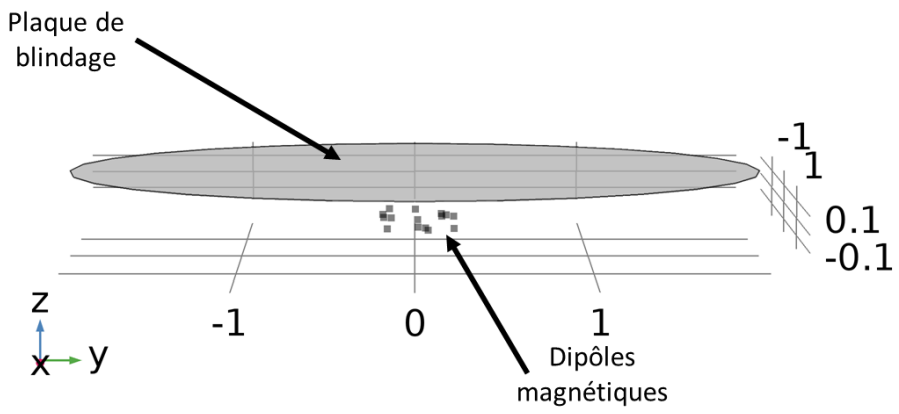



*Figure III-27 : Dipôles et plaque de blindage dans COMSOL*

Les résultats d'efficacité de blindage obtenus via le logiciel COMSOL sont comparés pour la plaque d'aluminium à ceux issus du modèle dipolaire (Figure III-28) .

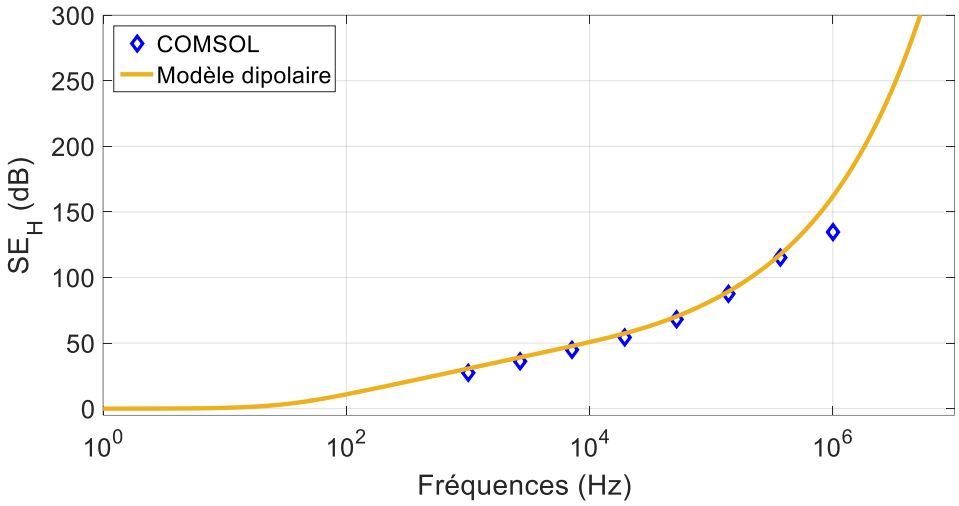



*Figure III-28 : Comparaison des résultats d'efficacité de blindage obtenus analytiquement et en utilisant le logiciel COMSOL (plaque d'aluminium de 1mm d'épaisseur)*

On note un bon accord des résultats dans une plage de fréquence allant du kHz à plusieurs centaines de kHz. Au-delà et à partir du MHz le modèle semble commencer à diverger. Notons que l'erreur constatée à 1 MHz est liée à un problème de finesse du maillage. La taille des éléments devrait être réduite dans le métal à cette fréquence pour garantir une bonne prise en compte des phénomènes physiques (épaisseur de peau).

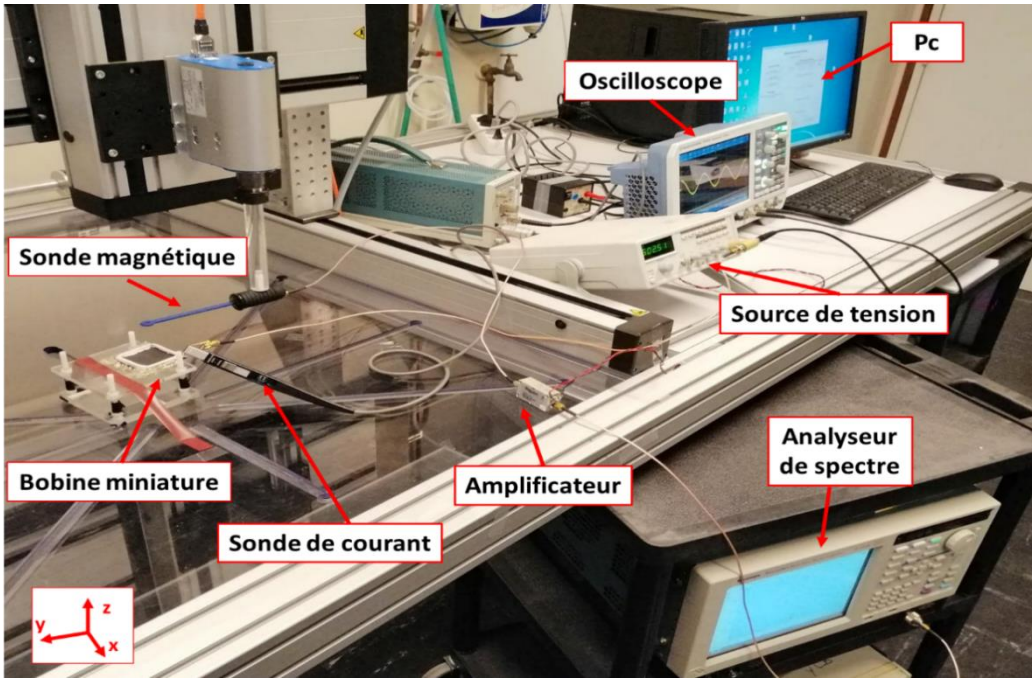
L'approche développée ne nécessite que quelques secondes de calcul pour donner les résultats d'efficacité de blindage (moins d'une seconde pour 30 points en fréquences), alors que l'utilisation de l'outil numérique pour ce même calcul dipolaire requiert près de 73 h (Processeur Intel® Xeon® E5-2640 v3, 96 Go de RAM).

### III.4.2.2.3 Validation expérimentale de l'efficacité de blindage

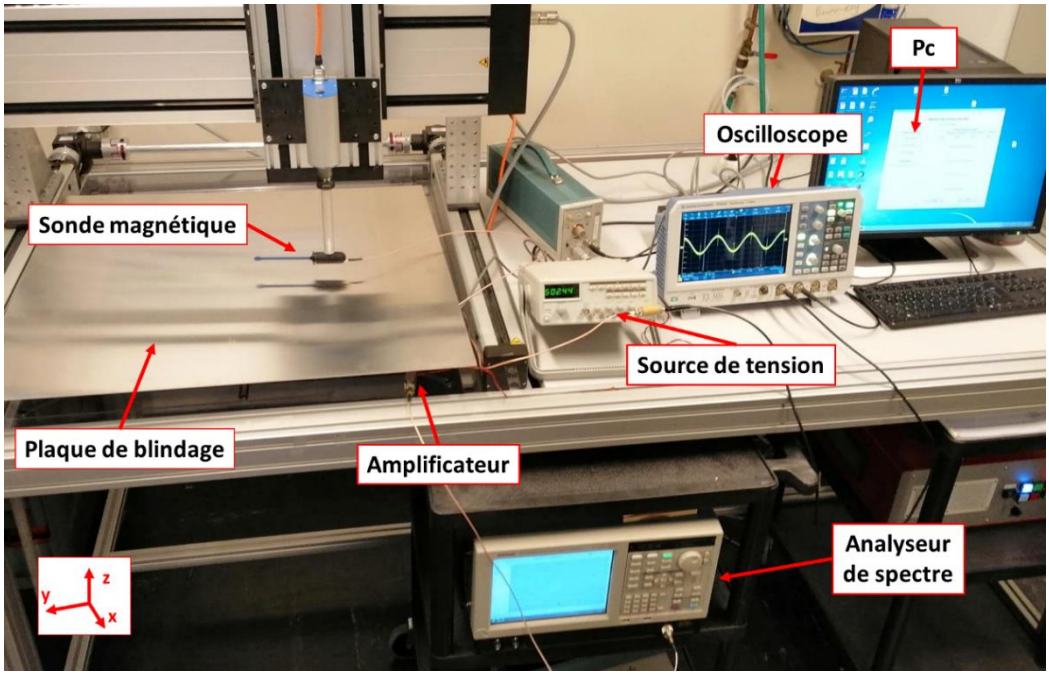
La validation expérimentale des résultats d'efficacité de blindage obtenus analytiquement est réalisée en utilisant la bobine rectangulaire miniature présentées dans la partie II.5

(Validation expérimentale de l'évolution du coefficient de couplage P. 90). Il s'agit ici de placer cette bobine en face d'un conducteur plan de grandes dimensions, ceci pour se rapprocher d'un plan infini (plaques de dimensions 800 mm × 800 mm ou 500 mm × 800 mm).

La Figure III-29, montre le banc d'essai utilisé pour la mesure de l'efficacité de blindage. Il s'agit du même banc utilisé pour les mesures en champ proche. Une première mesure du champ magnétique émis par la bobine miniature est réalisée sans la présence du blindage, puis une seconde mesure au même point est réalisée en présence d'une plaque de blindage placée entre l'émetteur et le point de mesure et ce, à une distance définie.




a)




b)

*Figure III-29 : Banc expérimental pour la validation de l'efficacité de blindage, a) sans plaque de blindage, b) avec plaque de blindage*

L'expérimentation a été conduite en utilisant plusieurs plaques de blindage. Ces dernières sont composées de différents matériaux et ont des dimensions différentes. Le Tableau III-3, donne les différentes propriétés des plaques de blindage utilisées ainsi que les conditions de mesure.

*Tableau III-3 : Propriétés des plaques de blindages et conditions de mesure*

| | *Valeurs* | | | |
|---|---|---|---|---|
| | *Plaque 1* | *Plaque 2* | *Plaque 3* | *Plaque 4* |
| *Matériau* | *A5* | *A5* | *AG3 5754* | *AG3 5754* |
| *Composition* | *95% aluminium* | *95% aluminium* | *50% aluminium* | *50% aluminium* |
| *Dimensions* | *500 mm × 800 mm* | *500 mm × 800 mm* | *800 mm × 800 mm* | *800 mm×800 mm* |
| *Épaisseur* | *0,1 mm* | *0,2 mm* | *1,6 (mm)* | *1 mm* |
| *Conductivité électrique* | *35 MS/m* | *35 MS/m* | *18,8 MS/m* | *18,8 MS/m* |
| *Fréquence* | *1 Hz – 10 MHz* | | | |
| *Distance bobine- blindage* | *180 mm* | | | |
| *Distance blindage – point de mesure* | *25 mm* | *25 mm* | *25 mm* | *25 mm* |
| *Courant injecté ($I_{max}$)* | *0,45 A* | | | |

Les résultats expérimentaux donnant l'efficacité de blindage en fonction de la fréquence obtenus pour les différentes plaques sont comparés aux résultats analytiques dans la Figure III-30.

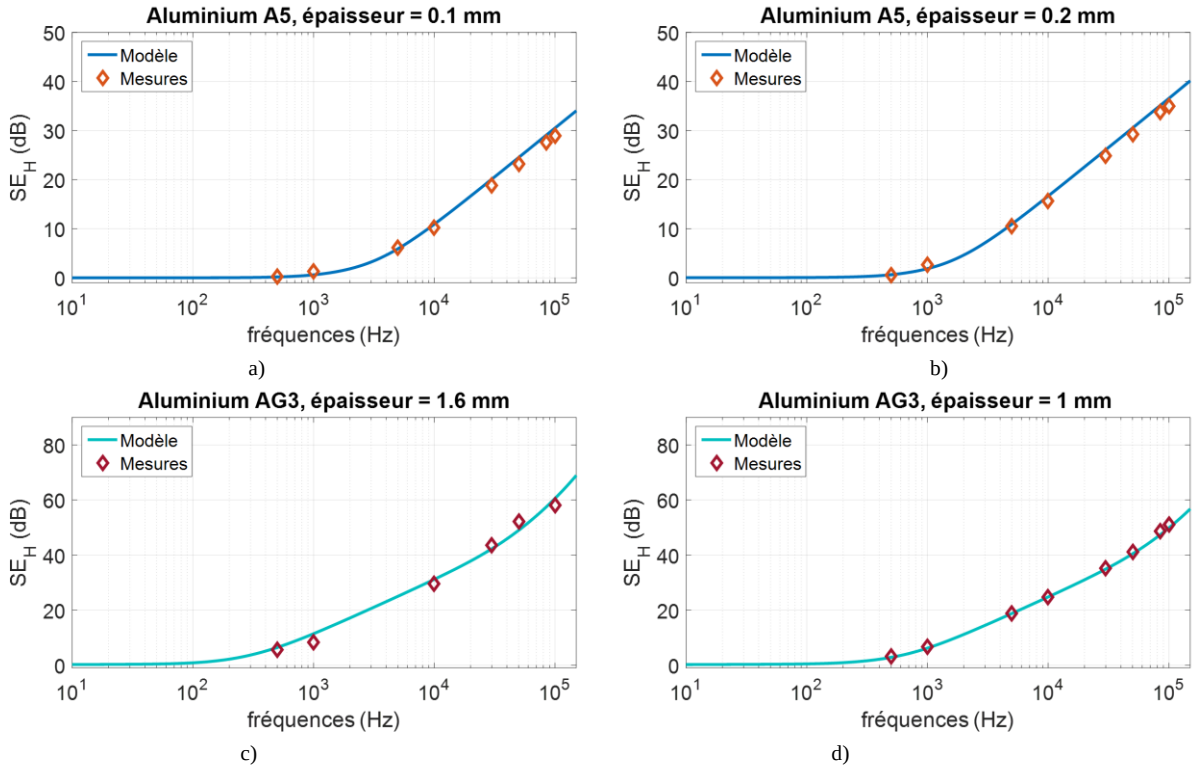



*Figure III-30 : Comparaison des résultats d'efficacité de blindage obtenus analytiquement et expérimentalement, a) plaque 1, b) plaque 2, c) plaque 3, d) plaque 4.*

Nous constatons que l'approche analytique donne de bons résultats pour les quatre blindages étudiés (2 matériaux de différentes épaisseurs) avec une erreur inférieure à 3 dB sur toute la gamme de fréquence.

#### III.4.2.2.4 Choix du blindage

L'approche précédente étant validée, nous nous intéressons maintenant au dimensionnement du blindage. Ce dernier doit garantir le respect des recommandations de l'ICNIRP. Nous optons pour la démarche suivante : nous effectuons une simulation sans présence de blindage, le but étant d'évaluer les niveaux de champ magnétique dans l'habitacle d'un véhicule dont le planché ne serait ni conducteur ni ne posséderait de propriétés magnétiques. Une fois cette étape réalisée, nous calculons l'atténuation nécessaire et nous en déduisons les caractéristiques de la plaque de blindage minimale à mettre en œuvre.

Dans cette partie, nous avons volontairement fait le choix d'ignorer la présence du châssis du véhicule. Ce dernier, bien que généralement constitué de matériaux conducteurs, peut contenir différentes ouvertures (passage de câbles par exemple). Ainsi le blindage dimensionné garantira le respect des limitations de rayonnement, même dans le cas d'absence de châssis métallique.

La Figure III-31 montre un exemple de la position d'un corps humain à l'intérieur de l'habitacle d'un véhicule. Ces données sur la position du corps humain seront utiles pour la protection contre les émissions, surtout concernant la partie haute du buste.

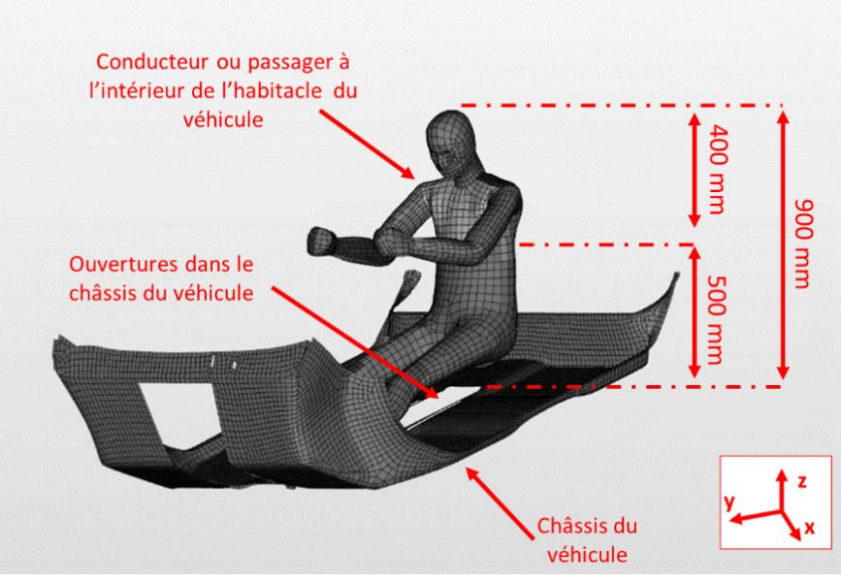



*Figure III-31 : Position du corps humain à l'intérieur de l'habitacle* [104]

Des simulations du champ magnétique ont été réalisées sur une ligne au-dessus de la position où se situera le blindage (à l'intérieur de l'habitacle du véhicule). Cette ligne suivant l'axe $z$ a pour cordonnée $x = 0$ mm, $y = 0$ mm, $z = [181{,}5 \text{ mm à } 1800 \text{ mm}]$ (z = 0 correspondant au niveau du sol, ou au niveau de la surface supérieur de la bobine primaire).

La Figure III-32, montre l'ensemble des 15 dipôles utilisés, la position de la plaque de blindage ainsi que la ligne sur laquelle les émissions magnétiques sont évaluées.

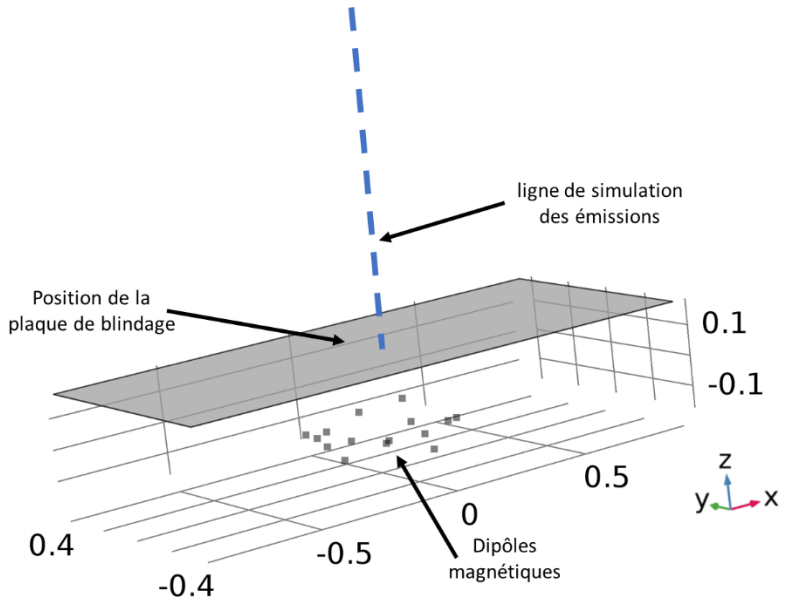



*Figure III-32 : Ensemble des dipôles, position de la plaque de blindage et ligne de simulation des émissions*

La Figure III-33, représente l'amplitude de l'induction magnétique rayonnée par l'ensemble des dipôles équivalents au système WPT et simulée le long de la ligne bleue de la Figure III-32 (sans blindage).

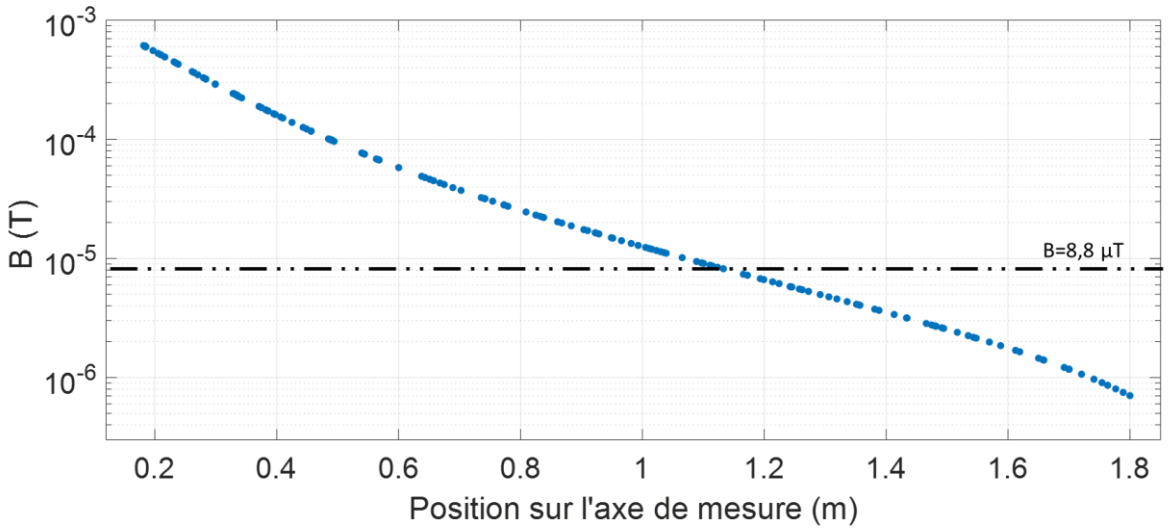



*Figure III-33 : Amplitude de l'induction magnétique rayonnée par les dipôles équivalents simulée sur la ligne représentée dans la Figure III-32*

Les simulations montrent une forte intensité de l'induction magnétique près du châssis (20 cm au-dessus du sol) et une décroissance de ce champ lorsque l'on s'éloigne de la source de perturbation. Nous constatons aussi un dépassement pouvant atteindre 37 dB (600 µT au lieu de 8,8 µT) par rapport au seuil imposé par les recommandations de l'ICNIRP.

Après avoir calculé l'atténuation désirée, et en utilisant l'approche d'étude de l'efficacité de blindage présentée dans le paragraphe III.4.2.2.1, nous proposons, pour réduire le champ magnétique et ainsi respecter les recommandations de l'ICNIRP, une plaque de blindage d'une épaisseur de 0,1 mm faite d'un alliage d'aluminium (AG3). Cette plaque présente une efficacité de blindage de l'ordre de 43 dB à 85 kHz. Le choix de ce type de matériau se justifie par son prix concurrentiel par rapport au cuivre, et par sa tenue mécanique par rapport à de l'aluminium pur.

## III.5 Influence d'un blindage magnétique sur le couplage

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à l'effet que peut avoir un blindage magnétique sur le couplage d'un système WPT. Pour cela, nous prenons à titre d'exemple le blindage qui a été mis en place pour le développement d'un système WPT destiné à une voiture Renault Twizy [5].

La Figure III-34, montre une photo du bas d'un véhicule (Renault Twizy) où l'on peut apercevoir les roues du véhicule, la bobine, le ferrite (secondaire) du système WPT et une plaque de blindage recouvrant l'intégralité du dessous du véhicule.

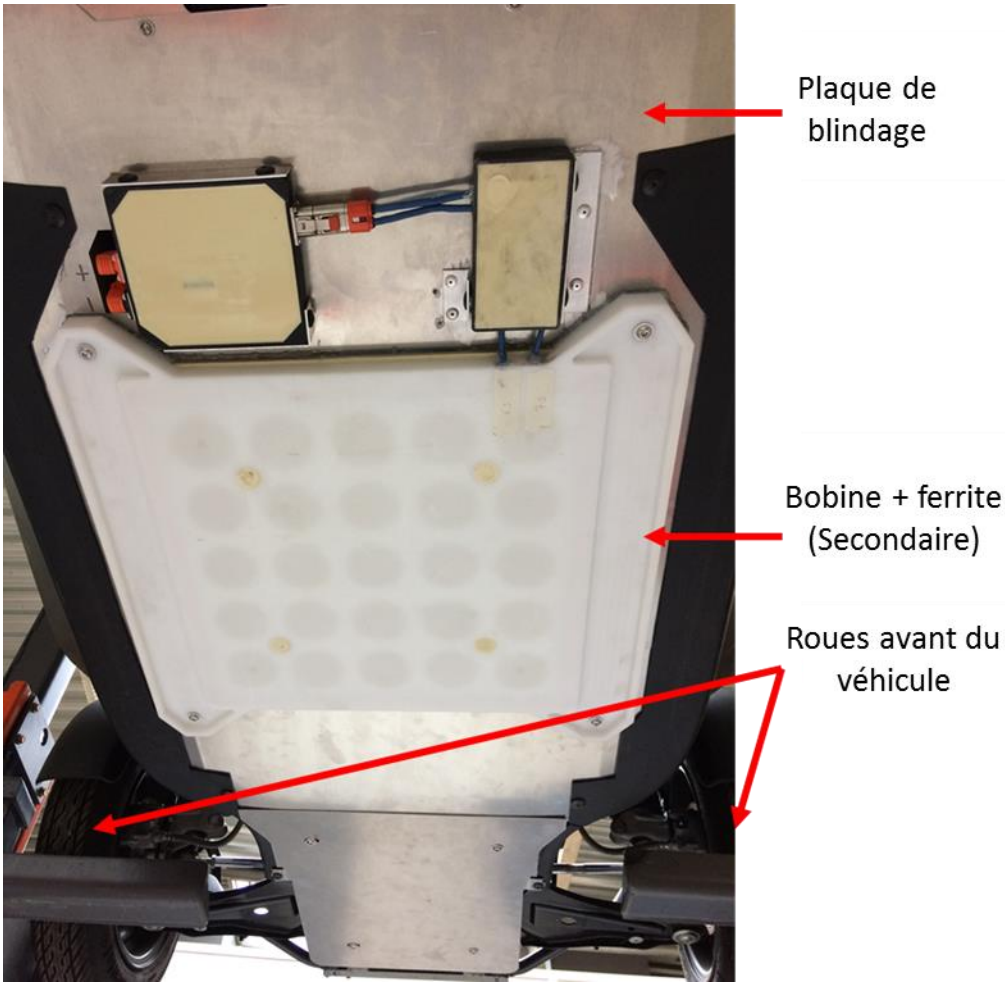


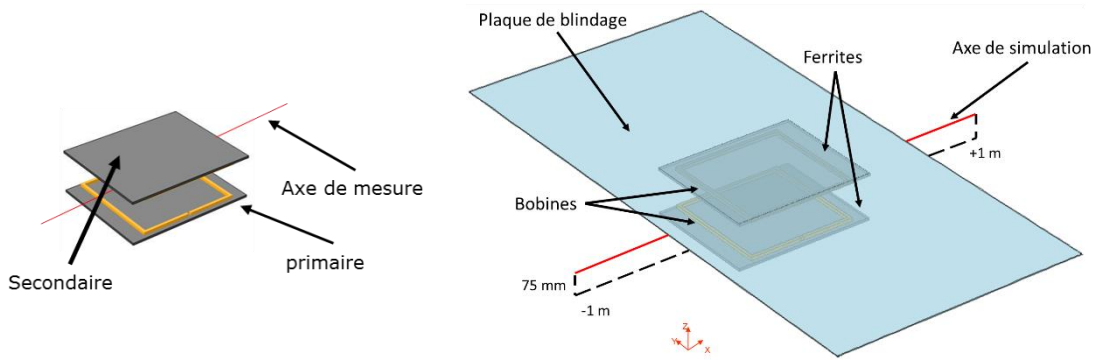

*Figure III-34 : Bas d'un véhicule Renault Twizzy équipé d'une plaque de blindage*

Le Tableau III-4, donne les différentes dimensions et les caractéristiques de la plaque de blindage utilisée pour ce véhicule.

*Tableau III-4 : Caractéristiques de la plaque de blindage*

| ***Paramètre*** | ***Valeur*** |
|---|---|
| Longueur | 1800 mm |
| Largeur | 800 mm |
| Epaisseur | 3 mm |
| Type du métal utilisé | A5 (95% aluminium) |
| Conductivité | 34,2 MS/m |

Avant de parler de l'effet du blindage sur le couplage du système WPT, nous proposons une évaluation des émissions magnétiques en présence de ce blindage. Pour ce faire, des simulations sous COMSOL sont menées. Elles concernent la comparaison du rayonnement de deux structures, la première est un coupleur sans blindage et la seconde le même coupleur avec une plaque de blindage positionnée du côté secondaire. La Figure III-35, illustre les deux structures. Pour la seconde structure, une plaque d'aluminium (1800 mm × 800 mm et d'épaisseur 3 mm) est placée à 180 mm par-dessus le primaire du coupleur. Pour des raisons de simplification du problème, il a été choisi de prendre une plaque rectangulaire pour représenter le blindage de la Renault Twizy visible sur la Figure III-34.




*a)* *b)*

*Figure III-35 : Deux structures de coupleurs, a) coupleur sans blindage, b) coupleur avec plaque de blindage au secondaire*

L'évaluation numérique (Comsol) de l'induction magnétique est réalisée pour les deux structures, sur une ligne de deux mètres de long et positionnée au centre du coupleur et à la moitié de l'air gap (75 mm) cette ligne est illustrée en rouge sur la Figure III-35. La bobine primaire (de dimensions 468 mm × 468 mm et de 6 spires) est excitée par un courant sinusoïdal d'amplitude $I_{1max}$ = 42 A et d'une fréquence de 85 kHz et ce, pour les deux structures. La Figure III-36, illustre la comparaison entre les émissions magnétiques des deux structures (en absence et en présence de la plaque de blindage).

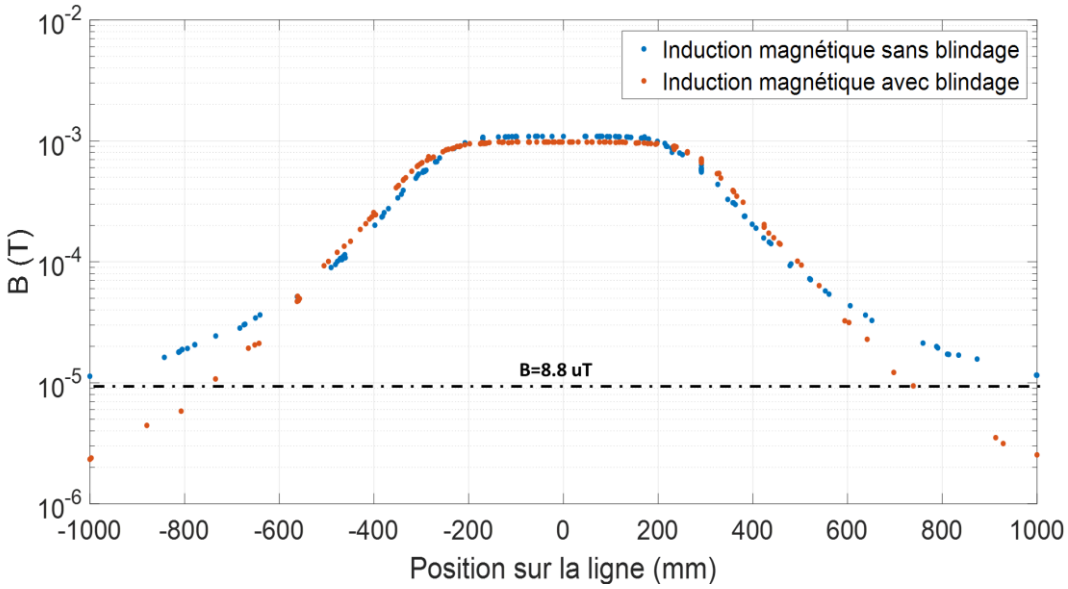
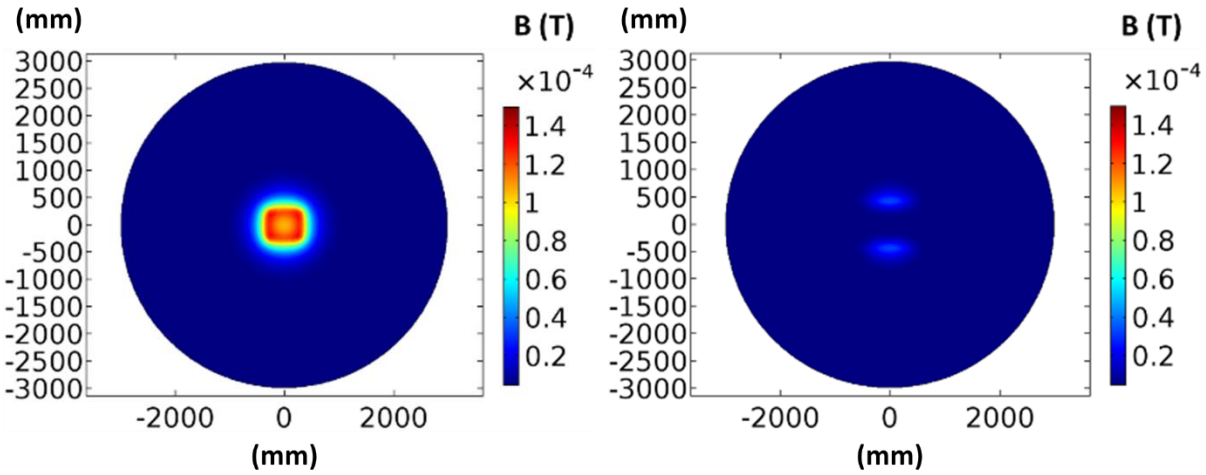



*Figure III-36 : Comparaison entre les émissions rayonnées des deux structures, coupleur sans blindage et coupleur avec blindage*

Nous constatons que l'ajout d'une plaque de blindage diminue les rayonnements dans l'environnement du coupleur. On constate une réduction de 78% de l'amplitude du champ magnétique à une distance d'un mètre à partir du centre du coupleur. Aussi la distance à partir de laquelle les recommandations de l'ICNIRP sont respectées est réduite et passe de plus d'un mètre à 70 cm.

Cette plaque de blindage réduit aussi le niveau du rayonnement magnétique au-dessus du coupleur à l'intérieur de l'habitacle du véhicule comme en témoigne la Figure III-37. Cette figure montre une cartographie du niveau d'induction magnétique sur un plan au-dessus du secondaire et à une distance de 284 mm au-dessus du primaire.




*a)* *b)*

*Figure III-37 : Rayonnements par-dessus le coupleur (intérieur de l'habitacle du véhicule) pour les deux structures, a), coupleur sans blindage, b) coupleur avec blindage*

Nous constatons là aussi, une réduction importante du rayonnement magnétique à l'intérieur de l'habitacle. Cette baisse est estimée à approximativement 98% au point « $x = 0$ mm, $y =$

$0\ \mathrm{mm}, z = 284\ \mathrm{mm}$ » (z = 0 correspondant au niveau du sol, ou au niveau de la surface supérieur de la bobine).

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à l'influence du blindage sur le coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire du coupleur. La Figure III-38 montre l'évolution des coefficients de couplage en fonction du déplacement pour les deux structures vues précédemment (avec et sans blindage). La position 0 mm correspond à la position coaxiale des deux bobines, primaire et secondaire.

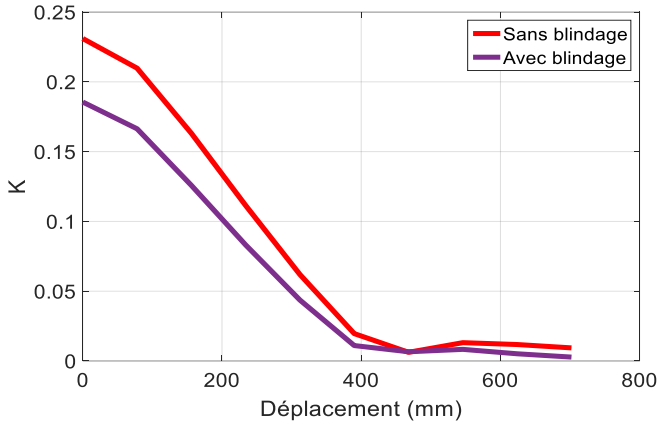



*Figure III-38 : Coefficients de couplage en fonction du déplacement des deux structures de coupleur (avec et sans blindage)*

Il est noté que la présence de la plaque de blindage implique une baisse importante du coefficient de couplage. Cette baisse est estimée à 22% en position coaxiale (correspondant à 0 mm). Elle peut s'expliquer par l'effet des courants induits dans la plaque de blindage conductrice qui atténuent le champ de fuite mais réduisent également le niveau de champ reçu par la bobine réceptrice.

Pour illustrer ce phénomène, la Figure III-39, est proposée. Elle montre la densité surfacique des courants induits sur la face inférieure de la plaque d'aluminium où, la surface colorée représente la valeur de cette densité (échelle logarithmique) et les flèches représentent sa direction.

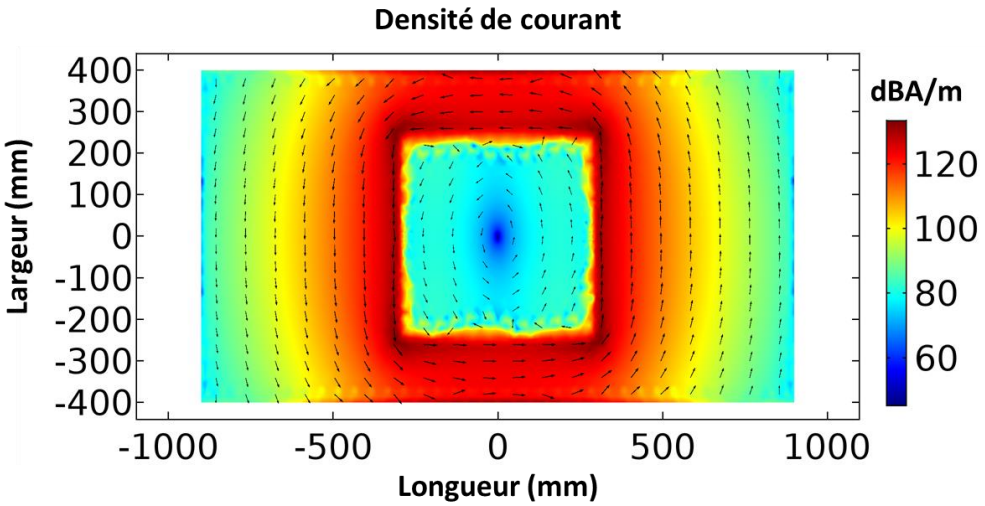



*Figure III-39 : Courants induits sur la face inferieure de la plaque de blindage.*

La zone rectangulaire à faible courant induit au centre de la plaque (zone rectangulaire au centre et en bleu) est due à la présence du matériau ferrite sur la partie supérieure de la bobine réceptrice, qui, en canalisant les lignes de champs, réduit les courants induits sur la plaque de blindage se situant derrière.

Pour pallier à cette réduction du coefficient de couplage, nous proposons de créer une petite ouverture ou une fente dans la plaque de blindage. L'effet attendu de cette ouverture est de limiter les grandes boucles de courants induits dans la plaque de blindage. L'objectif final étant de garder tout de même l'effet du blindage sur le champ de fuite, tout en réduisant son impact sur le coefficient de couplage. La Figure III-40, montre une illustration d'une telle réalisation. On peut voir sur cette figure la présence d'une fente longitudinale dans la plaque de blindage. Les dimensions de cette fente sont de 1600 mm de longueur, 20 mm de largeur et 3 mm de profondeur.

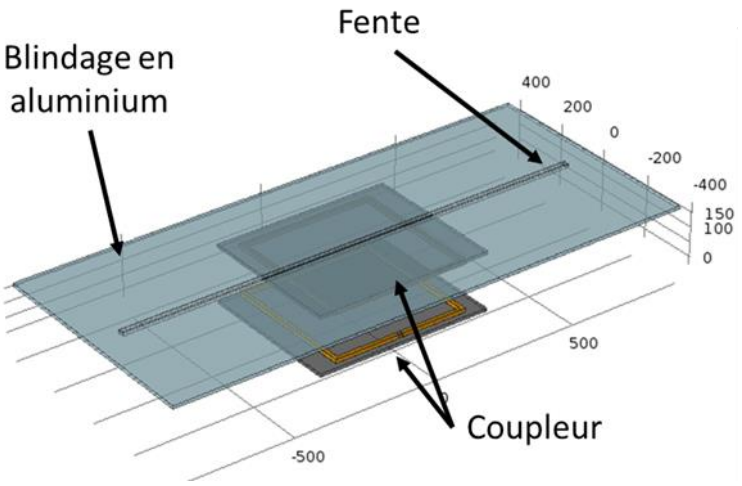



*Figure III-40 : Solution proposée, fente dans le blindage*

Les simulations numériques réalisées visibles sur la Figure III-41 montrent les effets de la présence de la rupture de la continuité du blindage sur la forme des courants induits.

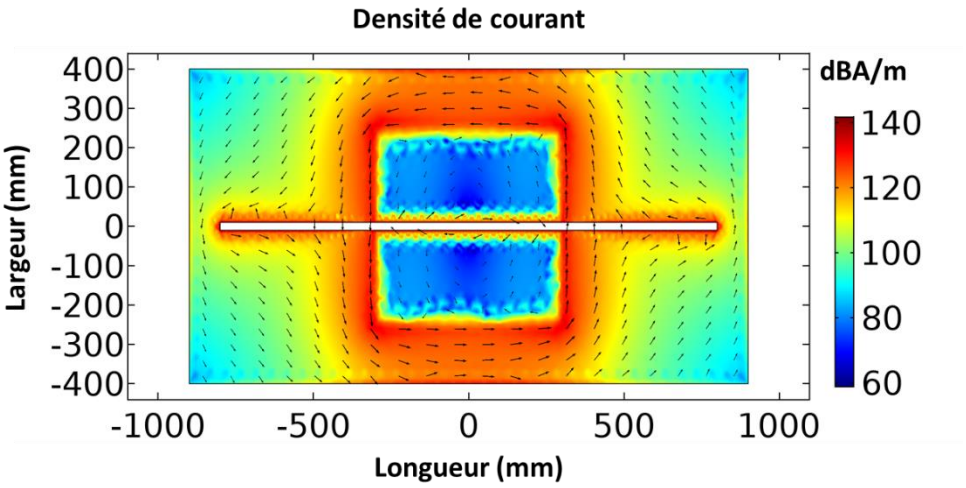



*Figure III-41 : Courants induits sur la plaque de blindage munie d'une fente*

Il est noté que la présence de la fente rend plus difficile la circulation des courants induits sur la plaque de blindage. Ces derniers sont « forcés » de contourner la fente. Pour évaluer l'impact de cette fente sur le couplage entre primaire et secondaire du système WPT, nous proposons de réaliser une étude comparative sur la Figure III-42, les coefficients de couplage pour trois structures, à savoir, sans blindage, avec plaque de blindage en aluminium et avec plaque de blindage en aluminium fendue. Cette comparaison est réalisée en position coaxiale (centrée) entre les bobines primaire et secondaire.

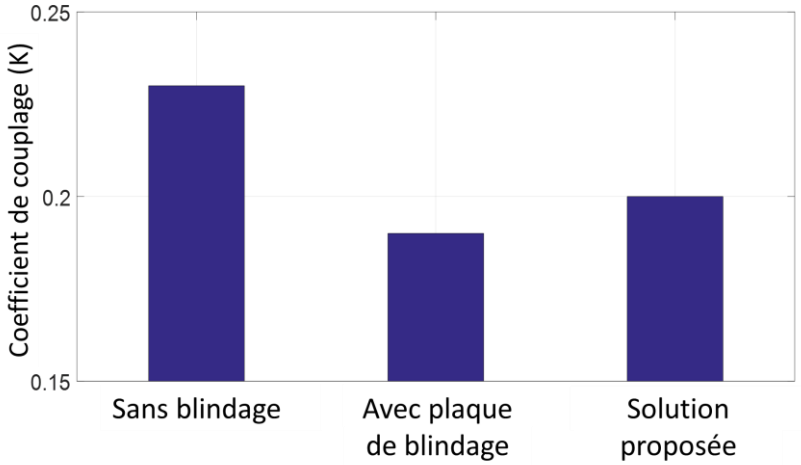
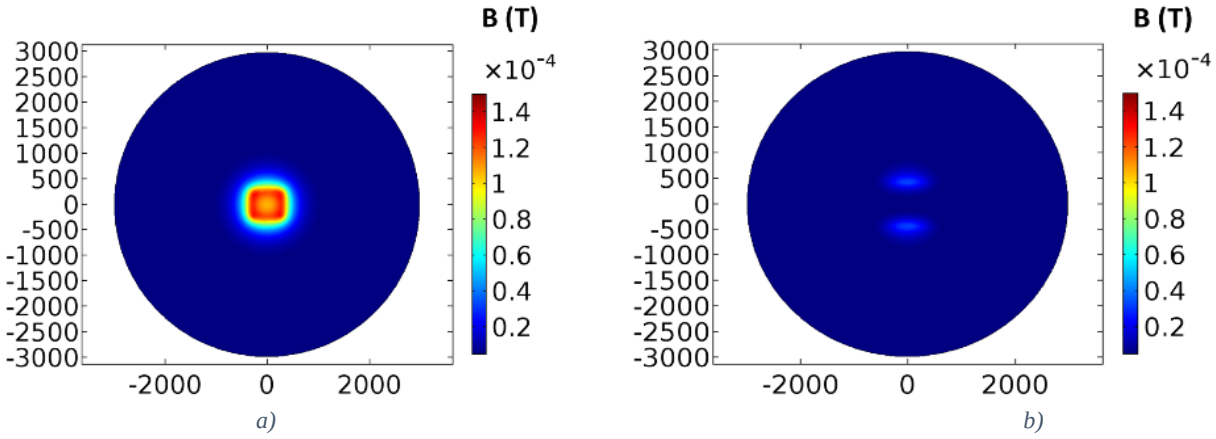
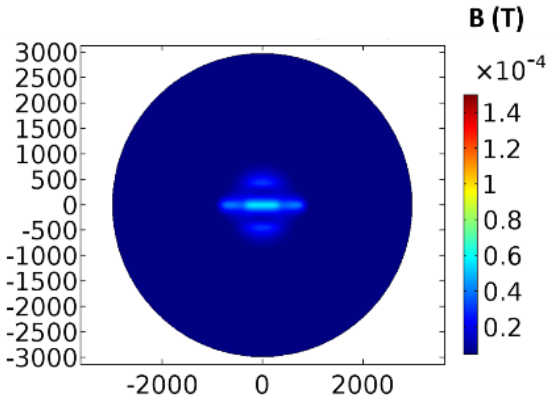



*Figure III-42 : Comparaison du coefficient de couplage pour les trois structures.*

Malgré un coefficient de couplage moins important que pour la topologie sans aucun blindage, un gain d'environ 5% peut être observé pour le blindage fendu par rapport au blindage plein.

Notons toutefois que cette méthode doit être utilisée avec précaution, car la fente aura également pour effet de réduire l'efficacité de blindage. La Figure III-43 montre une cartographie d'induction magnétique sur un plan situé à 284 mm de la bobine primaire pour les trois structures (sans blindage, avec une plaque de blindage et avec une plaque de blindage munie d'une fente).






c)

*Figure III-43 : Rayonnement du coupleur (intérieur de l'habitacle du véhicule) pour les trois structures, a), coupleur sans blindage, b) coupleur avec blindage, c) coupleur avec un blindage comportant une fente*

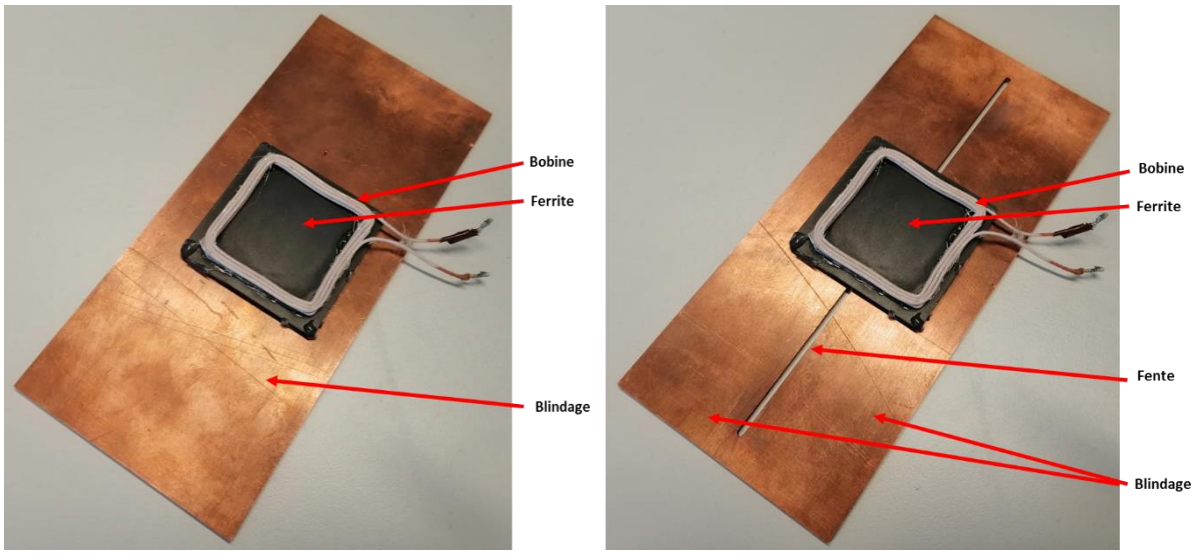
Sur les Figure III-43,a, b et c, nous observons l'impact de la fente dans le blindage sur l'induction magnétique à l'intérieur de l'habitacle. La baisse de l'induction magnétique apportée par le blindage avec fente est de 48% au point « $x = 0\text{mm}, y = 0\text{mm}, z = 284\text{mm}$ », à comparer aux 98% atteints pour la plaque de blindage sans fente.

Pour valider l'amélioration du coefficient de couplage introduite en réalisant une fente dans le blindage, des mesures de coefficient de couplage ont été réalisées. Des bobines miniatures (présentées au chapitre II dans la partie : Validation expérimentale de l'évolution du coefficient de couplage) ont été utilisées, ainsi que deux plaques de blindages, l'une munie d'une fente et l'autre sans fente. Les dimensions des plaques de blindage utilisées pour la validation expérimentale, sont homothétiques dans leurs dimensions aux plaques simulées dans COMSOL (échelle 1 :10$^{\text{ème}}$). Seules les épaisseurs ne sont pas respectées dans cette homothétie. Le Tableau III-1, donne les caractéristiques des deux plaques de blindage utilisées.

*Tableau III-5 : Caractéristiques de deux plaque de blindage (avec et sans fente)*

| ***Paramètre*** | ***Blindage sans fente*** | ***Blindage avec fente*** |
|---|---|---|
| Longueur | 180 mm | 180 mm |
| Largeur | 80 mm | 80 mm |
| Epaisseur | 3 mm | 3 mm |
| Longueur de la fente | / | 160 mm |
| Largeur de la fente | / | 2 mm |
| Matériau | Cuivre | Cuivre |

La Figure III-44 montre deux photos des deux blindages




a) b)

*Figure III-44 : Photos des deux blindages, a) sans fente, b) avec fente*

La Figure III-45 montre les résultats de mesures du coefficient de couplage avec bobines coaxiales pour les trois cas :

- Sans blindage
- Avec blindage
- Avec blindage et avec fente.

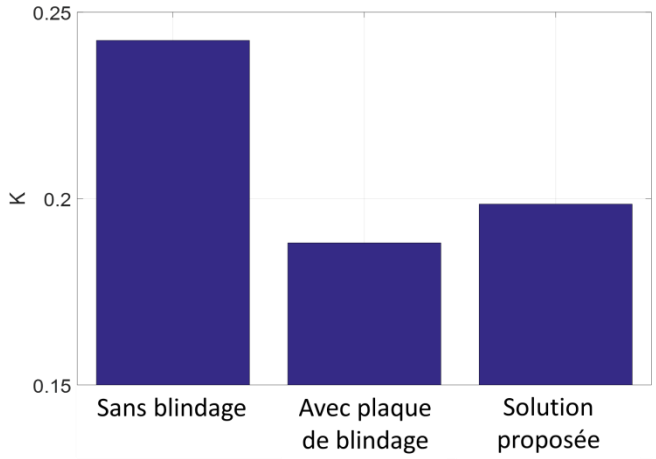



*Figure III-45 : Comparaison expérimentale du coefficient de couplage pour les trois cas.*

Les mesures confirment l'amélioration de 5% introduite par la fente par rapport à un blindage sans fente.

Nous avons proposé dans cette partie une méthode permettant de réduire l'effet du blindage sur le coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire d'un système WPT. Cette méthode est prometteuse et a permis, via l'ajout d'une seule fente, d'obtenir un gain de 5% sur le coefficient de couplage. L'utilisation de plusieurs fentes peut être envisagée afin de réduire davantage l'effet du blindage sur le coefficient de couplage. Une optimisation pourrait également être envisagée afin de déduire le nombre idéal de fentes, leurs formes ainsi que leurs

emplacements, permettant d'obtenir un compromis entre l'amélioration du coefficient de couplage et la réduction du champ magnétique dans l'habitacle du véhicule.

## III.6 Conclusion

Bien que les systèmes de transfert d'énergie par induction soient très pratiques et sûrs par rapport aux systèmes utilisant des câbles et des connecteurs, il existe une possibilité de nocivité due au champ électromagnétique. Pour un système WPT dynamique, le problème de champ électromagnétique rayonné est exacerbé car la recharge se fait alors qu'il existe un déplacement relatif et donc un désalignement des émetteurs et récepteurs de ces dispositifs. Ce rayonnement a également lieu à proximité des routes électrique et donc dans des environnements accessibles au public.

Après avoir débuté ce chapitre avec une brève définition de la CEM, nous avons présenté une étude comparative du rayonnement de différentes topologies de coupleurs en prenant comme référence les recommandations de l'ICNIRP. Après cela, nous nous sommes intéressés au pré-dimensionnement d'un blindage réalisé à partir d'une plaque conductrice. Pour ce faire, un modèle permettant de prédire le rayonnement du primaire d'un coupleur a été présenté. Puis nous nous sommes focalisés sur l'utilisation de ce modèle dans le but de prédire l'efficacité de blindage magnétique en champ proche basse fréquence en s'affranchissant de l'utilisation d'un modèle numérique 3D du système complet.

Le dernier axe de ce chapitre a été consacré à l'étude de l'influence que peut avoir le blindage magnétique sur le coefficient de couplage d'un système WPT. Une approche se basant sur l'introduction d'une fente dans le blindage a été proposée. Cette méthode a permis une amélioration du coefficient de couplage. Il pourrait être envisagé de mener encore plus loin ces travaux en intégrant plusieurs fentes de formes différentes pour améliorer encore le coefficient de couplage tout en garantissant une efficacité de blindage acceptable.

Dans le cadre d'un système de recharge en dynamique se basant sur une piste segmentée (où l'on a une succession de plusieurs bobines), d'autres problématiques liées aux rayonnements magnétiques du coupleur subsistent, elles sont dues aux interférences des différents équipements électrique et électronique entres eux, ce qui est le cas par exemple dans le cas du séquencement des bobines au sol.

# Chapitre IV.Détection de la présence du véhicule et séquencement des bobines au sol

## IV.1 Introduction

La partie relative à l'évaluation des rayonnements magnétiques ayant été traitée au chapitre précèdent, nous nous intéressons maintenant à la détection de la présence du véhicule électrique et au séquencement des bobines au sol. Le bon déroulement de ces deux procédés est important et garantit le bon fonctionnement du système DWPT.

Le système de recharge DWPT de notre étude équipe par définition des tronçons de route (particularité présentée dans le chapitre 1). Nous sommes donc en présence de plusieurs bobines au sol. L'alimentation de toutes ces bobines primaires en absence du secondaire (véhicule) engendre non seulement des pertes énergétiques mais peut aussi provoquer des problèmes de CEM liés aux rayonnements électromagnétiques de ces différentes bobines.

L'alimentation d'une seule bobine primaire quand celle-ci fait face au véhicule au lieu de toute la piste pourrait fortement atténuer ces problèmes. Il est donc nécessaire, dans une première phase, de détecter la présence du véhicule pour enclencher son alimentation et, dans une seconde phase, d'assurer le séquencement des bobines au sol, autrement dit la commutation entre les différentes bobines au sol pour assurer l'activation de la seule bobine qui se trouve en face de la bobine secondaire (du véhicule), et donc la désactivation des autres bobines de la piste.

Dans ce chapitre nous présenterons quelques techniques existantes de détection et de séquencement issues d'une recherche bibliographique. À la suite de cela nous présenterons nos travaux portant sur les deux actions précitées (détection et séquencement).

Le premier axe du chapitre portera donc sur une méthode de détection de la présence du véhicule électrique, méthode qui se base sur l'utilisation de la première bobine de la piste au sol pour mener à bien la détection. Cette méthode ne requiert pas l'ajout de capteurs (sensorless). Une série de tests expérimentaux est menée au sein du laboratoire de l'institut VEDECOM et vient consolider les résultats obtenus par simulation numérique.

Le deuxième axe du chapitre sera consacré au séquencement des bobines au sol. Nous présenterons deux solutions pouvant être envisagées, et après l'explication des avantages et lacunes de chaque solution, des caractérisations expérimentales de la solution la plus adaptée aux problèmes de séquencement sont conduites et permettent de valider les résultats obtenus par simulation numérique.

## IV.2 Détection de la présence du véhicule électrique :

Une des principales difficultés pour la mise en place d'un système de recharge DWPT consiste à détecter la présence du VE lors de son passage sur la piste électrique. La détection approximative de la position du véhicule permet de lancer le transfert de puissance et ainsi d'alimenter le VE [105].

Pour résoudre ce problème, plusieurs études [106] [107] [108] [109] et brevets industriels [110][111] ont été proposés. La majorité de ces travaux préconisent d'ajouter un capteur permettant de détecter la présence du véhicule.

### IV.2.1 Travaux antérieurs

Les auteurs des travaux menés dans [112] proposent d'ajouter deux bobines supplémentaires à la structure magnétique permettant le transfert d'énergie. Une bobine est placée côté primaire, l'autre et placée côté secondaire. Cette architecture est illustrée dans la Figure IV-1.

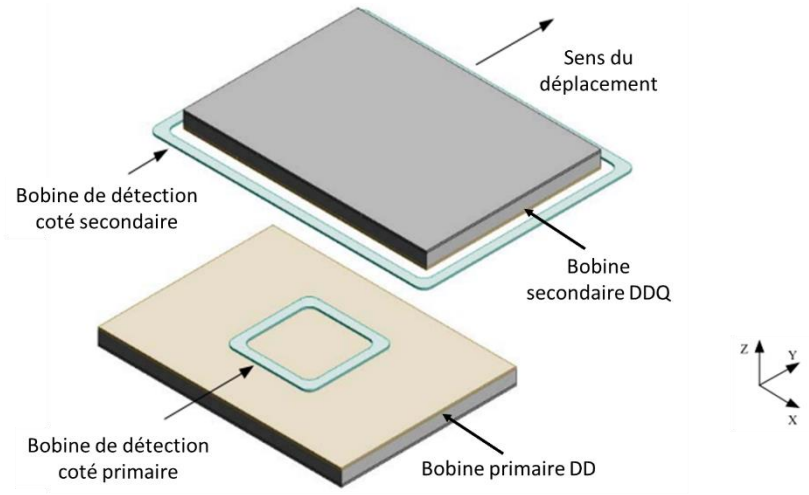



*Figure IV-1 : Capteur à effet inductif utilisée dans* [112]

La bobine de détection secondaire est alimentée par un courant alternatif à une fréquence plus grande que la fréquence d'alimentation du coupleur. Dès l'entrée du VE sur la piste, une tension induite sera observée au niveau de la bobine de détection côté primaire. La Figure IV-2, illustre la mutuelle inductance ($M_D$) entre les deux bobines de détection, cette mutuelle inductance est l'image de la tension induite dans la bobine de détection primaire

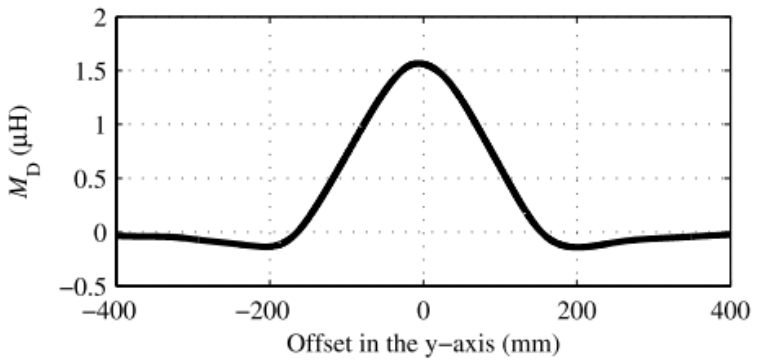



*Figure IV-2 : Mutuelle inductance entre les bobines de détection* [112]

Cette tension est utilisée pour connaître l'instant de passage du véhicule correspondant au moment où il faut activer le primaire de coupleur pour le transfert de puissance.

Cette technique est efficace, elle permet non seulement de détecter la présence du véhicule mais aussi sa position sur la piste électrique au sol ce qui permet le séquencement correct des bobines au sol. Néanmoins cette technique nécessite l'ajout de bobines supplémentaires (sur le véhicule et sur la piste au sol), ce qui représente un coût supplémentaire non négligeable pour équiper les routes d'un système DWPT.

Une autre technique, dite passive, est présentée dans [113]. Elle se base sur la détection par un capteur placé dans la bobine émettrice de l'induction magnétique induite par des aimants permanents placés au niveau de la bobine réceptrice. Lorsque que la forme de l'induction magnétique créée par les aimants est correctement conditionnée, cette solution permet d'allumer et de moduler la puissance injectée dans les bobines émettrices en fonction de la position du véhicule. La Figure IV-3 illustre cette solution en montrant, en particulier, l'emplacement des deux aimants permanents dans la partie secondaire (sous le véhicule). Pour un fonctionnement correct de cette solution, l'emplacement, la forme des aimants permanents et celle du circuit magnétique doivent être parfaitement calculés pour garantir la forme de l'induction générée par l'ensemble. Cette solution est donc technologiquement complexe à mettre en œuvre.

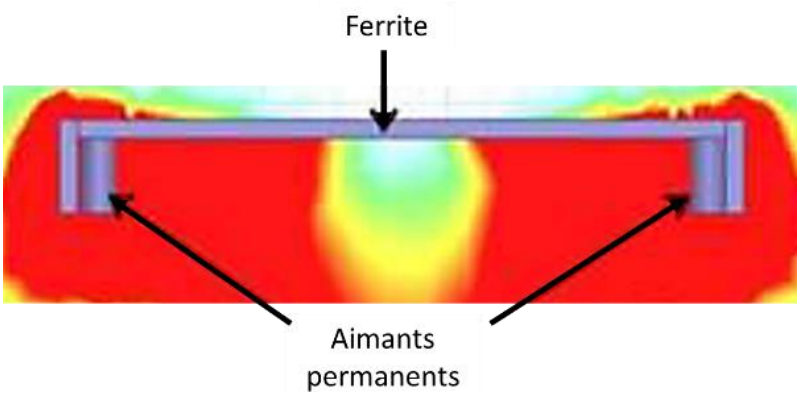



*Figure IV-3 : Emplacement des deux aimants permanents au secondaire (sous le véhicule)* [113]

De plus, comme précédemment, cette technique de détection nécessite d'utiliser des éléments supplémentaires qui impactent les coûts kilométriques des pistes équipées de ces dispositifs.

D'autres chercheurs [5] ont essayé d'utiliser un capteur capacitif pour mener à bien la détection du véhicule. La Figure IV-4 montre l'utilisation d'un capteur capacitif pour opérer la détection de présence du véhicule.

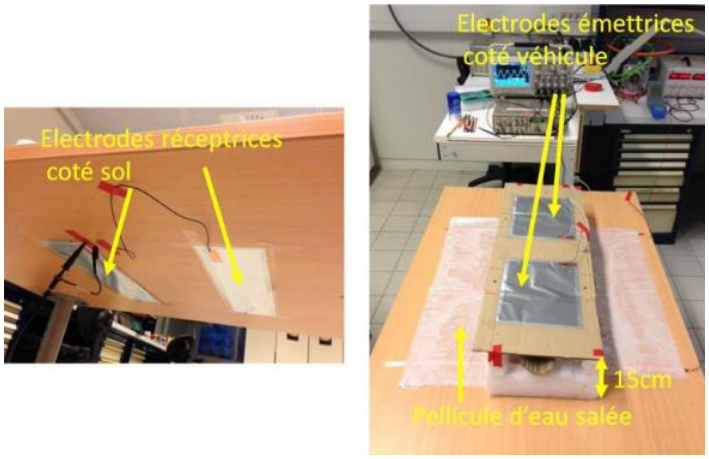



*Figure IV-4 : Utilisation d'un capteur capacitif pour la détection du véhicule* [5]

L'étude a démontré la difficulté d'utiliser ce genre de capteurs capacitifs qui demeurent sensibles aux aléas environnementaux (climat, vibration). La Figure IV-5 montre par exemple les résultats obtenus avec une piste mouillée et ou salée.

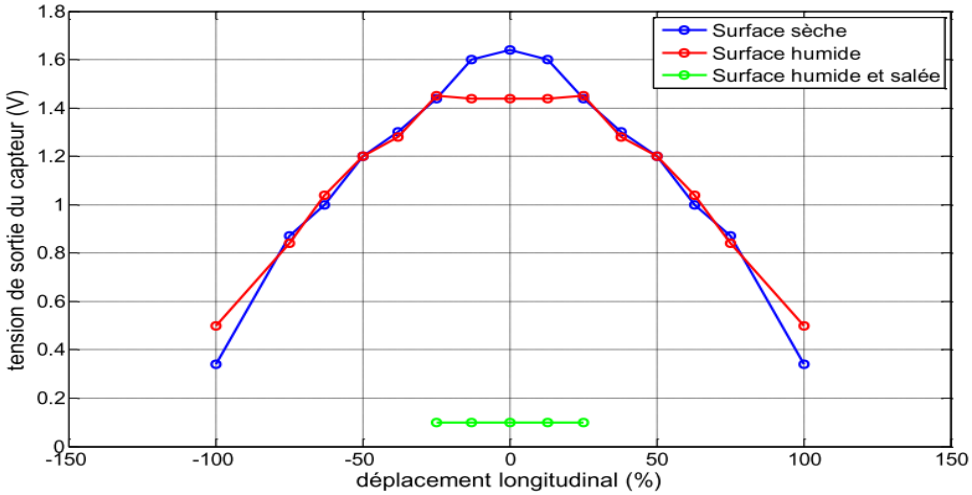



*Figure IV-5 : Influence du milieu sur le fonctionnement du capteur capacitif* [5]

Cette étude a donc conclu que l'utilisation de capteurs capacitifs n'était pas concluante du fait de la très forte sensibilité aux conditions liées à l'environnement de fonctionnement. Les auteurs ont abouti à la même conclusion dans [25] pour des technologies basées sur des capteurs optiques.

D'autres travaux de recherche permettent de s'abstenir de l'utilisation de capteurs supplémentaires pour la détection du VE. Dans [113] la solution proposée consiste à alimenter toutes les bobines à faible puissance, quand la bobine du VE passe sur une bobine au sol, l'impédance vue par cette dernière diminue. Ainsi le courant qui parcourt la bobine au sol augmente. Lorsque cette augmentation du courant est détectée, la bobine primaire commence le transfert d'énergie. L'avantage de cette méthode est la détection et le séquencement sans ajout de capteurs supplémentaires. Cependant l'alimentation de toutes les bobines au sol même à puissance réduite provoque des pertes et des rayonnements électromagnétiques. De plus, le passage ou la présence d'un objet métallique modifie l'impédance des bobines au sol et peut engendrer un faux positif et un début de transfert d'énergie alors qu'un véhicule électrique équipé d'un récepteur est absent.

### IV.2.2 Solution de détection proposée

Les travaux menés ont permis de proposer une solution à bas coût et à faible consommation d'énergie pouvant assurer la détection de la présence du véhicule sans ajout de capteurs ou d'éléments supplémentaires.

La solution proposée consiste à mettre le circuit secondaire (bobine réceptrice + condensateur de compensation) en court-circuit et à envoyer un train d'impulsions, pendant un laps de temps réduit, uniquement sur la première bobine du segment de la piste électrique au sol de telle manière à ce que ces impulsions permettent de faire circuler un courant réduit dans

l'émetteur. En mesurant le courant circulant dans la bobine émettrice à l'aide d'un capteur de courant déjà présent, il est possible de détecter la présence du secondaire.

Comme cette méthode n'est appliquée qu'à la première bobine d'un segment de piste (généralement composé de 5 bobines) et non pas à toute la piste, elle permet de réduire considérablement les pertes électriques et le rayonnement électromagnétique. La Figure IV-6 schématise la solution de détection étudiée avec un segment de piste électrique composé de 5 bobines.

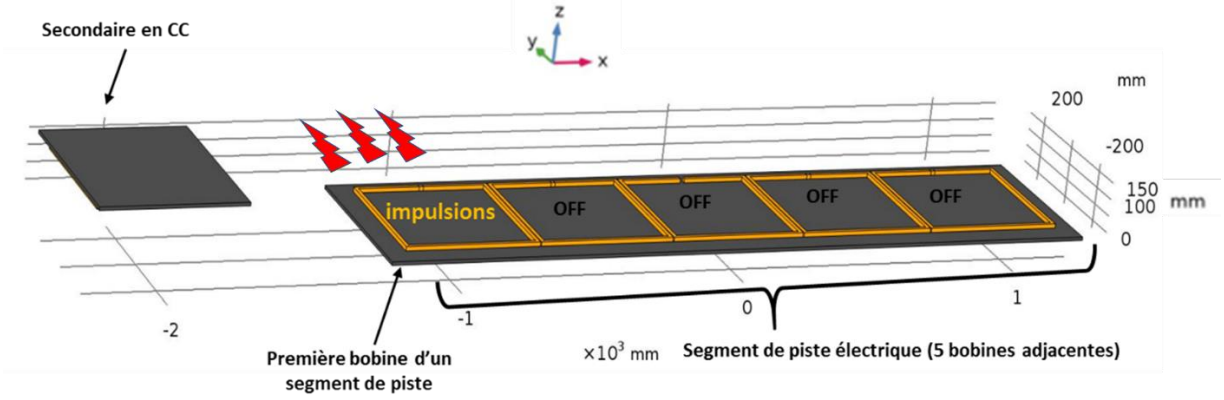
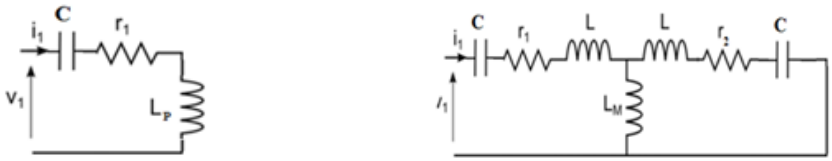



Figure IV-6 : Schéma de la solution développée avec un segment de piste

Le circuit équivalent correspondant à la première bobine de la piste en absence et en présence du secondaire court-circuité est illustré dans la Figure IV-7.




*a)* *b)*

*Figure IV-7 : Circuit équivalent de la première bobine de la piste, a) en absence du récepteur secondaire en court-circuit, b) en présence du récepteur secondaire en court-circuit*

Les impulsions sont envoyées chaque $T_{Search}$=1,2 ms et ce, pendant une durée de $T_{Impuls}$=117,65 µs,

Pour trouver la valeur de cette durée $T_{Impuls}$, nous avons pris 10 cycles de la période de la tension alternative appliquée au circuit émetteur à la fréquence de résonnance (résonance de l'inductance propre « L » et du condensateur de compensation « C ») comme le montre la relation (IV-1).

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \qquad T_0 = \frac{1}{f_0} \quad , \qquad T_{Impuls} = 10 \times T_0 \qquad \text{(IV-1)}$$

Cette durée ($T_{Impuls}$) permet donc d'envoyer plus de 10 séquences de détection durant le passage d'un véhicule circulant à une vitesse de 120 km/h au-dessus d'une bobine.

L'impulsion envoyée chaque $T_{impuls}$(le temps d'application de l'impulsion) est donc une tension alternative à la fréquence de résonance du circuit émetteur. La Figure IV-8 montre la durée et la fréquence d'apparition des séquences de détection.

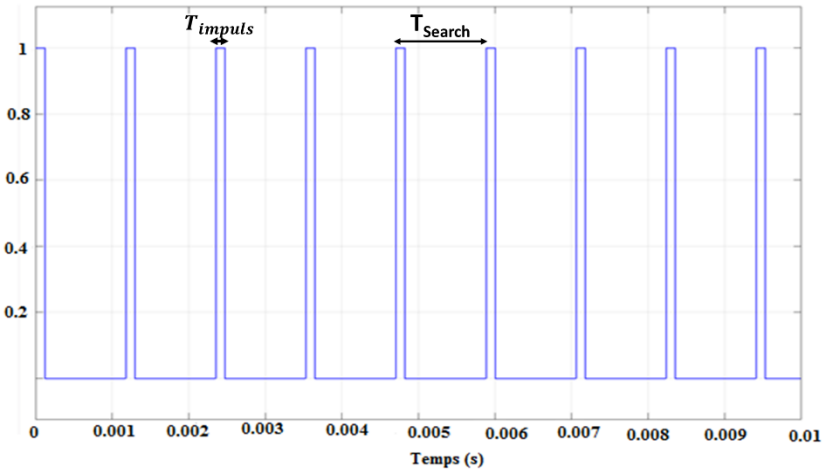



*Figure IV-8 : Durée des impulsions de recherche*

Afin de maîtriser le courant qui circule dans la bobine, une commande par déphasage des deux bras de l'onduleur est utilisée. La Figure IV-9 montre un exemple de tension générée pour un onduleur fonctionnant avec une commande par déphasage.

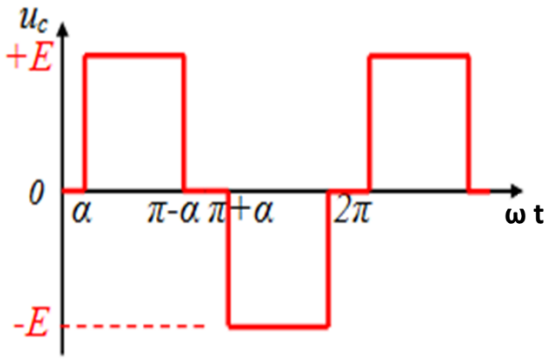



*Figure IV-9 : Exemple d'une commande par décalage*

Le courant primaire va dépendre principalement de l'amplitude du fondamental de la tension. Cette tension doit être ajustée de telle façon à détecter le véhicule, tout en minimisant les pertes énergétiques et le rayonnement magnétique. Le fondamental de la tension de sortie exprimé dans l'équation (IV-2) dépend de l'angle alpha ($\alpha$) :

$$V_1 = \frac{4}{\pi} E \cos(\alpha) \qquad \text{(IV-2)}$$

Cet angle est variable entre $0\ et\ \pi/2$, ce qui permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension entre $\frac{4}{\pi}E$ et 0.

Des simulations numériques réalisées à l'aide du logiciel Simulink ont été menées pour le développement de cette solution technique. Les caractéristiques du système simulé sont données dans le Tableau IV-1. Le coefficient de couplage a été choisi variant de 0 à 0,3 pour

tester différentes positions du récepteur : 0 représentant l'absence du récepteur et 0,3 le couplage maximum obtenu pour un alignement parfait des deux bobines.

*Tableau IV-1 : Caractéristiques du système DWPT*

| Paramètre | Valeur |
|---|---|
| **Tension du bus DC (*E*)** | 60 V |
| **Coefficient de couplage** | de 0 à 0,3 |
| **Inductances primaires et secondaires** | 63 µH |
| **Condensateurs primaire et secondaire** | 56 nF |

La Figure IV-10 montre les impulsions de tension envoyées à l'émetteur pendant la phase de détection.

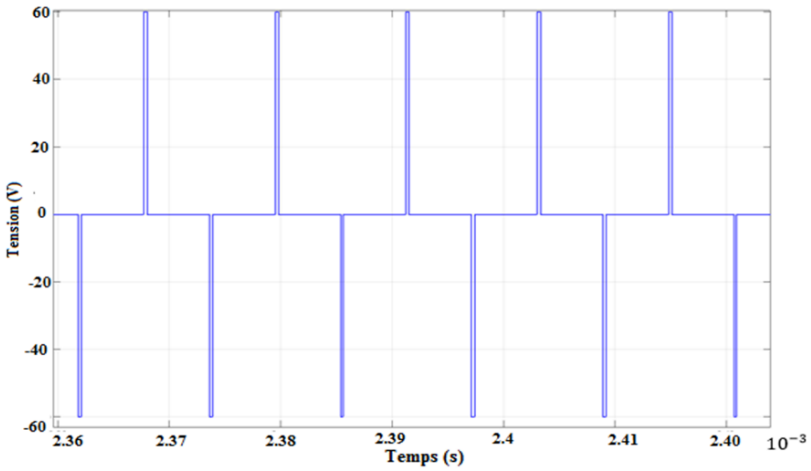



*Figure IV-10 : Impulsions de recherche*

Le choix du courant circulant dans la bobine doit prendre en considération non seulement la sensibilité du capteur utilisé pour la détection au niveau de la bobine secondaire mais doit aussi assurer le minimum de perte en énergie. Dans le cas d'absence du véhicule, le courant est contrôlable à travers l'angle alpha sachant que dans ce cas l'impédance vue par l'onduleur ne varie pas. La Figure IV-11, montre les différentes valeurs crête du courant obtenues en variant l'angle alpha (simulation numérique).

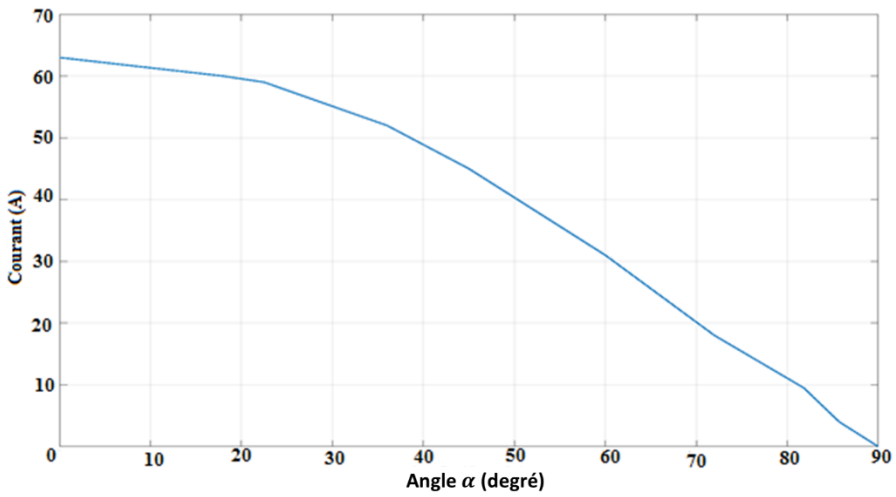



*Figure IV-11 : Variation du courant crête en fonction d'alpha*

Dans ce que suit nous choisissons $\alpha = 85{,}7°$ correspondant à un courant crête dans la bobine émettrice de 4 A en cas d'absence de véhicule.

L'approche du véhicule sur la première bobine du segment de piste, provoque une variation de l'impédance équivalente vue par l'onduleur. Cette variation est d'autant plus importante que le circuit secondaire composée de la bobine et du condensateur de compensation est en court-circuit. En présence du véhicule l'impédance vue par la source (Figure IV-7-b) vaut :

$$Z_T = r_1 + \frac{\omega_0^2 . L_M^2}{r_2} = r_1 + \frac{\omega_0^2 . L_p^2}{r_2}\, k^2 \qquad \text{(IV-3)}$$

L'inductance mutuelle et donc l'impédance équivalente côté émetteur dépendent du coefficient de couplage entre la bobine primaire et secondaire. L'impédance augmente donc au fur et à mesure du positionnement du récepteur en court-circuit au-dessus de la bobine émettrice. A forme d'impulsions de détection fixée, le courant absorbé par l'émetteur diminue donc. La Figure IV-12 illustre le résultat d'une simulation du courant crête en fonction du coefficient de couplage.

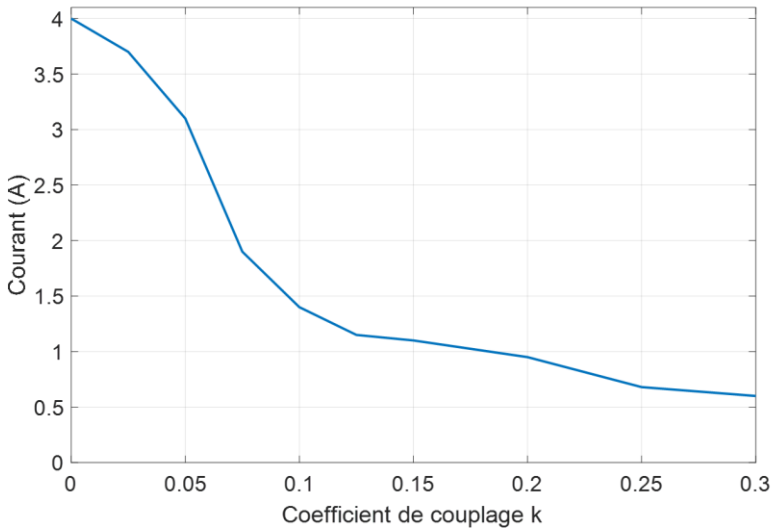
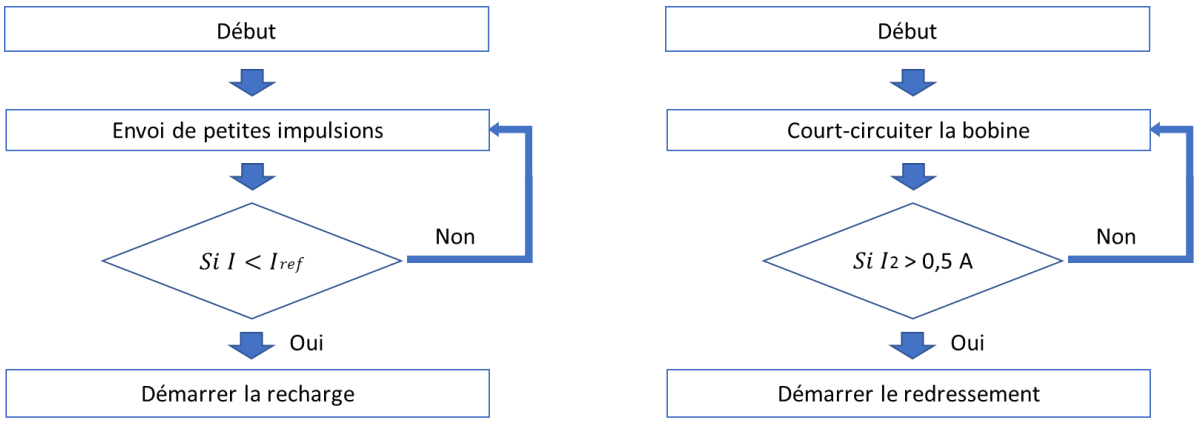



*Figure IV-12 : Variation du courant en fonction du coefficient de couplage.*

Nous remarquons que plus le couplage augmente moins le courant est important dans la première bobine de la piste. Le couplage minimal pour commencer à charger un véhicule est de l'ordre de 0,1 de manière à ce que l'efficacité énergétique du transfert d'énergie soit suffisante. En exploitant la courbe précédente, on peut voir que le courant passe de 4 A (absence du véhicule) à 1A quand le couplage est égal à 0,1. Le passage du courant en deçà de cette valeur permet de déterminer les instants d'activation de la première bobine de la piste.

La Figure IV-13, illustre l'algorigramme adopté pour le démarrage de la séquence de recharge côté primaire et secondaire du coupleur.




*a)* *b)*

*Figure IV-13 : Algorigramme de démarrage de la séquence de recharge a) côté primaire; b) côté secondaire*

Une fois l'opération de détection effectuée, la première bobine du segment de piste entame le transfert de puissance au secondaire, ce transfert a lieu pendant toute la période de présence du secondaire (en déplacement) en face de cette bobine primaire.

Lorsque le secondaire sort du sillage de la première bobine, il fera face à la seconde bobine du segment de piste. Il a été démontré dans [5], qu'en monitorant les tensions et/ou les courants parcourant cette deuxième bobine du segment de piste on pouvait déduire la position du véhicule et donc entamer l'envoi de puissance à partir de cette deuxième bobine du segment de

piste au moment adéquat. En procédant ainsi de manière successive pour toutes les bobines suivantes, il est possible d'assurer le bon séquencement d'alimentation des bobines au sol sans l'utilisation de capteurs supplémentaires.

### IV.2.3 Validation expérimentale

Des mesures ont eu lieu pour la validation expérimentale de la méthode de détection. La Figure IV-14, montre le dispositif de mesure sans présence du secondaire (véhicule).

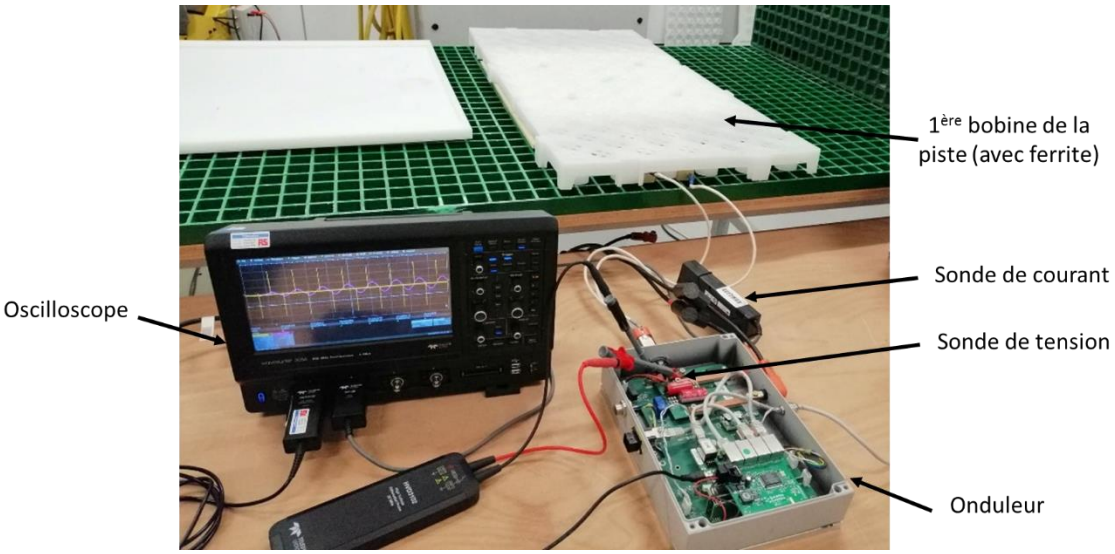



*Figure IV-14 : Dispositif de validation expérimentale de la méthode détection*

L'onduleur sert à fournir les impulsions de recherche, l'oscilloscope nous permet de visualiser les signaux de courant et de tension dans la bobine via une sonde de courant et de tension. La Figure IV-15 montre le même dispositif en présence de la bobine secondaire à une position correspondant à k=0,1.

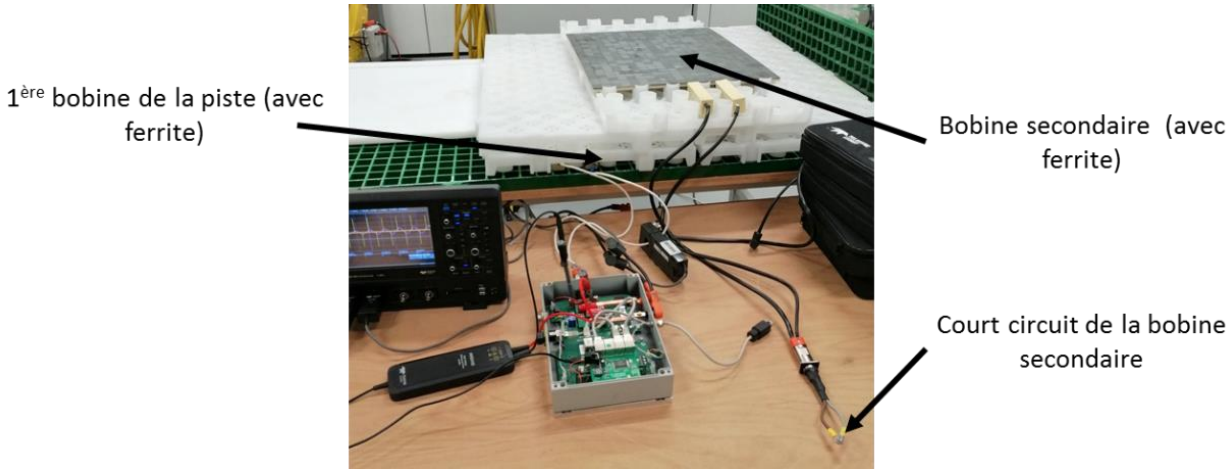



*Figure IV-15 : Dispositif en présence du secondaire*

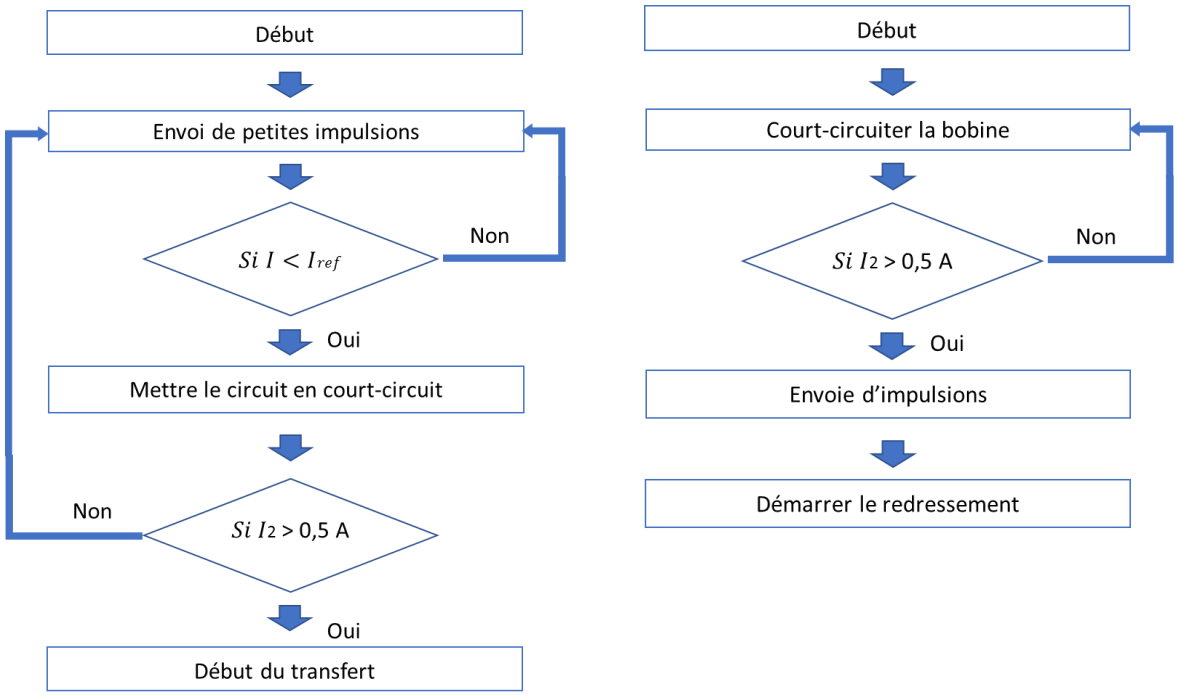
Les mesures ont permis d'obtenir un courant crête I=3,2 A dans le cas d'absence du véhicule, et un courant crête de I=1,45A pour le cas d'un secondaire correspondant à un coefficient de couplage de k=0,1.

Même si ces derniers résultats ne correspondent pas parfaitement aux résultats obtenus par simulations numériques (vus précédemment dans la Figure IV-12), ils permettent l'observation de la réduction du courant absorbé au primaire quand le couplage augmente. Les différences entre les résultats obtenus par simulation numérique et ceux obtenus par expérimentation peuvent être dues à la non prise en compte dans les simulations numériques d'éléments extérieurs qui peuvent perturber les valeurs des éléments du coupleur, comme par exemple les effets de la table métallique du banc expérimental qui influent sur les valeurs d'inductances.

Notons toutefois que ces différences significatives constatées révèlent un problème pouvant remettre en question la solution proposée, puisque le passage d'une plaque ou de tout autre objet conducteur (châssis d'un véhicule thermique par exemple) peut amener des variations de courant susceptibles d'activer le système de recharge. Il est donc nécessaire de distinguer les différences entre la présence d'un véhicule à charger et la présence de parties métalliques non désirées.

Pour aboutir à cela, nous proposons une amélioration future de la solution proposée. Ainsi dès lors que le véhicule reçoit les impulsions envoyées par la première bobine de la piste, il envoie à son tour des impulsions à la bobine primaire en exploitant sa bobine de recharge, pendant que la première bobine de la piste est mise en court-circuit.

Les impulsions envoyées par le véhicule sont les mêmes que celles envoyées au primaire, le circuit vu par le véhicule devient le même que celui vu par le sol dans la phase d'envoi d'impulsion. L'algorigramme de la Figure IV-16, permet d'illustrer le fonctionnement de cette évolution du système de détection.




*a)* *b)*

*Figure IV-16 : Algorigramme amélioré de démarrage de la séquence de recharge a) coté primaire, b) coté secondaire*

Une fois la détection opérée, le circuit primaire abandonne le court-circuit, et commence l'envoi de puissance, le circuit secondaire quant à lui démarre le redressement et permet ainsi de recharger la batterie du véhicule et/ou d'alimenter les équipements électriques du véhicule.

Cette technique ne permet de gérer que l'alimentation de la première bobine de la piste. Il est donc nécessaire d'assurer également le séquencement des bobines au sol, ce qui permet au fil du déplacement du véhicule, d'alimenter à chaque fois la bobine faisant face au véhicule.

## IV.3 Séquencement des bobines au sol

Dans un système DWPT le véhicule se recharge tout en roulant. Il fait donc face aux différentes bobines constituant la route électrique au fil de son déplacement.

Comme indiqué précédemment, il est nécessaire de n'alimenter que la bobine faisant face au véhicule plutôt que l'ensemble des bobines de la route électrique afin d'éviter d'engendrer des pertes et des rayonnements magnétiques parasites et potentiellement dangereux.

La solution de détection vue précédemment ne permet l'enclenchement de l'alimentation que de la première bobine d'un segment de piste. Une fois que le véhicule quitte le « périmètre » de cette première bobine, il est nécessaire de déclencher l'alimentation de la bobine suivante pour permettre une continuité dans l'alimentation du véhicule.

Le séquencement des bobines au sol consiste donc au passage de l'alimentation d'une bobine à l'alimentation de sa voisine pour garantir l'activation de la seule bobine faisant face au véhicule.

L'architecture générale d'une piste électrique est représentée à la Figure IV-17. Un bus DC commun permet d'alimenter les bobines successives désignées par N-2, N-1, N, N+1, N+2 au travers d'une série d'onduleurs. On peut également voir sur cette figure la bobine réceptrice, le redresseur secondaire. Le sens du mouvement de la bobine secondaire est indiqué par une flèche.

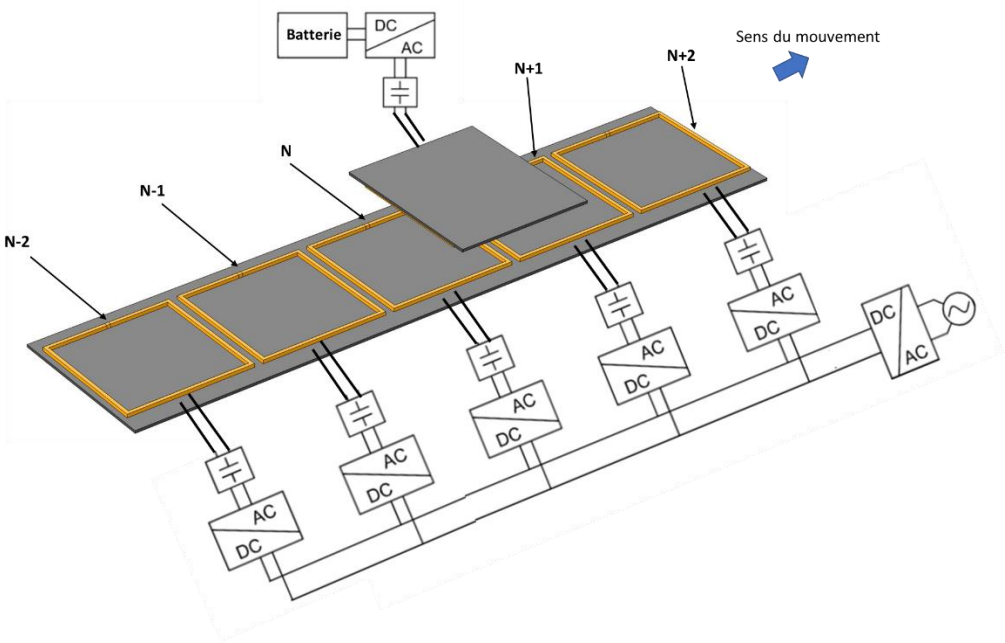



*Figure IV-17 : Architecture d'une route électrique*

Différents travaux ont été menés pour obtenir le séquencement d'alimentation des bobines. La plupart [109] [114] [115] nécessitent l'ajout de capteurs supplémentaires, implantés au niveau de chaque bobine au sol.

Toutefois dans [5], les auteurs utilisent une autre méthode pour générer le séquencement des bobines au sol. Cette méthode ne nécessite pas l'ajout de capteurs supplémentaires. C'est cette solution que nous allons étudier dans la suite de ce chapitre. Cependant et comme toute méthode, elle a ses inconvénients auxquels nous allons tenter de remédier.

Dans le cas du système développé dans [5], la technique utilisée consiste à imposer la conduction à deux des transistors situés au même niveau du pont en H constituant l'onduleur (les deux transistors du bas par exemple) alimentant les bobines N-1 et N+1 adjacentes à la bobine N transmettant de l'énergie. Le circuit émetteur constitué par la bobine et le condensateur de résonance se retrouve alors en court-circuit ; nous utiliserons dans la suite le terme d'« émetteur en court-circuit » pour caractériser ce mode de fonctionnement.

Le court-circuit des émetteurs adjacents N-1 et N+1 permet, entre-autre chose, de limiter les tensions induites dans les bobines adjacentes par la bobine N et la bobine secondaire lors du transfert de puissance par les inductions importantes vues par ces bobines.

La mise en court-circuit des bobines N-1 et N+1 présente un autre avantage : elle permet le séquencement des bobines au sol. En effet, il a été noté que pendant le déplacement du véhicule et au moment où celui-ci se trouve entre les deux bobines N et N+1, les courants parcourant ces deux bobines étaient égaux. Il suffit donc de comparer ces deux courants pour en déduire la position du véhicule et ainsi commuter la bobine émettrice au moment adéquat.

Cette méthode présente toutefois un inconvénient. En effet, les bobines N-1 et N+1 en court-circuit parcourues par un courant important génèrent à leur tour des champs magnétiques qui

induisent des tensions de forte amplitude aux bornes de la bobine N+2 qui est, elle, en circuit ouvert du fait du couplage magnétique entre les différentes bobines voisines au sol.

Pour essayer de pallier ce problème, nous proposons de mener une étude par simulation numérique sur plusieurs architectures de piste avec le logiciel de simulation COMSOL :

- La première configuration correspond à une piste pour laquelle les bobines N et secondaire sont parcourues par un courant et où toutes les autres bobines sont en circuit ouvert. Cette configuration permet de mettre en évidence les tensions induites sur les bobines N-1 et N+1
- Dans la seconde configuration, nous introduisons des séparations métalliques entre les différentes bobines de la piste. Nous avons choisi un matériau métallique et donc conducteur dans l'hypothèse que la présence de cette séparation permettrait de réduire le rayonnement reçu par les bobines adjacentes à celle servant au transfert d'énergie. La réduction est liée à l'effet de courants de Foucault parcourant les séparations et s'opposant aux champs magnétiques qui les créent ;
- Pour la troisième configuration, nous adoptons la solution développée dans [5], où les bobines N-1 et N+1 sont mises en court-circuit avec leurs condensateurs de compensation ;
- Finalement la dernière simulation numérique menée portera sur l'utilisation d'une nouvelle architecture basée sur un déploiement diffèrent des bobines formant la piste électrique. Nous verrons les avantages apportés par ce type de piste.

### IV.3.1 Première configuration : toutes les bobines de la piste en circuit ouvert

La première configuration à laquelle nous nous intéressons correspond à celle d'une piste où seule la bobine N est alimentée avec un courant de $I_{1max}$ =60 A. Les bobines N-2, N-1, N+1 et N+2 sont en circuit ouvert. Le secondaire est quant à lui traversé par un courant de $I_{2max}$ =60 A. La Figure IV-18 décrit cette première configuration.

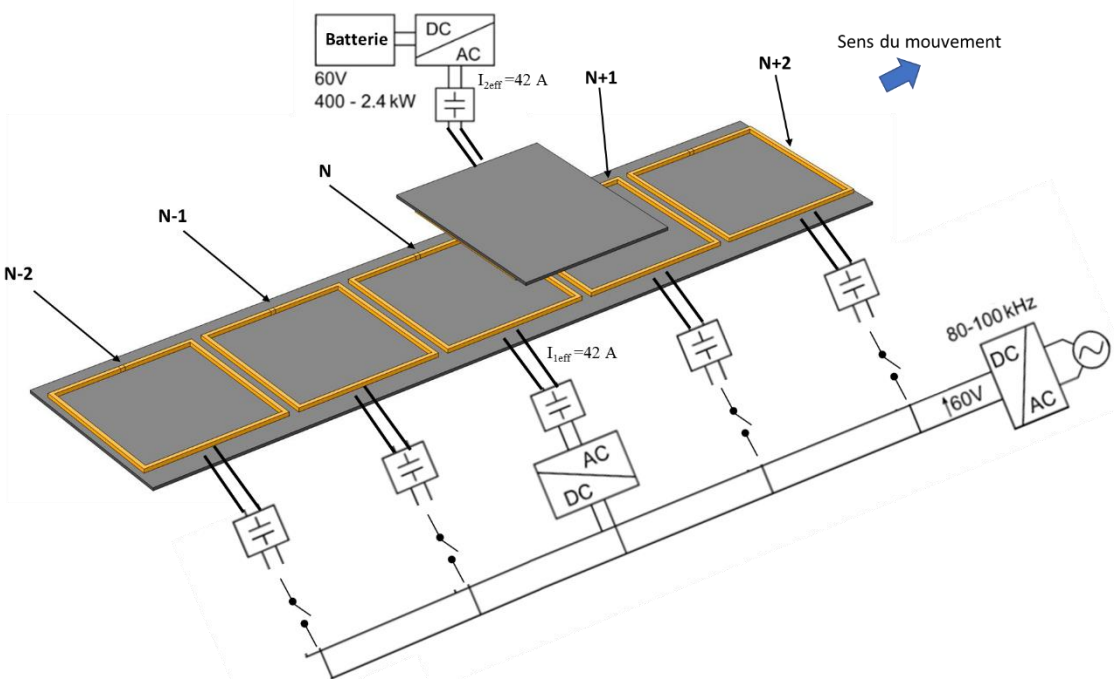



*Figure IV-18 : Première configuration : Bobines N-2, N-1, N+1 et N+2 en circuit ouvert.*

Dans la simulation, le secondaire se déplace à partir de la position coaxiale avec la bobine N (position = 0 mm) jusqu'à une position de 234 mm qui correspond à la position pour laquelle la bobine réceptrice se trouve exactement à mi-chemin entre les bobines adjacentes N et N+1. C'est à partir de cette position qu'il faut commuter l'alimentation de la bobine N vers la bobine N+1 pour garantir un bon séquencement.

Le Tableau IV-2 montre les valeurs crêtes des tensions obtenues aux bornes des bobines N-2, N-1, N+1 et N+2 en fonction du déplacement du secondaire.

*Tableau IV-2 : Tensions crêtes aux bornes des bobines dans le cas de la première architecture.*

| **Déplacement** | **$V_{n+1}$ (V)** | **$V_{n-1}$ (V)** | **$V_{n+2}$ (V)** | **$V_{n-2}$ (V)** |
|---|---|---|---|---|
| **0 mm** | 194 | 194 | 4,1 | 4,1 |
| **78 mm** | 280 | 168 | 1 | 7,2 |
| **156 mm** | 417 | 169 | 3,7 | 9,6 |
| **234 mm** | 559 | 174 | 9 | 11,5 |

Nous pouvons remarquer qu'à la position initiale il existe des tensions sur toutes les bobines de la piste. Ces tensions sont induites par les champs magnétiques générés par les courants parcourant le primaire et le secondaire.

Il est aussi noté qu'à la position initiale les tensions $V_{n-1}$ et $V_{n+1}$ sont identiques. Ceci s'explique par le fait que ces deux bobines reçoivent le même rayonnement magnétique.

Au fil du déplacement du secondaire par rapport à la piste électrique, les tensions induites sur les bobines N+1 et N+2 augmentent, ceci est dû au rapprochement du secondaire parcouru par un courant avec ces bobines.

Nous pouvons aussi constater que la tension crête aux bornes de la bobine N+1 dépasse 550 V quand le secondaire est à la position de 234 mm. Si l'interrupteur permettant de mettre sous tension l'émetteur est situé entre l'onduleur et le circuit résonant, celui-ci doit être dimensionné pour tenir cette tension ce qui correspond à un facteur de dimensionnement important pour cet élément. Il doit également être bidirectionnel en courant ce qui rajoute à la difficulté de réalisation. Si, par contre, chaque émetteur est associé à un onduleur, alors l'interrupteur de mise sous tension de chaque émetteur peut être placé entre le bus d'alimentation DC général et le bus DC de l'onduleur. Dans ce cas, il peut être unidirectionnel en courant. Toutefois, les transistors de l'onduleur doivent alors supporter la tension crête aux bornes de la bobine et doivent donc être surdimensionnés en tension.

À titre d'exemple, dans notre dispositif expérimental, les MOSFET utilisés de référence PSMN5R6-100PS ont une tenue en tension maximale de 100V [116] pour un bus continu régulé à 60V. Nous voyons donc très clairement, que cette tension maximale est très largement dépassée et que ce mode de fonctionnement de la piste n'est pas viable dans cette configuration.

Cette étude démontre ainsi, qu'il est difficilement envisageable de laisser toutes les bobines au sol en circuit ouvert, à cause des tensions importantes que devront tenir les composants de l'électronique de puissance dans cette configuration.

### IV.3.2 Deuxième configuration : séparations conductrices entres les bobines de la piste

Afin de réduire les tensions induites dans les bobines adjacentes à la bobine N, nous proposons de réduire le couplage entre les différentes bobines au sol (N-2, N-1, N, N+1, N+2). Pour y parvenir, nous pourrions envisager d'éloigner les bobines les unes des autres. Cependant une telle configuration aurait pour effet de réduire d'avantage le couplage moyen (sur l'ensemble de la trajectoire) entre le primaire et le secondaire.

Une autre solution envisageable pour réduire le couplage entres les bobines de la piste électrique consiste à insérer une séparation faite à partir d'un matériau conducteur entre les différentes bobines de la piste. La Figure IV-19 montre une telle architecture de piste. Dans la simulation les séparations conductrices sont choisies en cuivre.

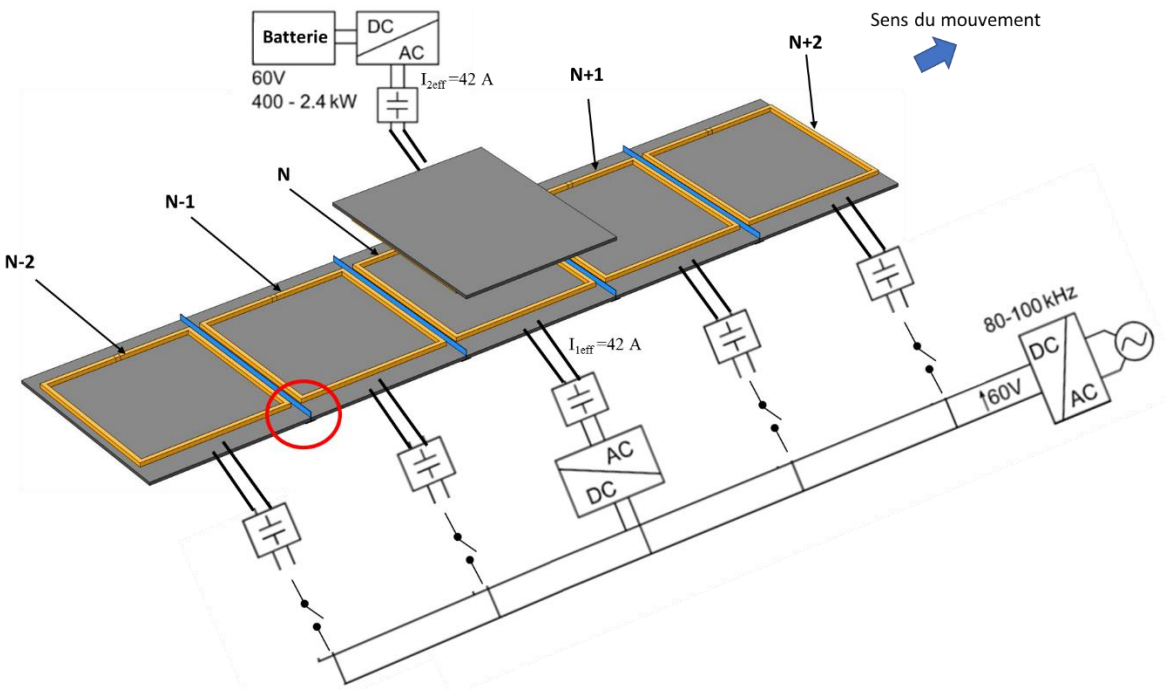



*Figure IV-19 : Configuration de piste munie de séparations conductrices (cuivre) entre les différentes bobines au sol*

Les séparations en cuivre se comportent comme un « blindage » entre les bobines primaires. La Figure IV-20 montre une vue agrandie de la zone entourée en rouge sur la Figure IV-19.

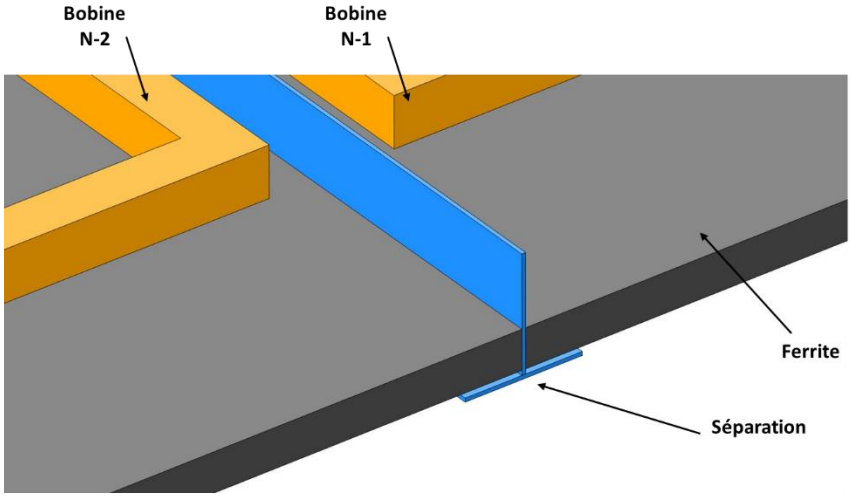



*Figure IV-20 : Zoom sur une séparation*

On peut noter que la séparation a une forme en T inversée. L'épaisseur de ce « blindage » doit être supérieure à l'épaisseur de peau du cuivre à la fréquence de fonctionnement. Cette dernière est estimée à 0,33 mm. Nous avons donc choisi une épaisseur du blindage égale à $e_{ali} = 1$ mm.

Pour cette configuration, les tensions crêtes induites au niveau des bobines adjacentes (N-2, N-1, N, N+1, N+2) sont données dans le Tableau IV-3 lorsque la bobine N est alimentée avec un courant de $I_{1max}$ =60 A, le secondaire est traversé par un courant de $I_{2max}$=60A et les bobines N-2, N-1, N+1 et N+2 sont en circuit ouvert.

*Tableau IV-3 : Tensions crêtes aux bornes des bobines dans le cas de la seconde architecture.*

| Déplacement | $V_{n+1}$ (V) | $V_{n-1}$ (V) | $V_{n+2}$ (V) | $V_{n-2}$ (V) |
|---|---|---|---|---|
| **0 mm** | 112 | 112 | 0,5 | 0,5 |
| **78 mm** | 168 | 96 | 0,5 | 1,2 |
| **156 mm** | 264 | 97 | 2,1 | 2,1 |
| **234 mm** | 369 | 101 | 4,6 | 2,6 |

En comparant les résultats obtenus avec ceux de la première configuration de piste, nous pouvons constater que les tensions au niveau des bobines adjacentes (N-2, N-1, N+1 et N+2) sont significativement réduites d'environ 30%. Néanmoins, ces tensions restent importantes. Elles sont, dans cette configuration, majoritairement induites par l'induction créée par la bobine secondaire.

Notons également, que l'utilisation de séparations métalliques entres les différentes bobines au sol impacte significativement le coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire du coupleur. La Figure IV-21 montre l'évolution du coefficient de couplage entre la bobine N et le secondaire en fonction du déplacement de ce dernier.

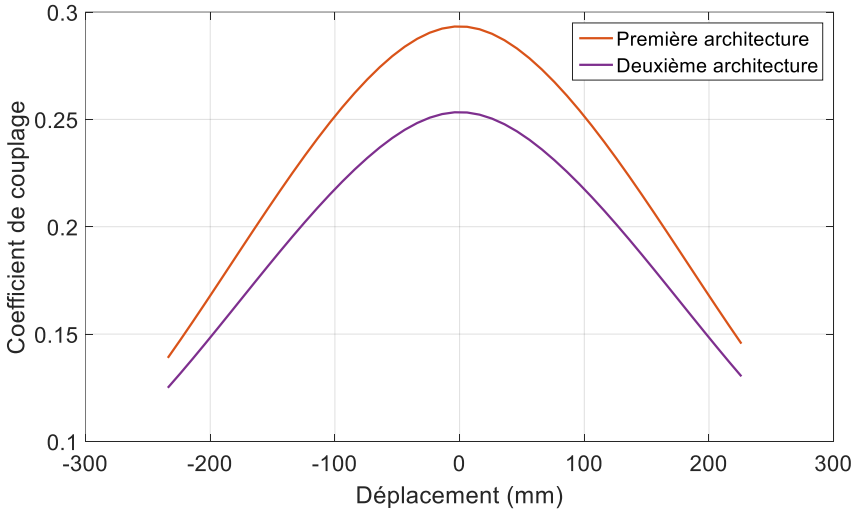



*Figure IV-21 : Comparaison de l'évolution du coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire entre les architectures un et deux.*

Nous remarquons que le coefficient de couplage entre la bobine N et le secondaire dans le cas d'une piste munie de séparations conductrices est inférieur d'environ 13% en position coaxiale à celui d'une configuration sans plaques de séparation.

Bien que cette seconde configuration ait permis de réduire les tensions induites dans les bobines adjacentes à la bobine N, elle présente de nombreux inconvénients, parmi lesquels nous pouvons citer :

- La détérioration du coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire. Cette diminution est préjudiciable au fonctionnement du système WPT où l'on a des couplages déjà faibles ;

- L'augmentation des pertes électriques et l'échauffement du système, les plaques étant conductrices les courants de Foucault y circulant créent des pertes supplémentaires qui viennent s'ajouter aux autres pertes du système WPT ;
- Une réduction notable mais insuffisante des tensions induites dans les bobines adjacentes à la bobine N ;
- L'augmentation des coûts des infrastructures au sol du fait de l'insertion de matériaux supplémentaires.

L'analyse de cette deuxième configuration de piste démontre qu'il est possible de réduire les tensions apparaissant sur les bobines adjacentes au sol en ajoutant des séparations conductrices entres les différentes bobines au sol. Toutefois, cette méthode présente de nombreux défauts alors que la réduction de tension apportée reste relativement modeste. Nous allons donc étudier deux autres configurations.

### IV.3.3 Troisième configuration : bobines N-1 et N+1 en court-circuit

Dans cette partie, nous allons utiliser la méthode développée dans [5], où les bobines N-1 et N+1 sont misent en court-circuit avec leurs condensateurs de compensation. Nous gardons les mêmes courants d'alimentation des bobines N et secondaire $I_{1max} = I_{2max} = 60$A.

La Figure IV-22 montre la configuration de la piste électrique adoptée dans cette partie.

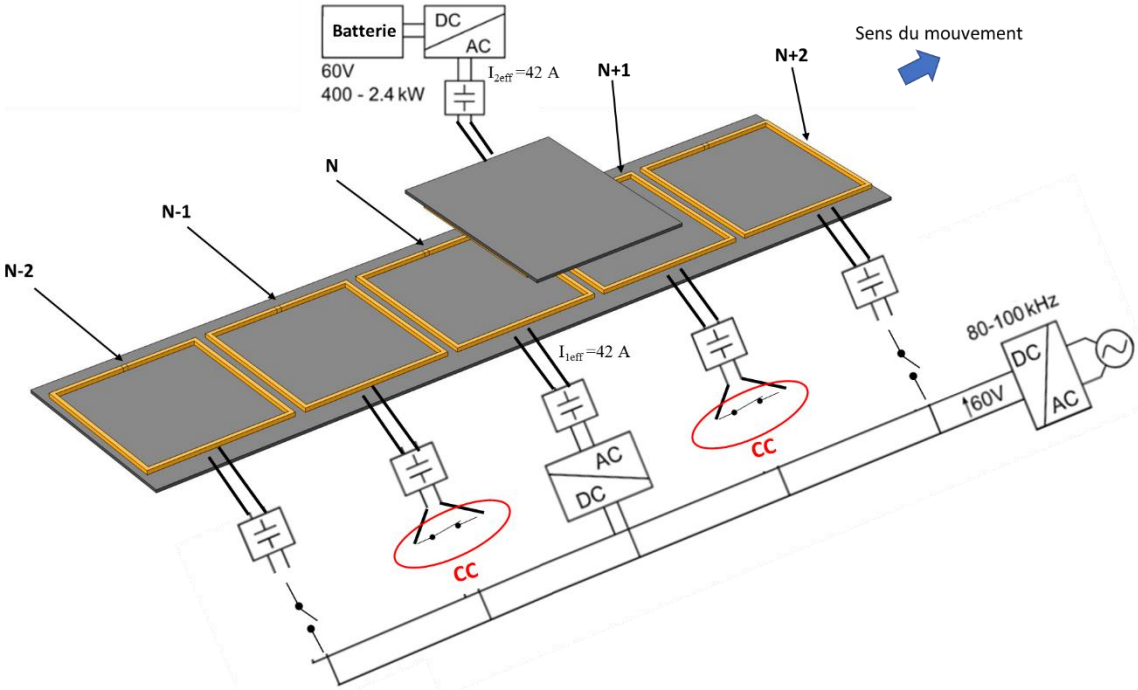



*Figure IV-22 : Troisième configuration : bobines N-1, N+1 en CC et bobines N-2, N+2 en circuit ouvert.*

La solution proposée ici permet de « contourner » le problème des tensions importantes apparaissant aux bornes des bobines N-1 et N+1.

Le Tableau IV-4 montre les résultats de simulation numérique obtenus pour le cas de cette troisième configuration de piste. Dans ce tableau, nous indiquons également les valeurs crêtes

de courants des bobines N-1 et N+1 mises en « court-circuit » et directement adjacentes à la bobine N alimentée. Nous retrouvons aussi les valeurs crêtes de tensions des bobines N-2 et N+2.

*Tableau IV-4 : Courants et tensions crêtes des bobines au sol dans le cas de la troisième architecture.*

| Déplacement | $I_{n+1}$ (A) | $I_{n-1}$ (A) | $V_{n+2}$ (V) | $V_{n-2}$ (V) |
|---|---|---|---|---|
| **0 mm** | 21 | 21 | 102 | 101 |
| **78 mm** | 30 | 27 | 197 | 179 |
| **156 mm** | 42 | 33 | 266 | 222 |
| **234 mm** | 77 | 55 | 455 | 351 |

Nous remarquons que pour la position coaxiale (déplacement = 0 mm) les valeurs des courants $I_{n-1}$ et $I_{n+1}$ sont égaux. Il en est de même pour les tensions $V_{n+2}$ et $V_{n+2}$. Ceci est dû à la symétrie de la piste avec un secondaire se trouvant centrée sur la bobine N et donc à distances égales vis-à-vis des bobines N-2, et N+2 d'une part, N-1 et N+1 d'autre part.

Dans l'étude présentée dans [5], il est montré qu'il suffit de comparer les valeurs des courants $I_N$ et $I_{N+1}$ pour assurer le séquencement des bobines émettrices. La commutation a lieu quand $I_{N+1} \approx I_N$, ce qui correspond à un secondaire se trouvant à mi-chemin entre les deux bobines N et N+1. Cette configuration permet donc de détecter la zone de commutation d'une bobine émettrice à la suivante sans utiliser de capteur supplémentaire.

À partir du Tableau IV-4, nous pouvons noter que des courants relativement importants circulent dans les deux bobines mises en court-circuit (N-1, N+1). Quand la bobine secondaire se trouve à la position de 234 mm de la bobine active (N), la valeur du courant de la bobine N+1 est en effet de 77 A.

À partir du Tableau IV-4, il est aussi noté que les tensions aux bornes des bobines N-2 et N+2 varient fortement en fonction de la position du secondaire. Cette tension devient très importante au fil du déplacement et atteint même 455 V quand le secondaire est dans la position suivante : « déplacement = 234 mm ». Cette tension est due en partie aux courants circulant dans les bobines N et secondaire, mais aussi à ceux circulant dans les bobines N-1 et N+1 en court-circuit. Il est noté que ces tensions peuvent être préjudiciables à l'électronique de puissance et nécessitent un surdimensionnement en tension des transistors.

Cette troisième configuration de piste permet donc de supprimer les risques liés aux tensions importantes dans les bobines N-1 et N+1. En revanche, l'utilisation d'une telle architecture mène à l'augmentation des tensions au niveau des bobines N-2 et N+2. Nous allons donc étudier une quatrième configuration de piste permettant de réduire également les tensions au niveau des bobines N-2 et N+2.

### IV.3.4 Quatrième configuration : architecture avec chevauchement des bobines

Dans cette étude, nous présentons une configuration de piste qui, comme pour la troisième configuration, ne nécessite pas l'ajout de capteurs supplémentaires pour le séquencement des bobines au sol.

Nous exploitons ici l'idée du court-circuit proposé dans la troisième configuration de piste tout en s'inspirant de la structure BP vue dans la partie « Comparaison de différentes formes de bobines adaptées à la recharge des véhicules électriques du Chapitre II » pour l'agencement des bobines de la piste au sol.

L'idée proposée est d'introduire un chevauchement entre les différentes bobines au sol (N-2, N-1, N, N+1, N+2). Ce chevauchement inspiré de la structure BP permet d'avoir un couplage très faible, voire nul, entre les différentes bobines de la piste. Dans notre cas, et à la différence de la structure BP vue précédemment, nous n'alimentons qu'une bobine à la fois, ce qui permet de tirer avantage de la forme rectangulaire vue précédemment, forme qui est la mieux adaptée à la recharge dynamique. Dans cette structure magnétique avec des bobines émettrices imbriquée, comme la mutuelle inductance entre les différentes bobines au sol est faible, nous nous attendons à une réduction significative des tensions $V_{N-1}$ et $V_{N+2}$.

La Figure IV-23 montre la quatrième configuration de piste électrique adoptée dans cette étude. Il y figure des bobines au sol positionnées avec un chevauchement. Dans cette configuration, les deux bobines N-1 et N+1 sont mises en court-circuit avec leurs condensateurs de compensations et les bobines N-2 et N+2 sont en circuit ouvert.

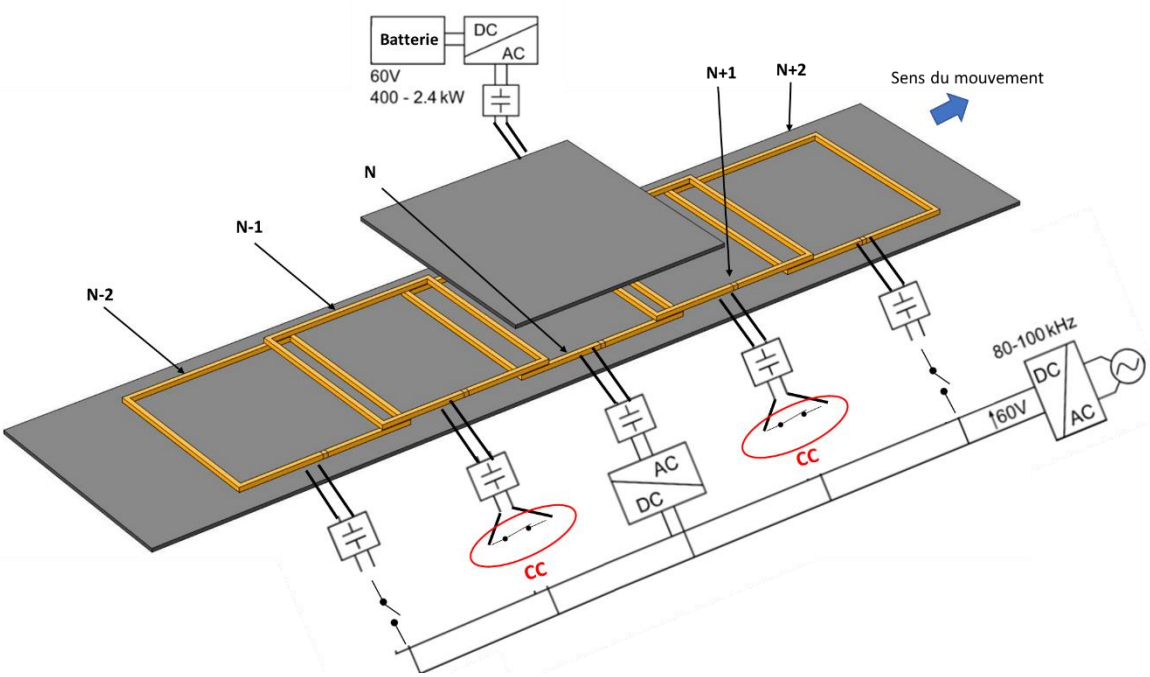



*Figure IV-23 : Quatrième configuration : bobines N-1, N+1 en CC et bobines N-2, N+2 en circuit ouvert avec un chevauchement entre les différentes bobines au sol.*

Dans les simulations, le chevauchement entre les différentes bobines au sol est égal à 80mm. Cette valeur permettant de réduire au mieux la mutuelle inductance entre bobines adjacentes en absence de secondaire a été déterminée en utilisant le calcul numérique.

Le Tableau IV-5 montre les résultats de simulations numériques obtenus pour cette quatrième configuration de piste. Dans ce tableau sont indiqués les courants des deux bobines N-1 et N+1 et les tensions des bobines N-2 et N+2. Le courant d'alimentation des bobines N et secondaire restent toujours les mêmes, à savoir, $I_{1max} = I_{2max} = 60$A.

*Tableau IV-5 : Courants et tensions crêtes des bobines au sol dans le cas de la quatrième architecture.*

| **Déplacement** | **$I_{n+1}$(A)** | **$I_{n-1}$(A)** | **$V_{n+2}$(A)** | **$V_{n-2}$(A)** |
|---|---|---|---|---|
| **0 mm** | 1,5 | 1,5 | 11,5 | 11,5 |
| **65 mm** | 12 | 5,5 | 0,5 | 23 |
| **130 mm** | 25,6 | 8,3 | 13,3 | 34,7 |
| **194 mm** | 42 | 7,4 | 24,2 | 46,4 |

Le secondaire se déplace à partir de la position coaxiale à la bobine N (position = 0 mm) jusqu'à une position de 195 mm qui correspond à la position à mi-chemin des deux bobines adjacentes N et N+1.

Comme précédemment et pour les mêmes raisons liées à la symétrie de la piste, nous notons qu'à la position coaxiale (déplacement = 0 mm) les valeurs des courants $I_{n-1}$ et $I_{n+1}$ sont égaux ainsi que les tensions $V_{n+2}$ et $V_{n+2}$.

Nous remarquons également la présence d'un courant qui parcourt les bobines (N-1 et N+1) dans cette position et ce, malgré leurs faibles couplages avec la bobine N. La présence de courants non nuls dans la position coaxiale est due à la présence de la bobine réceptrice. Nous remarquons aussi que la tension au niveau des bobines N-2 et N+2 est faible en comparaison avec la troisième configuration de piste. Nous notons une réduction de 94,5% de la tension au niveau de la bobine N+2 avec cette quatrième configuration.

L'utilisation de cette dernière apporte donc une très nette amélioration au système sur le plan des tensions induites dans les différentes bobines placées au sol. De plus, le chevauchement des bobines au sol permet d'améliorer le coefficient de couplage moyen lors du déplacement, la commutation d'une bobine à l'autre se faisant dans des positions relatives émetteur/récepteur beaucoup plus proche de la position idéale (coaxiale).

Ceci est illustré à la Figure IV-24 qui montre l'évolution du coefficient de couplage entre la bobine secondaire et les différentes bobines au sol (N-1, N, N+1). La position « déplacement = 0mm » correspond à une bobine secondaire en position coaxiale avec la bobine N.

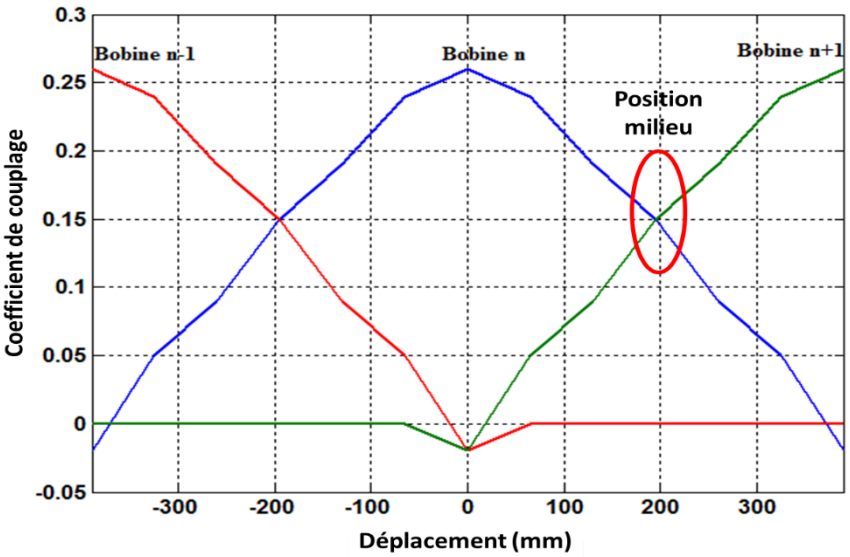



*Figure IV-24 : Variation du coefficient de couplage pour la quatrième configuration de piste*

Dans la nouvelle configuration, le passage de l'alimentation de la bobine N à N+1 a lieu quand le secondaire se trouve à un déplacement égal à 195 mm alors que ce passage avait lieu à la position 234 mm précédemment. Les variations du coefficient de couplage sont donc significativement réduites.

L'étude menée montre que l'utilisation de la quatrième configuration de piste électrique est la plus intéressante. Cette approche permet de mener à bien le séquencement des bobines au sol sans capteur de position en observant simplement les courants dans les bobines tout en réduisant significativement les tensions induites dans les bobines N-2 et N+2 et en améliorant le coefficient de couplage moyen au cours du déplacement. Cette amélioration se fait toutefois au prix d'une augmentation de la quantité de cuivre et donc du coût de la piste.

## IV.4 Validation expérimentale

Des mesures ont eu lieu au sein du laboratoire de l'institut VEDECOM pour la validation expérimentale des résultats obtenus précédemment par simulations numériques. Ces mesures ont été menées dans le cadre de deux des configurations de piste vues précédemment i.e. la troisième et la quatrième configuration. La Figure IV-25, montre un segment de piste électrique

composé de 5 bobines notées dans la figure N-2, N-1, N, N+1, N+2, et d'une bobine secondaire reliée à un bras robot permettant de simuler le mouvement du véhicule.

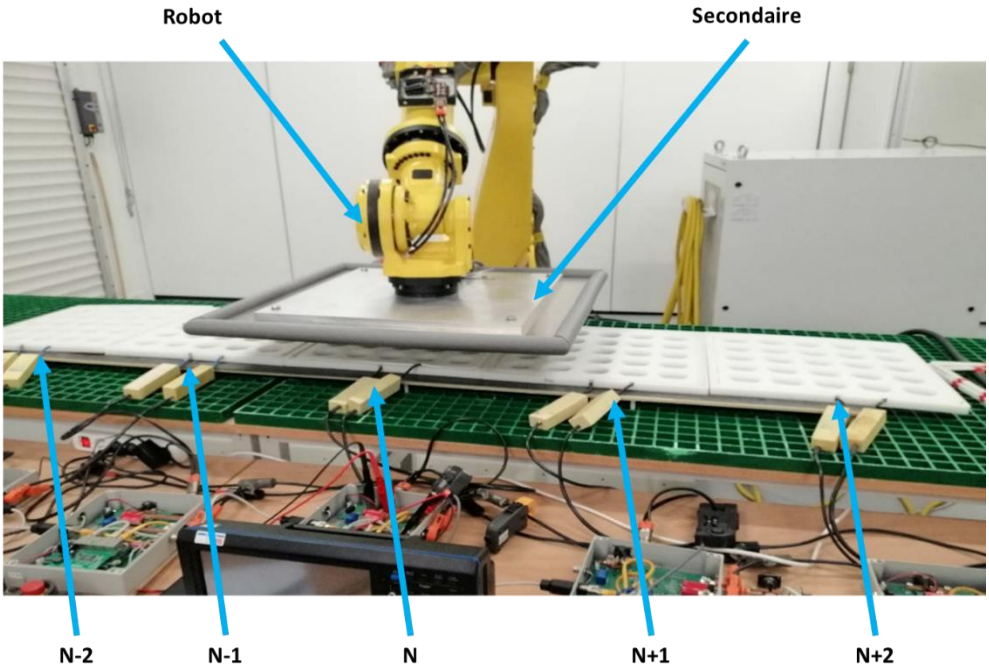



*Figure IV-25 : Validation expérimentale de la troisième architecture de piste.*

Pour reproduire le fonctionnement de la troisième configuration de piste, les bobines N-1 et N+1 sont mises en court-circuit avec leurs condensateurs de compensations. Vu les puissances disponibles sur le banc de test, nous étions contraints de fonctionner à puissance réduite égale à 1 kW lors de cette phase de validation. Cette puissance ne change rien à la démarche adoptée car ce qui nous intéresse dans cette partie n'est pas de vérifier les valeurs des courants et tensions dans et aux bornes des différentes bobines mais le ratio de réduction de la tension sur la bobine N+2.

Dans cet essai, le secondaire se déplace de la position coaxiale avec la bobine N (déplacement = 0 mm) jusqu'à la position à mi-chemin entre les deux bobines N et N+1 (déplacement=234 mm). Le Tableau IV-6, montre les valeurs crêtes des courants $I_{N+1}$, $I_{N-1}$ ainsi que la valeur crête de la tension $V_{N+2}$ mesurées pour deux positions.

*Tableau IV-6 : Résultats obtenus expérimentalement pour le cas de la troisième architecture de piste.*

| Déplacement | $I_{n+1}$(A) | $I_{n-1}$(A) | $V_{n+2}$ (V) |
|---|---|---|---|
| **0 mm** | 4,5 | 4,5 | 17 |
| **234 mm** | 28 | 10 | 83,5 |

Nous remarquons qu'à la position coaxiale (déplacement = 0 mm) les valeurs des courants $I_{n-1}$ et $I_{n+1}$ sont égales Ceci est dû, comme nous l'avons relevé plusieurs fois, à la symétrie de la piste avec un secondaire se trouvant au milieu de cette dernière (piste) et donc à distances égales par rapport aux bobines N-2, N-1, N+1, N+2. La tension crête relevée au niveau de la bobine N+2 pour un déplacement de 234 mm est de 83,5 V.

Nous allons dans ce qui suit présenter la quatrième configuration de piste, puis comparer les résultats expérimentaux des deux architectures. La Figure IV-26, montre la configuration adoptée. Le segment de piste électrique est là encore composé de 5 bobines et de la bobine secondaire mise en mouvement grâce au bras robot.

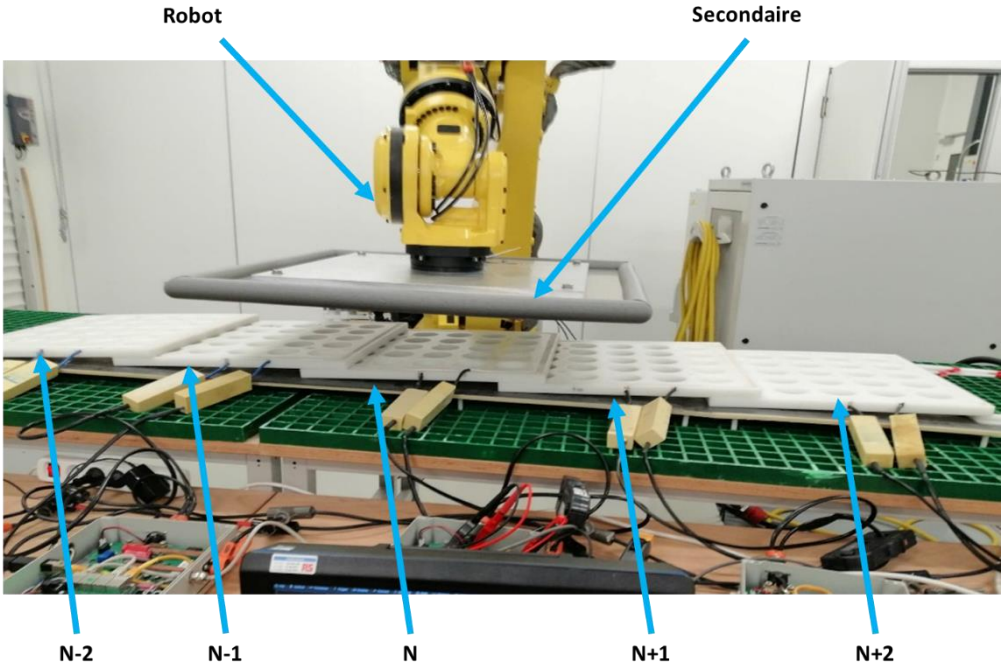



*Figure IV-26 : Validation expérimentale de la quatrième architecture de piste.*

À la différence de la Figure IV-25, nous remarquons sur la Figure IV-26 qu'il existe un chevauchement entre les différentes bobines au sol. À cause de la rigidité des bobines utilisées, il a été impossible d'introduire un chevauchement des bobinages uniquement sans endommager les supports des bobines. Pour remédier à cela, nous avons introduit le chevauchement en inclinant légèrement les bobines au sol comme l'illustre la Figure IV-27.

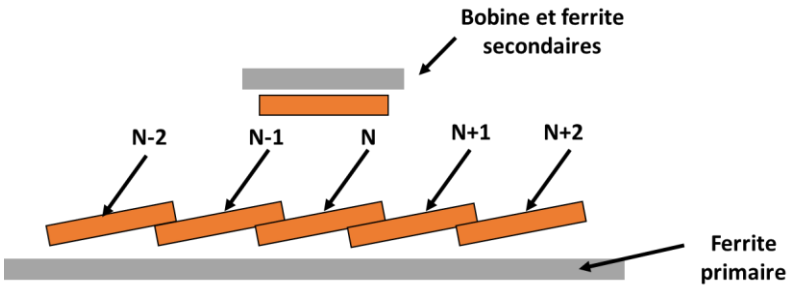



*Figure IV-27 : Chevauchement en inclinant les bobines au sol*

Le Tableau IV-7, montre les valeurs crêtes des courants $I_{N+1}$, $I_{N-1}$ ainsi que la tension $V_{N+2}$ mesurées pour deux positions.

*Tableau IV-7 : Résultats obtenus expérimentalement pour le cas de la quatrième architecture de piste.*

| Déplacement | $I_{n+1}$ (A) | $I_{n-1}$ (A) | $V_{n+2}$ (V) |
|---|---|---|---|

| | | | |
|---|---|---|---|
| **0 mm** | 1,4 | 0,9 | 3 |
| **195 mm** | 5 | 9,75 | 5 |

Nous remarquons qu'à la position coaxiale (déplacement = 0 mm) les valeurs des courants $I_{n-1}$ et $I_{n+1}$ ne sont pas égaux contrairement aux résultats vus précédemment dans le Tableau IV-6. Cette différence par rapport au cas simulé provient de l'inclinaison des bobines au sol qui brise la symétrie des couplages pour cette position.

La tension crête relevée au niveau de la bobine N+2 pour un déplacement de 234 mm est de 5 V alors que la tension de la même bobine à la même position dans le cas de la troisième configuration de piste était de 83,5 V. Nous mesurons donc, une baisse de 94% de la tension aux bornes de la bobine N+2.

L'utilisation de la quatrième configuration de piste a permis une nette baisse de la tension aux bornes de la bobine N+2. Cette dernière a été estimée à 94,5% en utilisant le calcul numérique et l'expérimentation a confirmé cette valeur. Ceci nous amène à recommander l'utilisation de cette configuration de piste pour l'alimentation par induction des VEs en dynamique malgré le surcoût qu'elle engendre.

## IV.5 Conclusion

Dans un système de recharge dynamique par induction, l'alimentation des bobines de la piste électrique au sol en absence du véhicule provoque non seulement des pertes énergétiques, mais peut aussi engendrer des problèmes liés au rayonnement électromagnétique de la piste.

C'est pour cette raison qu'il est nécessaire d'une part, de détecter la présence du VE ainsi que sa position sur la piste de manière à n'alimenter que la bobine la plus proche du récepteur du véhicule. Pour atteindre ces deux objectifs, nous avons présenté dans ce chapitre plusieurs options technologiques.

La première partie du chapitre a été dédiée au développement d'une méthode de détection de la présence du véhicule électrique. La méthode proposée est basée sur l'envoi d'une séquence d'impulsions dans la première bobine d'un segment de la piste émettrice. Cette méthode est dite « sensorless » et présente l'avantage de ne pas nécessiter l'ajout de capteurs de position, ce qui réduit les coûts d'installation d'un système DWPT. De plus, comme cette méthode s'applique uniquement à la première bobine du segment de piste, elle est moins énergivore que d'autres solutions qui requièrent, elles, l'alimentation de toute la piste. Une série de tests expérimentaux ont été menés pour valider la méthode. Les résultats expérimentaux obtenus viennent consolider ceux obtenus par simulation numérique. Il subsiste néanmoins des améliorations à apporter à cette technique, nous essayerons dans le futur d'implémenter l'algorithme « amélioré » proposé à la fin de la section. Cet algorithme a été développé dans le but d'éviter les faux positifs générés par la présence de matériaux conducteurs.

Dans la seconde partie du chapitre, une solution a été proposée pour résoudre la problématique des tensions induites dans les bobines adjacentes (au sol) à la bobine émettrice.

Il a été démontré et validé expérimentalement qu'un chevauchement correctement calculé des bobines au sol associé à la mise en court-circuit des bobines situées de part et d'autre de la bobine émettrice permet de réduire considérablement les niveaux des tensions induites dans les bobines non alimentées en circuit-ouvert tout en permettant d'assurer le séquencement de l'alimentation de ces dernières par simple mesure des courants et donc sans capteurs de position.

Les techniques proposées permettent donc d'envisager des systèmes DWPT simples permettant ainsi de limiter les coûts d'infrastructure associés à ce type de systèmes de recharge.

# Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été réalisés dans un contexte de révolution technologique que vit, depuis quelques années, le monde du transport en général et celui de l'automobile en particulier. En effet, l'élévation des niveaux d'émission de gaz à effet de serre pousse les différents acteurs du secteur à accélérer le déploiement de nouvelles technologies permettant l'électrification des transports.

La recharge par induction en dynamique est une technologie relativement nouvelle mais très prometteuse. Son déploiement permettra à terme d'outrepasser les limitations d'autonomie dont souffrent les véhicules électriques d'aujourd'hui.

Ce manuscrit synthétise les travaux de recherche menés sur la modélisation et l'optimisation d'un coupleur magnétique pour la recharge par induction dynamique des véhicules électriques.

Nous avons présenté dans le premier chapitre de ce manuscrit un état de l'art, en commençant par présenter la recharge sans contact et ses différents vecteurs. S'en est alors suivi, une description de la recharge inductive et de ses différents modes. Dans cette partie nous avons présenté différents projets développés par des chercheurs et des industriels de différentes nationalités. Le second volet du chapitre a concerné une étude bibliographique de différentes formes de coupleurs ainsi que le positionnement des travaux de thèse.

Dans la seconde partie de ce manuscrit, nous nous sommes concentrés sur le premier axe de la thèse, qui concerne l'optimisation du coupleur magnétique. Nous avons commencé par mettre en place des approches de caractérisation de coupleurs. Ces différentes approches ont permis de valider expérimentalement les résultats de simulation obtenus en utilisant le logiciel COMSOL. Ensuite, nous avons utilisé l'outil numérique pour mener à bien une comparaison de différentes topologies de bobines et de ferrites. Cette partie de l'étude a permis de faire ressortir une géométrie innovante et adaptée à notre cas d'étude. Différentes mesures expérimentales ont été menées dans le but de valider les résultats de simulations numériques obtenus. Ces mesures ont eu lieu sur des coupleurs miniatures réalisés au laboratoire et se sont avérés concluants.

Le troisième chapitre a été consacré à l'évaluation des champs émis par le coupleur. En plus des comparaisons des différentes topologies en terme de rayonnement, nous nous sommes intéressés au dimensionnement d'une plaque de blindage en utilisant des approches analytiques. Une autre étude a concerné l'étude de l'influence du blindage magnétique sur le couplage. Des validations expérimentales sur le rayonnement à échelle réduite puis réelle ont été réalisées.

Pour mener à bien le quatrième chapitre dédié à la détection de la présence du véhicule et au séquencement des bobines au sol, une solution a été proposée pour résoudre la problématique des tensions pouvant être induites dans les bobines adjacentes (au sol) à la bobine émettrice. Les résultats de simulation sont encourageants et montrent une diminution conséquente de la tension induite aux bornes des bobines adjacentes. Pour valider ces différents résultats de simulation, nous avons mené une campagne de mesure avec les équipes de l'institut

VEDECOM. Ces études ont permis de réduire significativement les contraintes, et donc de faciliter l'intégration d'un tel système dans des routes.

Une perspective immédiate à ces travaux consisterait à mener des actions de recherche dans les domaines de l'intégration des systèmes émetteurs, en étudiant l'enfouissement du coupleur en considérant, en particulier, l'impact du matériau de la chaussée sur le transfert d'énergie par induction et, réciproquement, l'impact de ce transfert d'énergie sur le matériau.

Une deuxième perspective immédiate, serait de mener encore plus loin les travaux concernant la présence d'une fente dans le blindage. En effet et suite aux travaux que nous avons présenté dans le Chapitre III, il serait judicieux de penser à intégrer plusieurs fentes de différentes formes et tailles pour améliorer encore le coefficient de couplage en présence de la plaque de blindage tout en garantissant une efficacité de blindage acceptable.

Une autre perspective très intéressante serait l'évaluation des pertes électriques du système de recharge au complet. En effet nous nous sommes intéressés dans ce manuscrit à l'amélioration du couplage entres le primaire et le secondaire. En revanche, et comme nous avons pu le voir dans le Chapitre II, le rendement du système dépend, certes, du couplage mais aussi des pertes électriques. Il serait donc fort intéressant d'évaluer les pertes du système, comme par exemple les pertes dans les conducteurs (câbles des bobines), les pertes dans le matériau magnétique ainsi que celles dues à l'électronique de puissance. L'objectif final d'une telle étude serait de proposer des solutions permettant de limiter les pertes du système de recharge inductive.

La détection d'objet indésirables et « d'objets » vivants, est-elle aussi une perspective importante à intégrer. En effet, la présence par exemple d'objets conducteurs pourrait s'avérer dangereuse. Outre la montée en température de certains objets d'autres pourraient carrément provoquer un départ d'incendie.

Il faut aussi s'intéresser à la problématique d'interopérabilité, c'est-à-dire l'aptitude d'un système de fonctionner avec d'autres systèmes. Cette interopérabilité est d'autant plus importante que le nombre d'acteurs de la recharge DWPT dans le domaine automobile augmente en plus de la variété de types de véhicules (voiture, bus, camions…). Arriver à trouver des solutions permettant aux différents systèmes de cohabiter et de fonctionner ensemble est un vrai défi technique.

De nombreux axes de recherche restent encore à explorer, notamment ceux relatifs aux matériaux composant les coupleurs magnétiques. Ainsi, un travail prospectif devra être mis en place afin de comparer les structures en ferrite à d'autres matériaux, nanocristallins ou amorphes par exemple ou encore de comparer différentes structures de fil de Litz, dont les différences peuvent être le nombre de brins, le diamètre ou la forme de tressage. Il serait aussi intéressant de prospecter l'utilisation d'autres type de conducteur que le fil de Litz

Ces études devront répondre à des besoins non seulement économiques où la réduction des coûts est un défi majeur, mais aussi au niveau des performances énergétiques. En effet

l'utilisation de matériaux présentant moins de pertes énergétiques aurait pour effet de rendre plus abordable et plus écologique ce type de technologie.

Un des derniers axes qui reste à développer, est quant à lui plus lié à l'usage d'une telle technologie. Il faudrait par exemple penser à la façon de facturer la consommation d'énergie, ou encore à des moyens d'assurer la maintenance d'un tel système après enfouissement.

# Publications et Brevets

**Communications avec actes dans des congrès ou colloques internationaux**

- “Modélisation et optimisation d'un coupleur magnétique pour la recharge par induction dynamique des véhicules électriques". 5ème Colloque sur l’Inductique, Dec 2017, Oran, Algérie. pp.26-27, 2017, K. KADEM, M. BENSETTI, Y. LE BIHAN, É. LABOURÉ, A. DIET, M. DEBBOU

- “An Efficient Method for Modeling the Magnetic Field Emission of a Wireless Power Transfer Coupler for EV's”. Compumag, Jul 2019, Paris, France, K. KADEM, M. BENSETTI, Y. LE BIHAN, É. LABOURÉ, A. DIET, M. DEBBOU,

- “Sensoless vehicle detection for Wireless Inductive Power Transfer”, EPE, Sept 2019, Genova, Italie, K. KADEM, F. CHERIET, É. LABOURÉ, M. BENSETTI, Y. LE BIHAN, M. DEBBOU.

- “Reduction of the shielding effect on the coupling factor of an EV WPT system”, WPW, Mai 2019, London, UK, K. KADEM, Y. LE BIHAN, M. BENSETTI, É. LABOURÉ, A. DIET, M. DEBBOU.

**Brevets :**

- « Coupleur inductif et système de recharge par induction magnétique pour véhicules électriques et hybrides », Numéro d'enregistrement INPI : FR1903756, K. KADEM, M. DEBBOU, É. LABOURÉ, M. BENSETTI, Y. LE BIHAN.
- « Piste de recharge inductive pour véhicules électrifiés et système de recharge dynamique l’incorporant », Numéro d'enregistrement INPI : FR1908818, K. KADEM, M. DEBBOU, É. LABOURÉ, M. BENSETTI, F. CHERIET.

# Références bibliographiques

[1] F.-X. Dussud, O. Ribon, S. Beck, and N. Riedinger, “Bilan énergétique de la France pour 2017,” Ministère de la transition écologique et solidaire, 2019.

[2] Avere, “Avere-France : Suivez la progression du marché du véhicule électrique !,” 2017. [Online]. Available: http://www.avere-france.org/Site/Article/?article_id=6562. [Accessed: 01-Jan-2018].

[3] “statistiques developpement durable.” [Online]. Available: https://www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr. [Accessed: 01-Jan-2018].

[4] J. Dupont-Calbo and M. Amiot, “Capables de rouler deux fois plus loin, les voitures électriques rêvent d’un nouveau départ,” *Les Echos*, 2016.

[5] A. Caillierez, “Etude et mise en oeuvre du transfert de l’énergie électrique par induction : application à la route électrique pour véhicules en mouvement,” Université PARIS-SACLAY, Thèse de doctorat, 2016.

[6] Automobile-propre, “Renault Zoé.” [Online]. Available: https://www.automobile-propre.com/voitures/renault-zoe/#Caracteristiques_techniques_de_la_ZOE. [Accessed: 01-Jan-2018].

[7] Larevueautomobile, “Skoda Octavia.” [Online]. Available: https://www.larevueautomobile.com/Fiche-Technique-Auto/Caracteristique-skoda-octavia-combi-2-0-tdi-150-2019. [Accessed: 01-Jan-2018].

[8] P. A. Gori, “Transmission dynamique d’énergie par induction : application au véhicule électrique,” Université PARIS-SACLAY, Thèse de doctorat, 2019.

[9] V. Khayrudinov, “Wireless Power Transfer system Development and Implementation,” Helsinki Metropolia University of Applied Sciences, Bachelor of Engineering, 2015.

[10] W. C. BROWN, “The History of Power Transmission by Radio Waves,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. M, no. 9, pp. 1230–1242, 1984, doi: 10.1109/TMTT.1984.1132833.

[11] Wikipedia, “RFID.” [Online]. Available: https://fr.wikipedia.org/wiki/Radio-identification#Historique. [Accessed: 01-Jan-2018].

[12] MIT, “Goodbye wires!,” 2007. [Online]. Available: http://news.mit.edu/2007/wireless-0607. [Accessed: 12-Feb-2020].

[13] K. Y. Kim, *Wireless Power Transfer - Principles and Engineering Explorations*. InTech, 2012.

[14] “NASA BEAM Project.” [Online]. Available: https://www.nasa.gov/centers/dryden/history/pastprojects/Beam/index.html. [Accessed: 01-Jan-2018].

[15] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, 2° Ed. John Wiley & Sons, Inc, 2006.

[16] F. Benyoubi, “Caractérisation en champ proche des émissions rayonnées de boitiers de blindage électromagnétique,” Université de Nantes, Thèse de doctorat, 2018.

[17] C. A. Balanis, *ANTENNA THEORY,ANALYSIS AND DESIGN*, FOURTH EDI. New Jersey: John Wiley & Sons, 2016.

[18] “Impédance d’onde.” [Online]. Available: https://sites.google.com/site/electromagnetismesante/_/rsrc/1472866471320/se-proteger-des-ondes/protection-rayons-non-ionisants/Capture 2.PNG. [Accessed: 01-Jan-2018].

[19] C. Zheng, “Loosely Coupled Transformer and Tuning Network Design for High-Efficiency Inductive Power Transfer Systems,” Faculty of the Virginia Polytechnic Institute, Thèse de doctorat, 2015.

[20] A. Kumar, S. Pervaiz, C. K. Chang, S. Korhummel, Z. Popovic, and K. K. Afridi, “Investigation of power transfer density enhancement in large air-gap capacitive wireless power transfer systems,” in *IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC 2015*, doi: 10.1109/WPT.2015.7140182.

[21] F. Lu, H. Zhang, and C. Mi, “A review on the recent development of capacitive wireless power transfer technology,” *Energies*, 2017, doi: 10.3390/en10111752.

[22] D.-K. Electronics, “Resonant Wireless Charging.” [Online]. Available: https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2016/aug/inductive-versus-resonant-wireless-charging. [Accessed: 01-Jan-2018].

[23] J.-R. Sibué, “Conception de systèmes d’alimentation sans contact pour la traction ferroviaire,” Universite de Grenoble,Thèse de doctorat, 2011.

[24] “Oral-B.” [Online]. Available: https://www.oralb.fr/fr-fr. [Accessed: 01-Jan-2018].

[25] C. T. Rim and Chris Mi, *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles and Mobile Devices*, First edit. John Wiley & Sons Ltd, 2017.

[26] “Magne Charge.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Magne_Charge. [Accessed: 01-Jan-2018].

[27] “Waseda.” [Online]. Available: https://www.waseda.jp/top/en-news/49596. [Accessed: 01-Jan-2018].

[28] A. Brecher and D. Arthur, “Review and Evaluation of Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Transit Applications (FTA Report No. 0060),” 2014.

[29] “Witricity.” [Online]. Available: http://witricity.com/wp-content/uploads/2017/12/DRIVE_11_20171201.pdf. [Accessed: 01-Jan-2018].

[30] “Pluglesspower.” [Online]. Available: https://www.pluglesspower.com/gen2-tech-specs/. [Accessed: 01-Jan-2018].

[31] “Primove.”

[32] I. Systems Control Technology, “Roadway Powered Electric Vehicle Project Track Construction and Testing Program Phase 3D,” Institute of transportation studies university of california. Berkeley, 1994.

[33] “Serpentine.” [Online]. Available: http://www.serpentine.ch/p_realisations/Realisations.html. [Accessed: 01-Jan-2018].

[34] “Serpentine.” [Online]. Available: https://faculty.washington.edu/jbs/itrans/serpen.htm. [Accessed: 01-Jan-2018].

[35] C. B. Auvigne, “Electrical and Magnetical Modeling of Inductive Coupled Power

Transfer Systems," École polytechnique fédérale de Lausanne, Thèse de doctorat, 2015.

[36] K. Throngnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse, and K. Takeda, "Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles," *EVS27 Int. Batter. Hybrid Fuel Cell Electr. Veh. Symp.*, 2013, doi: 10.1109/EVS.2013.6914937.

[37] "Smfir." [Online]. Available: http://www.smfir.co.kr/20120323/sub02/KAIST_OLEV_en.pdf. [Accessed: 01-Jan-2018].

[38] S. Ahn and J. Kim, "Magnetic field design for high efficient and low EMF wireless power transfer in on-line electric vehicle," *Antennas Propag. (EUCAP), Proc. 5th Eur. Conf.*, pp. 3979–3982, 2011.

[39] "Fabric Project." [Online]. Available: https://www.fabric-project.eu/. [Accessed: 01-Jan-2018].

[40] A. Hammoud, "Charge par induction de véhicules électriques : Analyse du potentiel, limitations, nouveaux concepts," Université de Montpellier, Thèse de doctorat, 2017.

[41] SAE, "Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology - J2954," 2017.

[42] D. Patil, M. Mcdonough, J. Miller, B. Fahimi, and P. T. Balsara, "Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges," *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, no. December, pp. 1–1, 2017, doi: 10.1109/TTE.2017.2780627.

[43] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and C.-Y. Huang, "Development of a Single-Sided FluxMagnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron. VOL. 60, NO. 1, JANUARY 2013*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, 2013.

[44] J. T. Boys and G. A. Covic, "Inductive power transfer systems (IPT) Fact Sheet: No . 1 – Basic Concepts," *Https://Www.Qualcomm.Com/Documents/Inductive-Power-Transfer-Systems-Ipt-Fact-Sheet-No-1-Basic-Concepts*, no. 1, 2013.

[45] H. Kim, C. Song, D. H. Kim, and J. Kim, "Design of conductive shield for wireless power transfer system for electric vehicle considering automotive body," *IEEE Int. Symp. EMC*, pp. 1369–1374, 2015, doi: 10.1109/ISEMC.2015.7256371.

[46] "Fils et câbles de litz haute fréquence." [Online]. Available: https://www.schupp.ch/fr/katalog_fr_pdf/LTHF_fils_haute_frequence.pdf. [Accessed: 01-Jan-2018].

[47] Insulating Material Corporation, "Stranded Elektrisola Litz Wire,." [Online]. Available: https://www.indiamart.com/proddetail/elektrisola-litz-wire-4662076662.html. [Accessed: 12-Feb-2020].

[48] T. Guillod, J. Huber, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Litz wire losses: Effects of twisting imperfections," *2017 IEEE 18th Work. Control Model. Power Electron. COMPEL 2017*, 2017, doi: 10.1109/COMPEL.2017.8013327.

[49] "Ferrite plates." [Online]. Available: https://www.laird.com/wireless-charging/ferrite-plates. [Accessed: 01-Jan-2018].

[50] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless battery charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, pp. 1308–1314, 2005, doi:

10.1109/EPE.2014.6910704.

[51] O. H. Stielau and G. A. Covic, “Design of loosely coupled inductive power transfer systems,” *PowerCon 2000. Int. Conf. Power Syst. Technol.*, vol. 00, pp. 85–90, 2000.

[52] J. Sallán, J. L. Villa, A. Llombart, and J. F. Sanz, “Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 2140–2149, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2015359.

[53] C. Sen Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, 2004, doi: 10.1109/TIE.2003.822038.

[54] C. Auvigne, P. Germano, Y. Perriard, and D. Ladas, “About Tuning Capacitors in Inductive Coupled Power Transfer Systems,” *2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2013*, pp. 1–10, 2013, doi: 10.1109/EPE.2013.6631973.

[55] S. Ding, S. Koulouridis, and L. Pichon, “A Dual-Band Miniaturized Circular Antenna for Deep in Body Biomedical Wireless Applications,” *13th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2019*, no. EuCAP, pp. 1–4, 2019.

[56] M. Bouklachi, M. Biancheri-Astier, A. Diet, and Y. LE Bihan, “HF coils design and shielding for a medical monitoring patch,” *IET Conf. Publ.*, vol. 2018, no. CP746, pp. 1–4, 2018, doi: 10.1049/cp.2018.1449.

[57] B. Choi, J. Nho, H. Cha, T. Ahn, and S. Choi, “Design and Implementation of Low-Profile Contactless Battery Charger Using Planar Printed Circuit Board Windings as Energy Transfer Device,” *15th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 140–147, 2013, doi: 10.1109/TIE.2003.822039.

[58] P. Meyer, “Modeling of Inductive Contactless Energy Transfer Systems,” École polytechnique fédérale de Lausanne, Thèse de doctorat, 2012.

[59] H. De Clercq and R. Puers, “Contactless energy transfer at the bedside featuring an online power optimization strategy,” *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 217, pp. 160–167, 2014, doi: 10.1016/j.sna.2014.06.021.

[60] J. T. Boys and G. a Covic, “IPT Fact Sheet Series: No.2 Magnetic Circuits for Powering Electric Vehicles,” *Qualcomm*, no. 2, 2014.

[61] M. Ibrahim, L. Bernard, L. Pichon, and A. Razek, “Etude des caractéristiques et du champ rayonné par le coupleur inductif d’un système de recharge sans contact pour véhicule électrique,” *Symp. GENIE Electr.*, pp. 8–10, 2014.

[62] J. Ferrieux, G. Kwimang, G. Meunier, B. Sarrazin, and A. Derbey, “Conception d’un système de transfert d’énergie sans contact bidirectionnel par induction,” *Symp. GENIE Electr.*, 2018.

[63] M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, “Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2143730.

[64] J. W. Kolar and R. Bosshard, “Inductive Power Transfer for Electric Vehicle Charging, Technical challenges and tradeoffs,” *IEEE PowEr Electron. Mag.*, vol. 101, no. 6, pp. 1276–1289, 2016, doi: 10.1109/JPROC.2013.2244536.

[65] K. Aditya, V. K. Sood, and S. W. Sheldon, “Magnetic Characterization of

Unsymmetrical Coil Pairs Using Archimedean Spirals for Wider Misalignment Tolerance in IPT Systems," *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, no. February, 2017, doi: 10.1109/TTE.2017.2673847.

[66] J. Ferrieux and A. Derbey, "Transfert d'énergie sans contact par induction en moyenne puissance," *Tech. l'ingénieur (Réf D3237 V1) , Énergies | Convers. l'énergie électrique*, 2018.

[67] M. S. ; L. A. P. Michael Werner, "Clover leaf and butterfly coil structures for flat wireless coupling profiles in wireless power transfer applications," US 2016/0241061 Al, 2015.

[68] S. Kim, G. Covic, and J. Boys, "Tripolar Pad for Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Trans. POWER Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 3066–3072, 2017, doi: 10.1109/IECON.2014.7048947.

[69] M. Budhia, G. Covic, and J. Boys, "A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.*, pp. 2487–2492, 2010, doi: 10.1109/IECON.2010.5675350.

[70] G. A. Covic, M. L. G. Kissin, D. Kacprzak, N. Clausen, and H. Hao, "A bipolar primary pad topology for EV stationary charging and highway power by inductive coupling," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Energy Convers. Innov. a Clean Energy Futur. ECCE 2011, Proc.*, pp. 1832–1838, 2011, doi: 10.1109/ECCE.2011.6064008.

[71] G. R. Nagendra, J. T. Boys, G. A. Covic, B. S. Riar, and A. Sondhi, "Design of a double coupled IPT EV highway," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.*, pp. 4606–4611, 2013, doi: 10.1109/IECON.2013.6699878.

[72] H. Movagharnejad and A. Mertens, "Design Optimization of Various Contactless Power Transformer Topologies for Wireless Charging of Electric Vehicles," *18th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'16 ECCE Eur. Karlsruhe,* pp. 1–10, 2016.

[73] R. Bosshard, J. Muhlethaler, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, "Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils," *28th Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC 2013), Long Beach, California, USA*, no. Apec, pp. 1812–1819, 2013.

[74] A. Caillierez, D. Sadarnac, A. Jaafari, and S. Loudot, "Unlimited range for electric vehicles," *Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, SPEEDAM*, pp. 941–946, 2014, doi: 10.1109/SPEEDAM.2014.6872027.

[75] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson, "A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 585–595, 2012, doi: 10.1109/TII.2012.2192283.

[76] W. Li, H. Zhao, J. Deng, S. Li, and C. C. Mi, "Comparison Study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV Wireless Chargers," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 6, pp. 4429–4439, 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2479938.

[77] P. Wambsganss and D. Huwig, "Inductive power transmission system with stabilized output voltage using local primaryand secondary-side control," *Proc. EPE-PEMC 2010 - 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. S15-1-S15-8, 2010, doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606616.

[78] "Farnell Datasheet AWCCA 53N53," 2008. [Online]. Available: http://www.farnell.com/datasheets/1830672.pdf?_ga=2.133672518.974824857.1582551056-2035157505.1582551056.

[79] F. W. Grover, *Inductance calcuations: Working formulas and tables*. Dover Publications, Inc., 1946.

[80] R. S. Elliott, *Electromagnetics History, Theory, and Applications*. 1991.

[81] "Fil de Litz." [Online]. Available: http://www.leguipagemoderne.fr/. [Accessed: 01-Jan-2018].

[82] TDK, "N27 Ferrite Datasheet." [Online]. Available: http://scholar.google.com/scholar?hl=en&btnG=Search&q=intitle:Ferrites+and+accessories#0.

[83] "3C95," *FERROXCUBE*. [Online]. Available: https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c95.pdf.

[84] CEI, "International Standard CEI61000," 2000. [Online]. Available: https://www.iec.ch/emc/basic_emc/basic_61000.htm.

[85] P. Fernandez-lopez, "Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM," UNIVERSITÉ DE ROUEN, Thèse de doctorat, 2011.

[86] International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), *Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (UP TO 300 GHz)*. 1998.

[87] International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "Guidelines for limiting exposure to time varying electric and magnetic fields (1HZ-100kHZ)," 2010.

[88] "Service national d'assistance sur les champs électromagnétiques de l'Institut national de l'environnement industriel et des risques (Ineris)." [Online]. Available: https://ondes-info.ineris.fr/valcem. [Accessed: 01-Jan-2018].

[89] M. Feliziani and S. Cruciani, "Mitigation of the magnetic field generated by a wireless power transfer (WPT) system without reducing the WPT efficiency," *Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC Eur.*, pp. 610–615, 2013.

[90] M. Boubekeur, "Evaluation de l'efficacite de blindage de structures avec plaques minces : modelisation par une methode de Galerkin discontinue.," Université PARIS SUD, Thèse de doctorat, 2014.

[91] M. Kim, S. Kim, and S. Ahn, "Low Frequency Electromagnetic Compatibility of Wirelessly Powered Electric Vehicles," *2014 Int. Symp. Electromagn. Compat. Tokyo*, pp. 426–429, 2014.

[92] N. P. Suh and D. H. Cho, *The On-line Electric Vehicle. Wireless Electric Ground Transportation Systems*. Springer International Publishing AG, 2017.

[93] F. Benyoubi, Y. LE Bihan, M. Bensetti, L. Pichon, M. Feliachi, and D. Boudikian, "Développement d ' un modele équivalent pour la réduction du champ magnétique rayonné par un moteur à courant continu," *CEM2016*, 2016.

[94] R. Araneo and S. Celozzi, "Exact solution of the low-frequency coplanar loops shielding configuration," *IEE Proc. - Sci. Meas. Technol.*, vol. 149, no. 1, pp. 37–44, 2002, doi: 10.1049/ip-smt:20020164.

[95] A. Caillierez, Alain Jaafari, and Daniel Sadarnac, "Wireless Transmission of Electric

Energy," 2011. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/265742616_Wireless_Transmission_of_Electric_Energy.

[96] F. Benyoubi, L. Pichon, M. Bensetti, Y. Le Bihan, and M. Feliachi, "An Efficient Method for Modeling the Magnetic Field Emissions of Power Electronic Equipment From Magnetic Near Field Measurements," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 2, pp. 609–617, 2017.

[97] W. Abdelli, A. Frikha, X. Mininger, L. Pichon, and H. Trabelsi, "Prediction of radiation from shielding enclosures using equivalent 3-D high-frequency models," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 3, pp. 1–4, 2015, doi: 10.1109/TMAG.2014.2362575.

[98] X. Tong, D. W. P. Thomas, K. Biwojno, A. Nothofer, P. Sewell, and C. Christopoulos, "Modeling electromagnetic emissions from PCBs in free space using equivalent dipoles," *Eur. Microw. Week*, no. October, pp. 280–283, 2009, doi: 10.1109/EUMC.2009.5296280.

[99] J. R. Regué, M. Ribó, J. M. Garrell, and A. Martín, "A genetic algorithm based method for source identification and far-field radiated emissions prediction from near-field measurements for PCB characterization," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, no. 4, pp. 520–530, 2001, doi: 10.1109/15.974631.

[100] W. ABDELLI, "Modélisation du rayonnement électromagnétique de boîtiers de blindage par sources équivalentes, Application aux matériaux composites.," Université Paris-Sud 11, Université Tunis el Manar, Thèse de doctorat, 2015.

[101] B. Essakhi, D.Baudry, O. Maurice, A. Louis, L. Pichon, and B. Mazari, "Characterization of radiated emissions from power electronic devices: synthesis of an equivalent model from near-field measurement," *Eur. Phys. JournalApplied Phys.*, vol. 184, no. 3, pp. 177–184, 2006, doi: 10.1051/epjap.

[102] MYTEQ, "Datasheet MYTEQ ampli AU-1442," 2010. [Online]. Available: https://nardamiteq.com/viewmodel.php?model=AU-1442.

[103] A. Orlandi, A. P. Duffy, B. Archambeault, G. Antonini, D. E. Coleby, and S. Connor, "Feature Selective Validation (FSV) for Validation of Computational Electromagnetics (CEM). Part II— Assessment of FSV Performance," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, no. 3, pp. 460–467, 2006, doi: 10.1109/temc.2006.879360.

[104] VEDECOM, *Document interne*. 2018.

[105] K. Hata *et al.*, "Driving Test Evaluation of Sensorless Vehicle Detection Method for In-motion Wireless Power Transfer," *2018 Int. Power Electron. Conf. IPEC-Niigata - ECCE Asia 2018*, pp. 663–668, 2018, doi: 10.23919/IPEC.2018.8508025.

[106] P. A. Gori, D. Sadarnac, A. Caillierez, and S. Loudot, "Sensorless inductive power transfer system for electric vehicles: strategy and control for automatic dynamic operation," *2017 19th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2017 ECCE Eur.*, vol. 2017-Janua, no. September 2017, 2017, doi: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099233.

[107] D. Kobayashi, K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Sensorless Vehicle Detection Using Voltage Pulses in Dynamic Wireless Power Transfer System," *EVS29 Symp.*, pp. 1–10, 2016.

[108] D. Kobayashi, T. Imura, and Y. Hori, “Real-time coupling coefficient estimation and maximum efficiency control on dynamic wireless power transfer using secondary DC-DC converter,” *IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 4650–4655, 2015, doi: 10.1109/IECON.2015.7392825.

[109] K. Hwang *et al.*, “An autonomous coil alignment system for the dynamic wireless charging of electric vehicles to minimize lateral misalignment,” *Energies*, vol. 10, no. 3, 2017, doi: 10.3390/en10030315.

[110] Kiyotaka Kawashima, “DEVICE ALIGNMENT IN INDUCTIVE POWER TRANSFER SYSTEMS,” US 201S/0094887 A1, 2015.

[111] H. Eberhard Waffenschmidt, Aachen; Thomas Falck, Aachen; Dietrich Rogler, “A system and a method for enabling electromagnetc energy transfer,” USO09520225B2, 2016.

[112] G. R. Nagendra *et al.*, “Detection of EVs on IPT Highways,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 3, pp. 584–597, 2014, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2308307.

[113] N. D. Mazharov, S. M. Hristov, D. A. Dichev, and I. S. Zhelezarov, “Some problems of dynamic contactless charging of electric vehicles,” *Acta Polytech. Hungarica*, vol. 14, no. 4, pp. 7–26, 2017, doi: 10.12700/APH.14.4.2017.4.1.

[114] D. Patil, J. Miller, B. Fahimi, P. T. Balsara, and V. Galigerkere, “A Coil Detection System for Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicle,” *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. PP, no. c, p. 1, 2018, doi: 10.1109/TTE.2019.2905981.

[115] H. G. Ryu and D. Har, “Wireless power transfer for high-precision position detection of railroad vehicles,” *2015 IEEE Power, Commun. Inf. Technol. Conf. PCITC 2015 - Proc.*, pp. 605–608, 2016, doi: 10.1109/PCITC.2015.7438069.

[116] “PSMN5R6-100PS DATA sheet,” 2012. [Online]. Available: https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/PSMN5R6-100PS.pdf.

[117] Z. An, “Modèles de composants passifs et couplage etique pour filtres HF de puissance : optimisation du placement,” Université Claude BERNARD lyon 1, Thèse de doctorat, 2015.

[118] M. Bensetti, “Etude et modélisation de capteurs destinés au contrôle non destructif par courants de Foucault. Mise en oeuvre de méthodes d’inversion,” Université Paris XI ORSAY, Thèse de doctorat, 2004.

[119] H. Boutayeb, “Circuits et systemes de communication micro-ondes,” Ecole Polytechnique de Montreal, Cours, 2006.

[120] *IEEE Standard for Calibration of Electromagnetic Field Sensors and Probes (Excluding Antennas) From 9 kHz to 40 GHz*, vol. 2013. New York, USA: IEEE Electromagnetic Compatibility Society, 2005.

# Annexes

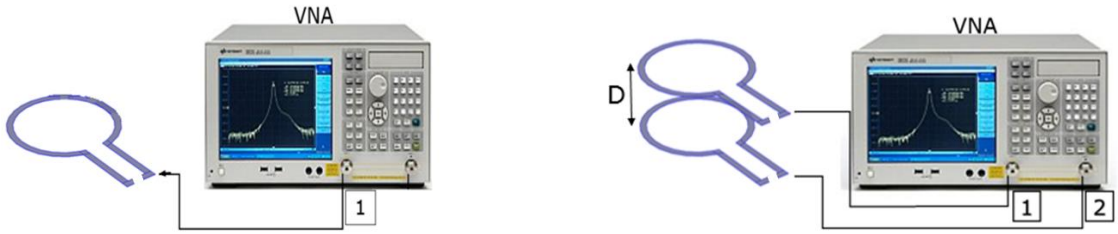
## V.1 Annexe A.

### Détermination des éléments électriques du coupleur par la mesure

- **Détermination en utilisant un VNA :**

Il est possible de déterminer l'impédance d'un dipôle électrique en utilisant un VNA. La Figure V-1 a, montre une boucle réalisée au laboratoire reliée au port 1 du VNA. L'impédance de cette bobine peut être obtenue par la mesure du paramètre $S_{11}$ sur le port 1 du VNA.

La Figure V-1 b, montre deux boucles l'une en face de l'autre, chacune des deux boucles est reliée à un port du VNA (port 1 et port 2). La détermination de la mutuelle inductance entre ces deux boucles se faisant face (à une distance D) est menée en mesurant l'ensemble des paramètres S du quadripôle, à savoir pour deux bobines $S_{11}$, $S_{12}$, $S_{21}$, $S_{22}$ comme le montre le schéma de la mesure représenté dans la Figure V-1) [117].




*a) Mesure d'impédance* *b) Mesure de la mutuelle*

*Figure V-1 : Caractérisation des bobines en utilisant l'analyseur de réseau « Agilent E5071C »*

Le circuit électrique correspondant à la mesure de $S_{11}$ pour une unique bobine est représenté sur la Figure V-2 [118],

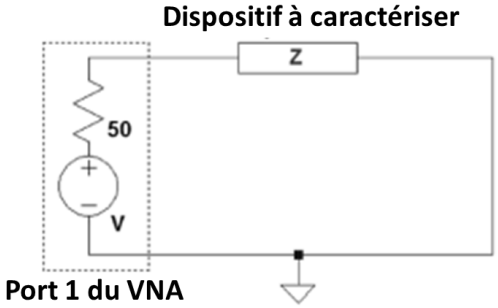



*Figure V-2 : Schéma électrique de mesure du coefficient de réflexion*

Nous déduisons alors la variation de l'impédance de la bobine en fonction de la fréquence en utilisant la relation :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_0 \frac{1 + \mathbf{S}_{11}}{1 - \mathbf{S}_{11}} \qquad \text{(V-1)}$$

Où $Z_0$ représente l'impédance caractéristique de l'analyseur de réseau (50 Ω).

En ce qui concerne la mutuelle inductance, celle-ci peut être directement déterminée à partir de la mesure des paramètres S du quadripôle constitué par les deux boucles.

Dans cette configuration, nous savons que [119]:

$$Z_{11} = Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \text{(V-2)}$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \text{(V-3)}$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \text{(V-4)}$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad \text{(V-5)}$$

Notons pour un quadripôle passif, que les trans-impédances $Z_{12}$ et $Z_{21}$ sont identiques. La mutuelle inductance peut alors être calculée à partir de la relation suivante :

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega M \quad \text{(V-6)}$$

- **Détermination en utilisant un RLC mètre** [5] **:**

Une autre méthode pour déterminer les éléments électriques du coupleur se fait en utilisant un RLC mètre, après avoir positionné les bobines du coupleur à la distance de déplacement et à l'air gap souhaité, nous effectuons trois mesures.

La première mesure concerne l'inductance propre du primaire notée $L_1$.

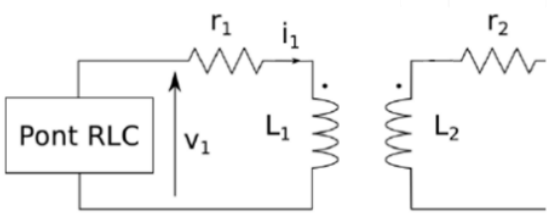



*Figure V-3 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_1$*

La seconde mesure concerne l'inductance propre du secondaire notée $L_2$.

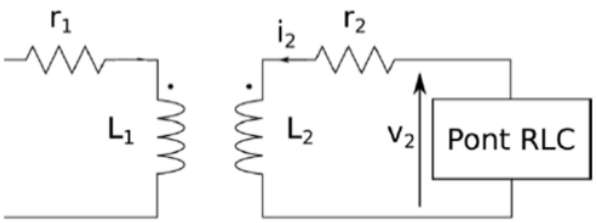



*Figure V-4 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_2$*

La dernière mesure concerne l'inductance nommée $L_{cc}$, pour réaliser cette dernière mesure, un court-circuit a lieu sur le primaire et/ou le secondaire. $L_{1cc}$ est donc l'inductance mesurée au primaire quand le secondaire est mis en court-circuit et $L_{2cc}$ est l'inductance mesurée au secondaire quand le primaire est en court-circuit.

- Secondaire en court-circuit :

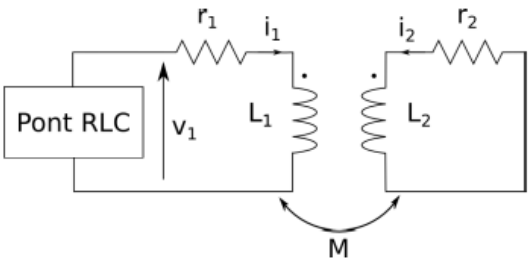



*Figure V-5 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_{1cc}$*

En négligeant les valeurs des résistances $r_1$ et $r_2$ du primaire et du secondaire, nous obtenons :

$$\begin{cases} v_1 = \mathrm{j}\, L_1 \omega\, i_1 + \mathrm{j}\, \mathrm{M}\omega\, i_2 \\ v_2 = 0 = \mathrm{j} L_2 \omega\, i_2 + \mathrm{j}\mathrm{M}\omega\, i_1 \end{cases} \quad \text{(V-7)}$$

$$\Rightarrow \; L_2\, i_2 + \mathrm{M}\, i_1 = 0 \quad \text{(V-8)}$$

$$\begin{cases} v_1 = \mathrm{j}\, L_{1cc} \omega\, i_1 \\ i_2 = \dfrac{-M}{L_2}\, i_1 \end{cases} \quad \text{(V-9)}$$

$$\mathrm{j}\, L_{1cc}\, \omega\, i_1 = \mathrm{j}\omega\, i_1 \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \quad \text{(V-10)}$$

$$L_{1cc} = \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \quad \text{(V-11)}$$

On en déduit :

$$M = \sqrt{L_2 (L_1 - L_{1cc})} \quad \text{(V-12)}$$

- Primaire en court-circuit :

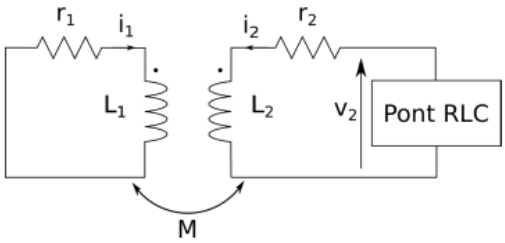



*Figure V-6 : Détermination de l'inductance propre du primaire $L_{2cc}$*

De même que précédemment :

$$L_{2cc} = \left(L_2 - \frac{M^2}{L_1}\right) \tag{V-13}$$

$$M = \sqrt{L_1(L_2 - L_{2cc})} \tag{V-14}$$

## V.2 Annexe B.

### Logiciel COMSOL et équations résolues

COMSOL Multiphysics® est un logiciel de simulation polyvalent pour la modélisation de dispositifs et de procédés dans différentes physiques.

Dans le cadre de nos études, les répartitions des champs magnétiques et des courants induits sont régies par les lois fondamentales de l'électromagnétisme dont la formulation la plus générale est donnée par les équations de Maxwell.

$$div\vec{B} = 0 \tag{V-15}$$

$$\text{div}\,\vec{D} = \rho \tag{V-16}$$

$$\overrightarrow{rot}\,\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \tag{V-17}$$

$$\overrightarrow{rot}\,\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \tag{V-18}$$

$\vec{E}$ et $\vec{H}$ sont respectivement les champs électrique et champs magnétique, $\vec{B}$ et $\vec{D}$ sont respectivement le champ d'induction magnétique et le champ d'induction électrique, $\vec{J}$ la densité de courant et ρ la densité volumique de charges électriques

Dans le cadre de ces études, nous avons supposé que les matériaux sont linéaires, homogènes et isotropes. Les relations constitutives du milieu s'écrivent :

$$\vec{B} = \mu\,\vec{H} \tag{V-19}$$

$$\vec{J} = \sigma\,\vec{E} \tag{V-20}$$

$$\vec{D} = \varepsilon\,\vec{E} \tag{V-21}$$

μ : perméabilité magnétique (H/m)

σ : conductivité électrique (S/m)

ε : permittivité diélectrique du milieu (F/m).

L'utilisation d'un outil éléments finis nécessite de choisir la formulation à utiliser. Les équations de Maxwell définies ci-dessus peuvent s'exprimer en fonction d'un potentiel scalaire électrique V et d'un potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ qui décrivent complètement l'état

électromagnétique du système physique à modéliser. En effet, considérant que div $\vec{B} = 0$, alors l'induction magnétique $\vec{B}$ dérive d'un potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$.

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot}\,\vec{A} \tag{V-22}$$

Pour des raisons d'unicité, on peut être amené à choisir une condition supplémentaire. Par exemple, la jauge de Coulomb :

$$\text{div}\,\vec{A} = 0 \tag{V-23}$$

Selon l'équation (V-17) et (V-22) on a :

$$\overrightarrow{rot}(\vec{E} + j\omega\vec{A}) = 0 \tag{V-24}$$

A partir de l'équation (V-24), on montre que le champ électrique dérive d'un potentiel scalaire électrique V :

$$\vec{E} = -\overrightarrow{grad}V \;\; - j\omega\vec{A} \tag{V-25}$$

Dans le cadre de nos études, les fréquences d'excitation sont relativement faibles. Ceci qui permet de négliger les courants de déplacement. A l'aide des relations (V-18) et (V-25), on peut déduire l'équation à résoudre :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}\,\vec{A}\right) = -\sigma\left(j\omega\vec{A} + \overrightarrow{grad}V\right) \tag{V-26}$$

C'est donc une formulation magnétodynamique en potentiels combinés $\vec{\mathrm{A}} - \mathrm{V}$

## V.3 Annexe C.

### Étalonnage des sondes magnétiques

La mesure du champ magnétique est généralement basée sur l'utilisation de sondes miniatures qui sont dédiées à la capture d'une composante du champ magnétique. Ces sondes sont généralement formées d'une boucle qui, dès qu'elle intercepte un champ magnétique variable, génère une tension suivant la loi de Faraday. La Figure V-7 présente la sonde magnétique PBS H3 de chez AARONIA, cette boucle d'un diamètre de 26 mm a été utilisée dans les mesures du champ magnétique rayonné par le système WPT.

*Figure V-7 : Sonde magnétique PBS H3*

Nous allons rappeler brièvement le principe de fonctionnement de ces sondes ainsi que les différentes techniques d'étalonnage.

- **<u>Fonctionnement d'une sonde et rappel théoriques :</u>**

Les sondes magnétiques sont généralement constituées d'une ou plusieurs spires et peuvent avoir différentes formes (circulaire, carrée, …)

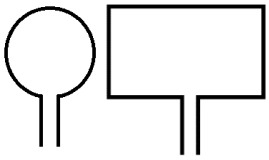


*Figure V-8 : Boucles de différentes formes pour la mesure du champ magnétique*

Le principe de mesure de ce type de sonde est basé sur la loi de Faraday : lorsqu'un champ magnétique variable traverse un circuit fermé, la variation du flux « $\varphi$ » qui en résulte provoque une force électromotrice « e » aux bornes de la boucle :

$$e = -n\frac{\partial\varphi}{\partial t} \tag{V-27}$$

Où « n » représente le nombre de spires de la sonde.

Pour un champ sinusoïdal de pulsation «$\omega$», l'équation devient en régime harmonique :

$$e(j\omega) = -nj\omega\phi(j\omega) \tag{V-28}$$

Afin de mesurer les différentes composantes du champ $\vec{H}$, il faut placer la normale de la boucle de manière colinéaire à la composante recherchée, ceci est illustré dans la Figure V-9.

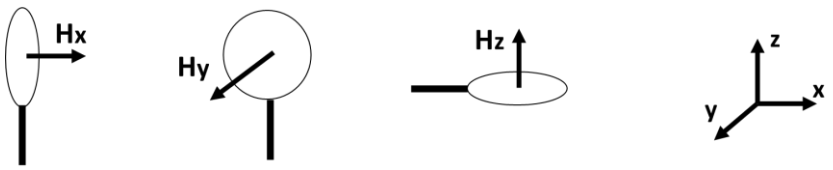



*Figure V-9 : Différentes composantes du champ magnétique*

En considérant que l'induction magnétique « B » est uniforme sur la surface « S » de la boucle et que le nombre de spires est égale à un, la F.E.M (force électromotrice induite) s'écrit de la sorte :

$$e = -j\omega BS \qquad \text{(V-29)}$$

Où B est la composante normale du champ d'induction magnétique.

- **<u>Différentes techniques d'étalonnage</u>**

Il existe différentes techniques pour étalonner des sondes magnétiques, nous citerons par exemple [16] [120] :

- Étalonnage par substitution à l'aide d'une sonde de référence
- Étalonnage en utilisant un champ électromagnétique obtenu numériquement
- Étalonnage dans un champ électromagnétique connu analytiquement

Cette dernière méthode est celle utilisée dans l'étude que nous avons menée, où nous nous intéressons à l'étalonnage en utilisant un conducteur sur un plan de masse.

- **<u>Facteur de performance</u>**

La tension mesurée par l'analyseur de spectre ($V_m$ sur la Figure V-10) est l'image du champ $H$ rayonné. Le facteur qui met en relation la tension mesurée par l'analyseur de spectre et le champ magnétique est appelé, Facteur de Performance (FP). Le FP est un coefficient qui caractérise l'aptitude de la sonde dans une chaine de mesure à capturer une composante du champ magnétique. Il permet de prendre en compte l'effet de tous les éléments de la chaine de de mesure : la sonde, l'amplificateur et les câbles. Ce facteur ne dépend pas de la structure du dispositif rayonnant (bobine) ni de la position de la sonde au-dessus de ce dispositif. Il dépend seulement de la fréquence à laquelle la mesure est effectuée. La Figure V-10, schématise la chaine de mesure dans le banc champ proche.

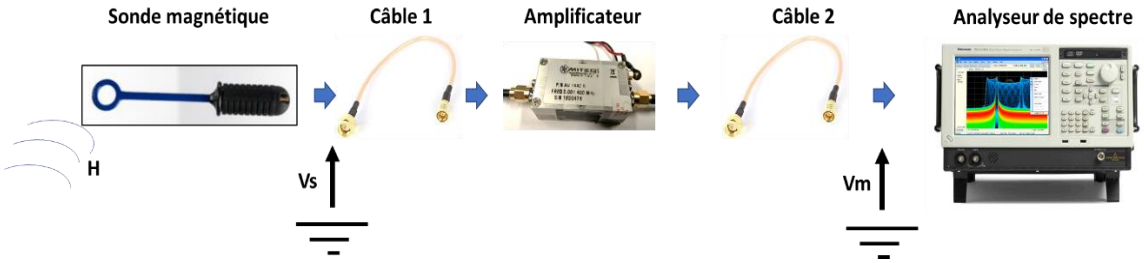



*Figure V-10 : Chaine de mesure (facteur de performances)*

Le FP est défini par l'équation (V-30) :

$$FP = \frac{V_m}{H} \tag{V-30}$$

Étalonner une chaine de mesure revient donc, à déterminer son facteur de performance en fonction de la fréquence.

La tension induite au niveau d'une sonde Vs sur la Figure V-10, s'exprime comme suit :

$$V_s(x,y,z,f) = A(f) * H(x,y,z,f) \qquad \forall(\boldsymbol{x},\boldsymbol{y},\boldsymbol{z},\boldsymbol{f}) \tag{V-31}$$

La relation entre la composante H champ magnétique et la tension d'entrée ($V_m$) de l'analyseur de spectre est :

$$V_m(f) = G(f) * A_{cable}(f) * A(f) * H_z(x,y,z,f) \tag{V-32}$$

- Le coefficient $A_{cable}(f)$ et correspond aux pertes diélectriques introduits par le câble coaxial et par la connectique reliant la sonde et l'appareil de mesure.
- Le coefficient A(f) est une fonction qui ne dépend que de la fréquence.
- La fonction G(f) représente la fonction de transfert de l'amplificateur (gain).

Dans le cas de dispositifs adaptés 50 Ω tels que l'analyseur de spectre, il existe une relation simple entre la tension $V_m$ et la puissance $P_m$ donnée par l'analyseur :

$$P_m(x,y,z,f) = \frac{[V_m(x,y,z)]^2}{50} \tag{V-33}$$

$$P_m(x,y,z,f) = \frac{[G(f) * A_{cable}(f) * A(f)]^2}{50} * [H_z(x,y,z,f)]^2 \tag{V-34}$$

D'où et en valeurs logarithmiques :

$$P_m(x,y,z,f)|_{dBm\,m/A} = H_z(x,y,z,f)|_{dB^{A}/_{m}} + FP(f) \qquad \forall \boldsymbol{f} \tag{V-35}$$

$$FP(f)|_{dBm\frac{m}{A}} = 10\,log\frac{[G(f) * A_{cable}(f) * A(f)]^2}{50} \tag{V-36}$$

Une manière de caractériser le facteur de performance d'une chaine de mesure consiste à utiliser une source de rayonnement dont les équations analytiques du champ magnétique sont

connues et à comparer les valeurs du champ obtenues analytiquement avec celles de la tension mesurée par l'analyseur de spectre.

Dans le cadre de cette étude, nous avons utilisé une ligne de transmission placée sur un plan de masse. Nous comparerons donc les valeurs expérimentales aux données théoriques. La mesure du champ magnétique est menée sur une bande de fréquences en plusieurs points de l'espace autour de la ligne de transmission.

La (Figure V-11) représente le circuit d'étalonnage réalisé au sein du laboratoire ainsi que ses dimensions.

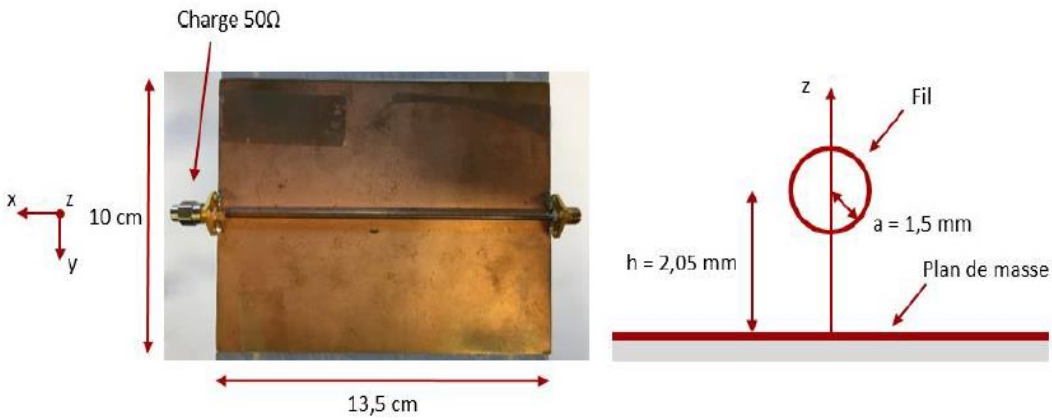



*Figure V-11 : Dimensions de l'équipement "conducteur sur plan de masse"*

Nous considérons dans ce qui suit que le plan de masse est de dimensions et de conductivité infinies, nous avons donc les formules analytiques permettant de donner les composantes des champs électrique et magnétique dans le cas de cette ligne de transmission [16].

$$H_x = 0 \text{ A/m} \tag{V-37}$$

$$H_y = -\frac{1}{\eta} 4K \frac{n(y^2 - z^2 + n^2)}{(y^2 + (z+n)^2)(y^2 + (z-n)^2)} \tag{V-38}$$

$$H_Z = -\frac{1}{\eta} 8K \frac{yzn}{(y^2 + (z+n)^2)(y^2 + (z-n)^2)} \tag{V-39}$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 376\ \Omega \tag{V-40}$$

$$n = \sqrt{h^2 - a^2} \tag{V-41}$$

$$K = \frac{\sqrt{2PZ_c}}{\ln\left(\frac{h+n}{h-n}\right)} \tag{V-42}$$

$Z_c$ est l'impédance de la charge au bout de la ligne et $P$ est la puissance d'alimentation de la ligne. Les paramètres $h$ et $a$ sont présentés dans la Figure V-11, ci-dessus.

Le choix de la composante du champ $H$ qui va être utilisée pour l'obtention du facteur de performance est arbitraire. La composante $Hz$ est donc retenue dans ce but. La démarche adoptée consiste à placer dans un premier temps la sonde sur un point de l'espace près de la ligne de transmission et dans un second temps d'alimenter cette dernière avec un signal sinusoïdal en utilisant un GBF pour finalement mesurer la tension $V_m$ de l'analyseur de spectre.

La courbe théorique de la composante $Hz$ du champ rayonné par la ligne de transmission est illustrée sur la Figure V-12. Ce résultat est obtenu en utilisant comme paramètres : $Zc$=50 Ω, $P$=0,294 $W$ et la mesure se fait à une hauteur $z$=10 $mm$.

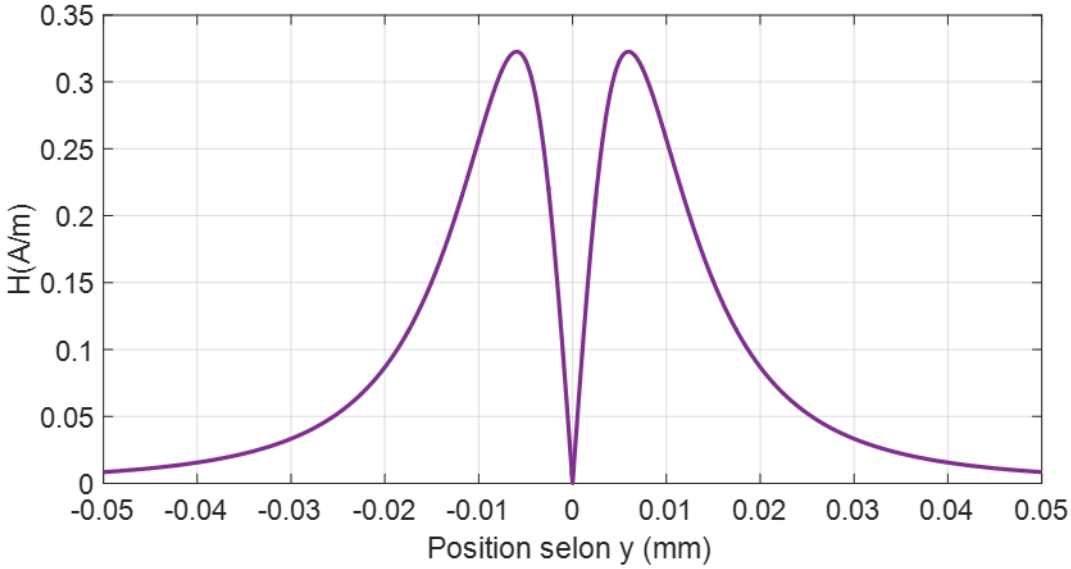



*Figure V-12 : Composante Hz(y) obtenue analytiquement (sur la ligne de transmission)*

Selon Figure V-12, le module de la composante $Hz$ est nul au-dessus de la ligne, puis atteint rapidement un maximum à une distance d'à peu près 5mm de la ligne sur l'axe $y$ pour ensuite décroitre lentement.

La mesure est réalisée en fonction de la fréquence du signal d'alimentation, ce qui permet d'avoir le FP en fonction de la fréquence. Le point choisi pour effectuer les mesures est à une distance $y$=10 $mm$ de la ligne (toujours à la même hauteur de $z$=10 $mm$). La coordonné $x$ de la position du point de mesure ne joue pas sur la valeur de $Hz$.

La valeur du champ magnétique calculée analytiquement suivant l'équation (V-39) est de $H_{Z\,(dBA/m)}$=−12,3454 $dB_{A/m}$, permet d'obtenir les résultats d'étalonnage de la sonde de mesure. Ces derniers sont illustrés sur la Figure V-13 où l'on retrouve le FP pour la sonde PBS H3 de chez AARONIA (boucle d'un diamètre de 26 mm), en fonction de la fréquence.

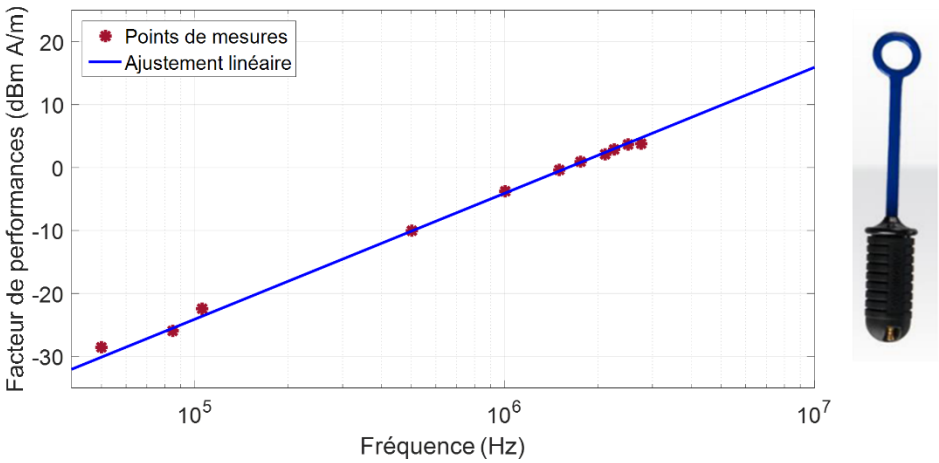



*Figure V-13 : Facteur de performance de la sonde PBS H3*

Ces résultats sont utiles et permettent de passer directement de la valeur mesurée aux valeurs réelles du champ magnétique en utilisant l'équation (V-43).

ÉCOLE DOCTORALE
Physique et ingénierie :
Electrons, Photons,
Sciences du vivant (EOBE)

**Titre :** Modélisation et optimisation d'un coupleur magnétique pour la recharge par induction dynamique des véhicules électriques.

**Mots clés :** Véhicule électrique, transfert d'énergie sans contact, chargeur inductif, couplage magnétique, rayonnement électromagnétique.

**Résumé :** Les travaux de recherche de cette thèse sont menés dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire GeePs et l'institut VEDECOM.

Le coût, le volume et le poids des batteries électrochimiques représentent encore un frein important au déploiement des véhicules électriques (VE). Une des solutions envisagées pour prolonger l'autonomie des VE sans augmenter démesurément la capacité des batteries, consiste à utiliser des systèmes de transfert d'énergie électrique sans contact pour les alimenter pendant leurs déplacements. Cette thèse porte sur une de ces techniques et plus particulièrement sur le transfert d'énergie inductif résonant. Les problématiques liées à ce mode de transfert d'énergie sont principalement liées au rendement énergétique, à l'encombrement contraint du fait de la nécessité d'intégration dans le véhicule et dans la route ainsi qu'au respect des normes d'émissions électromagnétiques. L'efficacité énergétique du transfert d'énergie est au premier ordre lié au couplage des deux bobines (coupleur magnétique). Une comparaison des coefficients de couplage pour différentes géométries de coupleurs et différentes configurations de désalignement fait l'objet d'une première partie du travail réalisé. Dans la seconde partie une approche à base de sources équivalentes est proposée pour le prédimensionnement analytique d'une plaque de blindage destinée à limiter le rayonnement du coupleur dans le véhicule et en dehors de celui-ci. Dans le dernier axe de la thèse, l'étude est dédiée aux techniques de détection de la présence du véhicule et au séquencement de l'alimentation des bobines au sol. Une solution originale, permettant de répondre à cette problématique est proposée. Le bilan des travaux ainsi que les perspectives envisagées, viennent clôturer ce manuscrit.

**Title :** Modeling and optimization of a magnetic coupler for electric vehicles dynamic induction charging.

**Keywords :** Electric vehicle, wireless power transfer, inductive charger, magnetic coupling, Electromagnetic emissions.

**Abstract :** This thesis is carried out in collaboration between the GeePs laboratory and the VEDECOM institute. The cost, volume and weight of electrochemical batteries still represent a major obstacle to the deployment of electric vehicles (EVs). One of the solutions being considered to extend the range of EVs without excessively increasing the capacity of the batteries, is to use contactless electrical energy transfer systems to power them while they are on the move. This thesis focuses on one of these techniques which is the resonant inductive energy transfer. The problems associated with this mode of energy transfer are mainly related to energy efficiency, the size constrained due to the need for integration into the vehicle and the road as well as compliance with electromagnetic emission standards. The efficiency is directly linked to the coupling of the two coils (magnetic coupler). A comparison of the coupling coefficients for different coupler geometries and different misalignment configurations is the subject of the first part of this work. In the second part, an approach based on equivalent sources is suggested for the analytical pre-dimensioning of shielding plate intended to limit the magnetic emissions in and outside the vehicle. In the last axis of the thesis, the study is dedicated to techniques for detecting the presence of the vehicle and the sequencing of the different ground coils. A conclusion giving an assessment of the work and perspectives that open up from this work, close this manuscript.

**Université Paris-Saclay**
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France