



**HAL**  
open science

# Coupleur électromagnétique de puissance à émissions réduites (CEMPER).

Fatima Zahra Boudara

► **To cite this version:**

Fatima Zahra Boudara. Coupleur électromagnétique de puissance à émissions réduites (CEMPER)..  
Energie électrique. Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2021. Français. NNT : 2021PAUU3017 .  
tel-03927809

**HAL Id: tel-03927809**

**<https://univ-pau.hal.science/tel-03927809v1>**

Submitted on 3 Oct 2023

**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.



UNIVERSITÉ DE PAU ET DES PAYS DE L'ADOUR  
ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES EXACTES ET APPLIQUÉES (ED 211)

THÈSE

Pour obtenir le grade de  
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE PAU ET DES PAYS DE L'ADOUR  
Discipline : **Génie Électrique**

Par  
**Fatima Zahra BOUDARA**  
**Manuscrit provisoire**

Contribution au dimensionnement et à la mise en œuvre de  
coupleurs électromagnétiques de fortes puissances à émissions  
réduites

JURY :

Mme. Geneviève DUCHAMP	Professeure des Universités, Université de Bordeaux	Rapporteur
M. Pierre BIDAN	Professeur des Universités, Université Toulouse III – Paul Sabatier	Rapporteur
M. Abdelhadi ASSEBAN	Expert technique, DGA	Examineur
M. Jean-Pierre BEDECARRATS	Professeur des Universités, Université de Pau et des Pays de l'Adour	Examineur
M. Sylvain PAQUET	Ingénieur de recherche, EFFITECH	Examineur
M. Laurent PECASTAING	Professeur des Universités, Université de Pau et des Pays de l'Adour	Directeur de thèse
M. Marc RIVALETTO	Maître de Conférences, Université de Pau et des Pays de l'Adour	Co-directeur de thèse

*À ma tendre maman FATIMA...*

# Table des matières



## Table des matières

Introduction générale .....	19
Chapitre I - État de l'art et vision globale sur la technologie de transfert de puissance inductif .	25
1. Naissance du concept de transfert de puissance inductif .....	26
2. Solutions industrielles existantes .....	28
2.1. Les applications de faible puissance.....	28
2.1.1. Chargement des appareils électroniques .....	28
2.1.2. Domaine médical : transfert d'énergie transcutané (TET).....	30
2.2. Les applications de forte puissance.....	32
2.2.1. Systèmes de chargement stationnaires .....	32
2.2.2. Systèmes de chargement dynamique .....	35
3. Défis de conception .....	43
3.1. Sélection de la géométrie du coupleur .....	43
3.2. Sélection du fil de Litz.....	45
3.3. Sélection de la topologie de compensation .....	47
3.4. Normes internationales et préoccupations de sécurité.....	48
3.5. Système de dissipation thermique .....	50
4. Conclusion du chapitre .....	51
Chapitre II - Principe et dimensionnement des coupleurs électromagnétiques CEMPER.....	55
1. Schéma équivalent d'un transformateur conventionnel.....	55
2. Transition vers les systèmes de transfert de puissance inductif .....	60
3. Circuit de résonance .....	63
3.1. Les différentes topologies de compensations.....	63
3.2. Le choix de la topologie SS .....	66
4. Efficacité maximale .....	69
4.1. Coefficient de qualité .....	69
4.2. Expression simplifiée de l'efficacité .....	71
4.3. Phénomène de bifurcation.....	72
4.4. Maximiser l'efficacité, minimiser la capacité de transfert de puissance et vice-versa .	74
5. Dimensionnement de coupleurs électromagnétiques CEMPER.....	75
5.1. Choix de la fréquence de résonance .....	75
5.2. Choix de la géométrie torique.....	77
5.3. Choix du fil de Litz.....	78
5.4. Modélisation et calcul de l'inductance mutuelle .....	81
5.5. Processus de conception .....	83
6. Conclusion du chapitre .....	84
Chapitre III - Coupleurs électromagnétiques pour le chargement ultra-rapide et sans contact ..	89
1. Étude et conception du système de transfert de puissance inductif .....	90
1.1. Caractéristiques du coupleur électromagnétique.....	90

1.2. Estimation des pertes du système .....	91
2. Modélisation numérique et réalisation mécanique du coupleur électromagnétique .....	94
2.1. Modélisation numérique du coupleur électromagnétique .....	94
2.2. Réalisation mécanique du coupleur électromagnétique .....	98
3. Problématique du fil de Litz .....	101
4. Essais Expérimentaux.....	106
4.1. Description du dispositif expérimental .....	106
4.2. Mesure de l'efficacité DC-DC en cas d'alignement parfait.....	110
4.3. Mesure de l'efficacité DC-DC en cas de désalignement.....	113
5. Évaluation de l'émission des champs magnétique et électrique - ICNIRP 2010 .....	115
5.1. La norme ICNIRP 2010 .....	116
5.2. Présentation de l'appareil SMP2 et des sondes WP400 et WP400-3 .....	117
5.3. Vérification expérimentale comparativement à la norme ICNIRP 2010 .....	118
6. Coupleur électromagnétique en forme de D12 optimisé.....	121
7. Conclusion du chapitre .....	125
Chapitre IV - Perspectives fonctionnelles : études préliminaires .....	129
1. Coupleur électromagnétique non démontable avec enroulements circulaires.....	130
1.1. Détermination des paramètres électriques du schéma équivalent.....	130
1.1.1. Par modélisation numérique .....	130
1.1.2. Par mesure au RLC mètre.....	132
1.2. Vérification expérimentale des performances du système de transfert de puissance inductif.....	134
1.2.1. Mesure de l'efficacité DC-DC .....	134
1.2.2. Vérification de la conformité à la norme ICNIRP 2010 .....	137
2. Étude préliminaire de la gestion thermique du coupleur électromagnétique toroïdal .....	139
2.1. Modèle analytique.....	141
2.2. Modélisation numérique 3D par ANSYS-Fluent .....	146
3. Optimisation du coupleur électromagnétique : structure en D10 .....	151
3.1. Coupleur D10 : isolant galvanique.....	151
3.1.1. Modélisation numérique et préparation de prototype .....	151
3.1.2. Essais expérimentaux.....	154
3.2. Coupleur D10 : élévateur de tension.....	159
4. Conclusion du chapitre .....	163
Conclusion générale .....	167

## Liste des figures





## Liste des figures

Figure 1 : Recharge inductive de batterie de VE pour Volvo.....	20
Figure I-1 : Schéma de distribution du réseau électrique intelligent [1].....	25
Figure I-2 : Classification des différents domaines de la technologie TPI [3].....	26
Figure I-3 : Schéma de principe et expérience de transfert de 60 W via la technologie transfert de puissance inductif réalisée par le MIT [1]. .....	28
Figure I-4 : Les différentes configurations de la standard Qi [12].....	29
Figure I-5 : Principe de chargement sans contact à multi-bobines [14].....	30
Figure I-6 : Schéma d'un système d'assistance circulatoire mécanique implantable [17].....	31
Figure I-7 : Système de chargement par TPI d'Evatran [21].....	33
Figure I-8 : Bus électrique chargé par la technologie développée par WAVE [24]. .....	33
Figure I-9 : Prototype du laboratoire Power Electronic System [25]. .....	34
Figure I-10 : Prototype développé durant la thèse de A. Hammoud [26].....	35
Figure I-11 : Résumé de l'évolution du projet OLEV jusqu'à la 4G [31]. .....	37
Figure I-12 : Différentes technologies développées par Bombardier – Projet PRIMOVE. ....	38
Figure I-13 : La bobine primaire lors de son rapprochement au sol avec son système de refroidissement [32].	39
Figure I-14 : Coupleur électromagnétique des systèmes développés au ORNL. ....	39
Figure I-15 : Essais expérimentaux du système développé par ORNL [35]. .....	40
Figure I-16 : Prototype de la piste routière conçue dans la thèse [28].....	40
Figure I-17 : Prototype du système eCo-FEV [37]. .....	41
Figure I-18 : Voie de recharge TPI développée dans la thèse de V. Cirimele [38].....	41
Figure I-19 : Piste d'essai de la technologie Qualcomm en dynamique [39]. .....	42
Figure I-20 : Dessin schématique des différentes géométries de bobines circulaire, carré, rectangulaire et DD [47].....	43
Figure I-21 : Résultats de l'étude comparative pour le coefficient de couplage des quatre géométries [47]. ....	44
Figure I-22 : Géométrie DDQ proposée par M. Budhia et al. [46]. ....	44
Figure I-23 : Illustration des différents types de fil de Litz [49]. .....	45
Figure I-24 : Évolution de l'effet de peau en fonction de la fréquence dans un conducteur [50]. .....	46
Figure I-25 : Évolution de l'effet de proximité en fonction de la fréquence [50].....	46
Figure I-26 : Les quatre topologies de compensation. ....	47
Figure I-27 : ICNIRP 1998/2010, niveaux de référence pour l'exposition publique et professionnelle au champ magnétique [25].....	48
Figure II-1 : Structure d'un système de chargement de batterie haute puissance .....	55
Figure II-2 : Schéma électrique simplifié d'un transformateur conventionnel. ....	56
Figure II-3 : Schéma équivalent d'un transformateur réel.....	57
Figure II-4 : Schéma équivalent du transformateur avec l'inductance de fuite localisée au primaire.....	58
Figure II-5 : Étapes de mesure des paramètres électriques du schéma équivalent du transformateur.....	59
Figure II-6 : Illustration du mécanisme d'un système TPI. ....	61
Figure II-7 : Schéma équivalent du système TPI.....	61
Figure II-8 : Schéma équivalent simplifié d'un system TPI. ....	62
Figure II-9 : Valeurs des capacités de compensations selon la topologie choisie .....	64
Figure II-10 : Schéma équivalent du coupleur électromagnétique avec la topologie SS .....	65
Figure II-11 : Schéma du circuit émetteur en présence du récepteur .....	65
Figure II-12 : Caractéristique du gain de tension et de de la phase de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence d'un système TPI topologie SS.....	67
Figure II-13 : Variation de la phase de l'impédance d'entrée pour différents cas du coefficient de couplage [67]. .....	73
Figure II-14 : Schéma équivalent d'un circuit de transfert de puissance inductif. ....	74

Figure II-15 : Évolution du rapport $R_{AC}/R_{dc}$ en fonction de la fréquence pour différentes combinaisons de fil de Litz.....	76
Figure II-16 : Constitution de l'architecture torique du coupleur électromagnétique .....	77
Figure II-17 : Fil de Litz modélisé sous le logiciel CST.....	79
Figure II-18 : Évolution de la résistance linéique en fonction de la fréquence pour différentes combinaisons de fil de Litz. ....	80
Figure II-19 : Configurations géométriques pour des bobines circulaires. ....	81
Figure II-20 : Exemples de calcul de mutuelle entre deux boucles circulaires.....	82
Figure II-21 : Processus de conception des coupleurs électromagnétiques. ....	84
Figure III-1 : Évolution de la résistance linéique AC de différentes configurations du fil de Litz en fonction de la fréquence avec les deux modèles de modélisation numérique. ....	95
Figure III-2 : Coupleur électromagnétique modélisé avec le logiciel CST Studio. La bobine primaire est désalignée de 1 cm par rapport à la bobine secondaire.....	96
Figure III-3 : Distribution de champs.....	97
Figure III-4 : Dessins de construction du prototype du coupleur électromagnétique réalisé comprenant le support des câbles et les fils de Litz.....	98
Figure III-5 : Prototype du coupleur électromagnétique démontable.....	99
Figure III-6 : Fil de Litz de type 2500 x 71 $\mu\text{m}$ avec les dix sous-paquets séparés.....	102
Figure III-7 : Schéma équivalent du montage mis en place pour la réalisation des essais expérimentaux. ....	106
Figure III-8 : Photographie du dispositif expérimental.....	107
Figure III-9 : Photographie du convertisseur DC/AC. ....	107
Figure III-10 : Capacités dédiées pour un fonctionnement hautes fréquences de chez Illinois Capacitor [85]. .	108
Figure III-11 : Photographie et caractéristiques de la sonde Pearson modèle 3972 [86]. ....	109
Figure III-12 : Photographie et caractéristiques de la sonde de tension différentielle TT-SI 9010A [88].....	109
Figure III-13 : Formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant. ....	110
Figure III-14 : Comparaison entre données expérimentales et simulées pour le cas d'un alignement parfait des bobines : évolution des pertes totales mesurées et calculées ainsi que les pertes du coupleur électromagnétique en fonction de la puissance de sortie.....	111
Figure III-15 : Répartition des pertes totales mesurées de la chaîne de transmission à 200 kW. ....	112
Figure III-16 : Évolution des efficacités DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie. ....	113
Figure III-17 : Évolution des pertes totales mesurées et calculées ainsi que des pertes du coupleur électromagnétique en fonction de la puissance de sortie.....	114
Figure III-18 : Évolution des efficacités DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie. ....	115
Figure III-19 : Gamme de fréquences distinguées par leurs effets sur la santé [89].....	116
Figure III-20 : Appareil de mesure des champs B et E avec la sonde WP400 (section transversale de 100 $\text{cm}^2$ ) et la sonde WP400-3 (section transversale de 3 $\text{cm}^2$ ) [90]. ....	117
Figure III-21 : Mesure de la densité du flux magnétique aux alentours du coupleur. ....	119
Figure III-22 : Coupleur électromagnétique démontable D12. ....	123
Figure III-23 : Coupleur électromagnétique démontable D12 modélisé avec le logiciel CST.....	123
Figure III-24 : Modélisation de la répartition de la densité du flux magnétique et du champ électrique avec le logiciel CST. ....	124
Figure IV-1 : Coupleur toroïdal non démontable. L'enroulement primaire est présenté par la couleur rouge et le secondaire est présenté par le bleu. Le gris présente le support des câbles en PLA.....	131
Figure IV-2 : Distribution de la densité du flux magnétique et du champ électrique pour une puissance de 198 kW selon la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique et pour l'exposition professionnelle. ....	132
Figure IV-3 : Support de câble PLA imprimé en 3D. ....	133
Figure IV-4 : Dispositif expérimental du coupleur électromagnétique non démontable. ....	134
Figure IV-5 : Formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant du système non démontable (puissance moyenne de 198 kW). ....	135

Figure IV-6 : Comparaison entre données expérimentales et simulées du coupleur électromagnétique non démontable.....	136
Figure IV-7 : Évolution de la densité du flux magnétique B. ....	138
Figure IV-8 : Support des câbles en PLA.....	140
Figure IV-9 : Élévation de température avec convection naturelle ( $h = 25 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ). ....	143
Figure IV-10 : Variations du coefficient de transfert de chaleur externe minimum en fonction de ( $h_{\text{int}}$ et $T_{\text{ext}}$ ) pour trois niveaux de pertes (4,5 kW, 5 kW et 5,5 kW). ....	145
Figure IV-11 : Variations du coefficient de transfert de chaleur externe minimum en fonction de ( $r_2$ et $R$ ) pour trois niveaux de pertes (4,5 kW, 5 kW et 5,5 kW).....	146
Figure IV-12 : Élévation de température du coupleur torique avec convection naturelle ( $h = 25 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ) modélisée en 3D avec le logiciel ANSYS Fluent.....	147
Figure IV-13 : Élévation de température du coupleur torique avec convection forcée ( $h = 305 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ) modélisée en 3D avec le logiciel ANSYS Fluent.....	148
Figure IV-14 : Distribution de température au sein d'un demi-tube du coupleur torique avec convection forcée ( $h = 305 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ) .....	148
Figure IV-15 : Évolution de la température maximale du coupleur torique à 200 kW en fonction du coefficient $h_{\text{ext}}$ pour ( $h_{\text{int}} = 305 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ , $h_{\text{int}} 350 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ , $h_{\text{int}} 400 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ).....	150
Figure IV-16 : Coupleur électromagnétique non démontable en forme D10 (isolant galvanique).....	152
Figure IV-17 : Prototype du coupleur électromagnétique non démontable D10 en mode isolant galvanique..	153
Figure IV-18 : Dispositif expérimental pour l'évaluation des performances du coupleur D10 optimisé. ....	155
Figure IV-19 : Formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant du système non démontable D10 (isolant galvanique). ....	156
Figure IV-20 : Comparaison entre données expérimentales et simulées du coupleur électromagnétique non démontable D10. ....	157
Figure IV-21 : Évolution de l'efficacité DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie. ....	158
Figure IV-22 : Coupleur électromagnétique non démontable en forme D10 (élévateur de tension). ....	159
Figure IV-23 : Schéma électrique de la simulation globale combinant le modèle 3D avec les composants du circuit. ....	160
Figure IV-24 : Formes d'onde de la tension et du courant d'entrée du coupleur D10 (élévateur de tension)...	161
Figure IV-25 : Formes d'onde à la sortie du coupleur D10 en élévateur de tension.....	162



## Liste des tableaux



## Liste des tableaux

Tableau I-1 : Récapitulatif des limites établies par ICNIRP 2010 pour l'exposition publique et professionnelle à la densité du flux magnétique et du champ électrique à 200 kHz.....	49
Tableau II-1 : Tableau récapitulatif des valeurs de coefficient de qualité en fonction de la topologie de compensation. ....	70
Tableau III-1 : Paramètres du coupleur électromagnétique sélectionné.....	91
Tableau III-2 : Paramètres électriques simulés. ....	96
Tableau III-3 : Paramètres électriques mesurés et simulés. ....	100
Tableau III-4 : Résultats de mesure sur le fil de Litz de type 250 x 71 $\mu\text{m}$ . ....	103
Tableau III-5 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et analytiques de trois échantillons de fil de Litz de même section réalisé dans [26]. ....	104
Tableau III-6 : Résultats numériques et expérimentaux de différente configuration de fil de Litz. ....	105
Tableau III-7 : Détermination de la distance correspondant aux limites imposées par la norme ICNIRP 2010 (champ électrique est inférieur à 83 V/m) par mesure expérimentale et par simulation numérique 3D pour deux niveaux de puissance (67 kW et 200 kW).....	120
Tableau III-8 : Paramètres électriques du circuit équivalent du coupleur électromagnétique démontable D12. ....	123
Tableau IV-1 : Paramètres électriques simulés du coupleur torique non démontable. ....	131
Tableau IV-2 : Paramètres électriques mesurés et simulés du coupleur électromagnétique non démontable avec enroulements circulaires. ....	133
Tableau IV-3 : Détermination de la distance, par mesure expérimentale et par simulation numérique 3D, à partir de laquelle le champ électrique est inférieur à 83 V/m pour une puissance de sortie de 198 kW. ....	139
Tableau IV-4 : Principales propriétés thermophysiques du PLA [94]. ....	139
Tableau IV-5 : Différents cas de l'étude paramétrique sur <i>hexmin</i> . ....	144
Tableau IV-6 : Propriétés thermophysiques du TC poly [98]. ....	149
Tableau IV-7 : Paramètres électriques du coupleur non démontable en forme de D modélisés avec le logiciel CST en mode isolant galvanique. ....	152
Tableau IV-8 : Paramètres électriques mesurés et simulés du coupleur électromagnétique non démontable D10 en mode isolant galvanique. ....	154
Tableau IV-9 : Détermination de la distance, par mesure expérimentale et par simulation numérique 3D, à partir de laquelle la densité du flux magnétique et le champ électrique respectent la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique pour deux niveaux de puissance (150 kW et 316 kW). ....	159
Tableau IV-10 : Paramètres électriques du coupleur non démontable en forme D10 modélisés avec le logiciel CST en mode élévateur de tension. ....	160
Tableau IV-11 : Pertes dans chaque bloc de la chaîne de transmission pour le coupleur D10 en élévateur de tension. ....	162





# Introduction générale



## Introduction générale

Les usages liés à l'électricité ont bien changé depuis leurs débuts. Les appareils électriques se sont multipliés et le besoin en matière d'énergie a augmenté. La réduction de l'empreinte carbone, afin de limiter le réchauffement climatique, est une préoccupation majeure pour les pays développés. D'un côté, de nouvelles sources de production d'électricité moins polluantes telles que les piles à combustible, l'énergie solaire ou éolienne sont de plus en plus utilisées. D'un autre côté, la principale source de pollution provenant des activités humaines est due à l'utilisation des combustibles fossiles pour produire de l'électricité, se chauffer et se mouvoir. Par conséquent, les nouvelles stratégies de l'industrie automobile passent par une transformation technologique importante dans un contexte où les préoccupations environnementales sont au premier plan. Les besoins en réduction des émissions de CO<sub>2</sub> incitent les constructeurs à favoriser le développement des véhicules électriques (VEs) et des véhicules électriques hybrides (VEHs).

Tous ces changements doivent être intégrés dans le réseau électrique actuel. Pour accompagner alors cette transition énergétique, ce dernier évolue vers ce qu'on appelle les réseaux intelligents (ou « smart grids » en anglais). Ce sont des réseaux électriques qui, grâce à des technologies informatiques, ajustent le flux d'électricité entre le fournisseur et le consommateur afin d'assurer, à tout instant, l'équilibre entre l'offre et la demande d'électricité. Ils intègrent de nouveaux systèmes garantissant une fourniture d'électricité efficace, économique, sécurisée et durable.

Grâce à sa simplicité d'utilisation et son efficacité, la technologie de Transfert de Puissance Inductif (TPI) répond aux exigences de cette évolution énergétique. Elle permet de :

- transférer de la puissance entre deux nœuds distants, en assurant la possibilité d'un transport de puissance bidirectionnel tout en maîtrisant le niveau de puissance transmis et l'arrêt immédiat des puissances transmises en cas de court-circuit par exemple ;
- recharger un système électrique autonome, en maîtrisant la puissance injectée ainsi que la tension correspondante. La connexion électrique entre les deux systèmes se fait sans contact ohmique, par couplage inductif.

En dépit des efforts développés ces dernières années pour faciliter l'accès au chargement des VEs, ces systèmes peuvent contenir des éléments fastidieux et gênants pour l'utilisateur. C'est pourquoi la solution clé de nos jours est l'utilisation des bornes de recharge à induction. Cette technologie, connue mondialement sous les termes *Wireless Power Transfer* ou *Inductive Power Transfer*, est basée sur le principe du couplage électromagnétiques.

## Introduction générale

L'objectif principal de cette technologie est de simplifier le processus de charge afin de rendre les stations de charge des VE plus accessibles et plus conviviales. C'est ainsi que le câble du chargeur de batterie classique est remplacé par un transformateur, dont le primaire (la bobine émettrice) est au sol et le secondaire (la bobine réceptrice) est sous le véhicule comme l'illustre la Figure 1. En faisant circuler un courant électrique variable dans la bobine primaire, un champ magnétique est créé ce qui entraîne l'apparition d'un nouveau courant électrique variable dans la bobine secondaire. Ainsi, une partie de l'énergie électrique circulant dans la bobine primaire est transférée à la secondaire lors du passage du VE au-dessus de la première nommée. Par conséquent, l'utilisateur n'a plus besoin de gérer une connexion filaire. Cela élimine les risques liés à la manipulation des équipements électriques de grande puissance. De plus, le chargement inductif sans contact permet de démarrer le processus de charge de manière totalement automatisée, sans interaction avec l'utilisateur du VE. Il est donc possible d'installer des plates-formes de charge à des endroits où les véhicules s'arrêtent (gares routières, arrêts de bus, stations de taxis ou feux de circulation par exemple). Ceci est particulièrement intéressant pour le transport public. En outre, le système à induction est naturellement protégé et son fonctionnement n'est pas affecté par les conditions environnementales telles que l'eau, la saleté, etc... Le besoin de maintenance des systèmes à induction est donc très réduit, contrairement aux systèmes classiques filaires qui souffrent de plusieurs problèmes comme la corrosion électrique ou le dépôt de poussière.

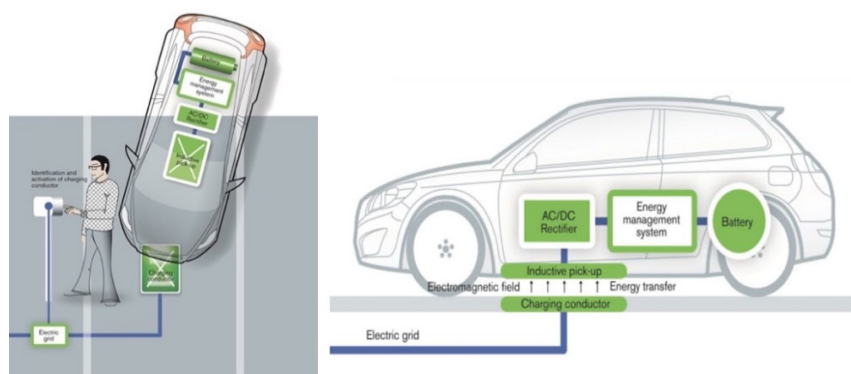


Figure 1 : Recharge inductive de batterie de VE pour Volvo.

Cette thèse apporte une contribution à l'étude et au développement des systèmes qui permettent d'assurer la transmission de puissance électrique pour :

- le transfert de puissance, bidirectionnel, entre deux points distants ;
- la recharge rapide sans contact.

L'innovation principale apportée par ce travail est la structure torique du coupleur électromagnétique. Elle permettra d'améliorer le couplage entre les bobines et donc d'atteindre un transfert de puissance important avec un rayonnement parasite minimal sans ajout de l'écrantage magnétique habituellement utilisé pour la limitation des rayonnements

## Introduction générale

dans l'environnement du coupleur et donc la protection des utilisateurs. Sa compacité est assurée par la fréquence de fonctionnement utilisée, proche de 200 kHz.

Toutefois, il faut reconnaître qu'il est difficile pour le moment de proposer les systèmes développés dans cette thèse pour le chargement des VEs des particuliers. En effet, nos systèmes ne répondent pas à plusieurs exigences réglementaires ou normatives liées à la charge sans contact statique pour particuliers telles que l'interopérabilité, la fréquence de fonctionnement, la puissance délivrée ou la distance entre le primaire et le secondaire. Ils auront plus de perspectives dans les secteurs du transport public et de la défense pour le rechargement de leurs dispositifs électriques, car ces contraintes n'y sont pas forcément imposées.

Ce manuscrit regroupe les résultats de trois années et demie de travaux menés au sein du laboratoire des Sciences pour l'Ingénieur Appliquées à la Mécanique et au génie Electrique (SIAME) et réalisés dans le cadre d'un Régime d'Appui à l'Innovation Duale (RAPID) financé par la Direction Générale de l'Armement (DGA). Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été développés en collaboration avec EFFITECH, une entreprise spécialisée dans les Hautes Puissances Pulsées (HPP).

La thèse CEMPER acronyme de « Coupleurs ElectroMagnétiques de Puissance à Emission Réduite » se divise en quatre chapitres.

Le **chapitre I** présente dans un premier temps la technologie de transfert de puissance inductif, son histoire et son principe. Il précise ensuite les différents domaines d'applications de cette technologie. Ces domaines ont été divisés en deux grands secteurs : les applications de faible puissance et celles de moyenne/forte puissance orientées particulièrement vers la recharge sans contact, statique ou dynamique, des véhicules électriques. Étant donné que la technologie TPI est un condensé de contraintes et de défis, ces derniers sont alors discutés dans ce chapitre. Pour finir, les objectifs et les points originaux du projet CEMPER sont exposés. L'ensemble positionne les apports de cette thèse.

Le **chapitre II** commence par clarifier la différence entre un transfert de puissance filaire et un transfert de puissance inductif en analysant les schémas électriques équivalents des deux processus. Ensuite, le système résonant est introduit, les quatre topologies de compensations sont décrites et comparées afin de déterminer la topologie la plus adaptée à notre coupleur électromagnétique et à son utilisation future. Les aspects les plus importants qui permettent d'obtenir l'efficacité la plus élevée de la chaîne de transmission sont analysés. Le chapitre se termine par une description détaillée du processus du dimensionnement des coupleurs électromagnétiques développés dans la thèse CEMPER.

Le **chapitre III** présente deux coupleurs électromagnétiques dont la bobine primaire et la bobine secondaire ne sont pas sur le même support et qui peuvent être dédiés au chargement sans contact. Tout d'abord, le dimensionnement et les caractéristiques du premier coupleur

## Introduction générale

électromagnétique sont introduits et le bilan de puissance du système global est estimé. Par la suite, la première génération du coupleur torique avec des enroulements circulaires est étudiée à travers des simulations numériques et des essais expérimentaux en haute puissance jusqu'à 200 kW. Ce chapitre présente en détail la chaîne de transmission utilisée pour tester les différents coupleurs électromagnétiques. Pour conclure l'étude expérimentale, des mesures de la densité de flux magnétique et du champ électrique aux alentours du système sont réalisées afin d'en vérifier la conformité aux normes internationales. La dernière partie du chapitre présente la simulation numérique de la deuxième génération du coupleur torique avec des enroulements en forme de D. Au moment de la rédaction de ce manuscrit, ce dernier système n'a pas pu être étudié expérimentalement.

Le **chapitre IV** présente des études préliminaires pour des évolutions futures. Il débute avec l'étude d'une version simplifiée du coupleur torique démontable avec des enroulements circulaires. Son but est d'analyser le comportement thermique du coupleur torique, ce qui n'a pas été étudié dans le chapitre III, alors que les coupleurs électromagnétiques doivent évacuer des pertes de l'ordre de 4,5 kW pour la première génération et 2 kW pour la seconde. Cette étude thermique est alors réalisée sur un modèle analytique simplifié par la détermination du coefficient d'échange thermique. Ce modèle analytique est ensuite comparé aux résultats de la modélisation numérique. Évidemment, ce système simplifié ne peut pas être utilisé pour une application de chargement sans contact, mais il garde l'originalité d'un coupleur torique sans noyau magnétique. À la fin de ce chapitre, un autre coupleur torique non démontable avec des enroulements en forme de D est étudié, modélisé et construit dans le but de le tester, par la suite, dans une configuration d'élévateur (ou d'abaisseur) de tension. Pour le moment, il sera testé simplement comme un système d'isolement galvanique. Ses performances électriques ainsi que sa conformité à la norme ICNIRP 2010 sont également présentées.

À la fin de chaque chapitre, de courts résumés des points traités sont présentés et les principales conclusions sont mises en évidence.

Pour terminer le manuscrit, une **conclusion générale** fait le bilan de ce travail de thèse. Elle a pour objectif de rappeler l'ensemble des résultats obtenus, de comparer les différents systèmes développés dans ce projet et d'examiner leurs performances d'une manière critique à la lumière des limites physiques et techniques des systèmes TPI. Finalement, la thèse est conclue par des suggestions de futures améliorations possibles.

# Chapitre I- État de l'art et vision globale sur la technologie de transfert de puissance inductif





La technologie de transfert de puissance inductif (TPI) reçoit actuellement une attention très importante de l'industrie, notamment dans les domaines de la distribution au sein d'un réseau électrique intelligent et du chargement sans contact des VEs. Cette technologie assure la transmission de la puissance électrique entre deux points tout en contrôlant le niveau de celle-ci et assure son arrêt immédiat en cas de problème.

La Figure I-1 montre un schéma de distribution du réseau électrique. La centrale électrique produit de l'électricité. Grâce au transformateur élévateur de tension, la tension est augmentée. La puissance est alors transmise aux systèmes de transmission qui fournissent cette puissance aux clients à partir du poste de distribution. La technologie de réseau intelligent permet une meilleure coordination des besoins et des capacités locales tout en maximisant la fiabilité, la résilience et la stabilité du système [1]. L'un des principaux composants du réseau intelligent est le transformateur qui doit assurer une transmission efficace de l'énergie avec des systèmes de contrôle et de communication performants. Dans ce contexte, le projet CEMPER propose d'utiliser un coupleur électromagnétique torique sans matériau magnétique isolé galvaniquement.

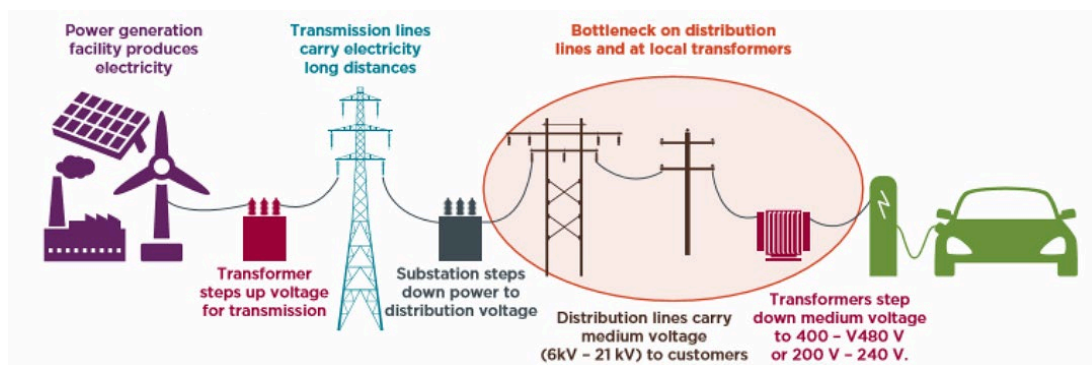


Figure I-1 : Schéma de distribution du réseau électrique intelligent [1].

Dans un second temps, le projet CEMPER propose une autre version de coupleurs électromagnétiques toriques dont le primaire est séparé du secondaire. Ce système déconnectable peut être utilisé dans le contexte du chargement inductif sans contact des VEs.

Ce chapitre résume en premier lieu l'histoire du concept de transfert de puissance inductif, ainsi que ces principaux domaines d'application. Il contient également une présentation des travaux scientifiques récents ayant traité le même sujet que le projet CEMPER. La troisième section expose les principaux défis rencontrés lors du design du système. La dernière section résume les objectifs et les points originaux de CEMPER.

## 1. Naissance du concept de transfert de puissance inductif

Le transfert de puissance inductif est un terme spécifique appliqué aux différentes techniques qui permettent de transférer de la puissance électrique à distance, sans aucun contact physique. Aujourd'hui, cette terminologie couvre plusieurs technologies dans différents domaines d'applications qui peuvent être divisés en deux catégories suivant les phénomènes physiques de propagation du champ électromagnétique concerné [2][3].

Figure I-2 schématise les types de transmission de puissance utilisant le champ électromagnétique.

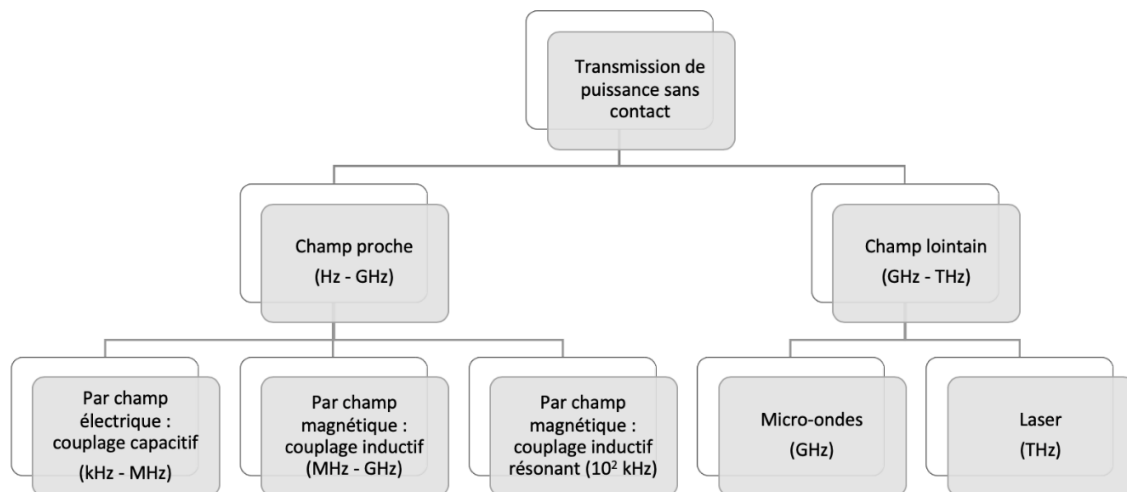


Figure I-2 : Classification des différents domaines de la technologie TPI [3].

De façon générale, un appareil électrique émet à la fois un champ magnétique et un champ électrique dont les amplitudes diffèrent selon la distance à la source de rayonnement. On distingue deux zones différentes. La zone de champ proche où la distance à la source est inférieure à  $\lambda/2\pi$ , avec  $\lambda$  la longueur d'onde. Dans cette zone, l'un des deux champs est dominant. En s'éloignant, la distance à la source vaut puis dépasse  $\lambda/2\pi$ , on se trouve alors dans la zone de champ lointain où les deux champs sont fortement couplés.

La transmission de puissance dans la zone de champ lointain permet des transferts de puissance sur des distances aussi bien courtes que longues et à très hautes fréquences allant du GHz au THz. Elle concerne généralement une énergie électromagnétique transmise par faisceau (lasers, micro-ondes et ondes radioélectriques).

La transmission de puissance en champ proche permet des transferts de puissance avec des rendements élevés mais uniquement sur des faibles distances. Le niveau de fréquence varie de quelques Hz jusqu'à plusieurs GHz. Ce type de transmission utilise trois types de couplage : capacitif, inductif et inductif résonant.

Mon travail de thèse entre dans le cadre de la transmission de puissance en champ proche à couplage inductif résonant.

La transmission de puissance inductive est fondée sur la loi d'Ampère de 1820 [4] et la loi de Faraday de 1831 [5]. La première loi explique qu'une bobine, parcourue par un courant alternatif, génère un champ magnétique variable dans le temps. Lorsque ce dernier est intercepté par un autre circuit électrique, il y induit une force électromotrice selon la seconde loi.

La théorie de la transmission de puissance inductive a été proposée par Nikola Tesla en 1899. Il avait souligné deux points importants concernant cette transmission [6] :

la nécessité de travailler à des fréquences élevées de l'ordre du kHz,

la nécessité d'associer des condensateurs aux bobines afin de fonctionner à la fréquence de résonance, améliorant ainsi le rendement de la transmission.

En 1943, Georgiy Babat, un ingénieur soviétique, a développé une voiture électrique alimentée par un système de transfert de puissance inductif à courte distance. Le système était composé de tubes de cuivre formant une série de chemins enterrés sous l'asphalte et d'un récepteur placé sous le véhicule à environ 20 cm du sol. La fréquence d'opération était de 50 kHz, le courant induit était redressé pour alimenter directement un moteur de 2 kW, l'efficacité du système ne dépassait pas 4 % [7].

L'intérêt des chercheurs et des industriels pour la technologie de transfert de puissance inductif est clairement évident. Cette technologie était, par exemple, un sujet de recherche actif pour les systèmes de transfert d'énergie transcutané pour implants médicaux et cela dès les années 1960 [8]. Néanmoins, la technologie TPI est restée immature car la première application grand public n'est apparue que dans les années 1990 avec les brosses à dents électriques [9].

En 2007, une équipe du Massachusetts Institute of Technology (MIT) est parvenue à transférer 60 W à moyenne distance avec un rendement de 30 % [2][10] en s'appuyant sur le principe de la transmission d'énergie par couplage magnétique hautement résonant représenté par la Figure I-3 comme le fit Nikola Tesla en son temps avec la bobine qui porte son nom. Les bobines étaient réalisées de telles sortes qu'elles fonctionnaient à la fréquence de résonance. La distance entre les deux bobines était de 2,4 m, soit quatre fois le diamètre de la bobine.

A la fin du siècle dernier, la diffusion des systèmes de transfert de puissance inductif pour la recharge des appareils portables et des bus hybrides et électriques devint une réalité. Les domaines d'applications et les solutions industrielles existantes de la technologie de transfert de puissance inductif sont très variés ; ils se différencient par la gamme de puissance impliquée.

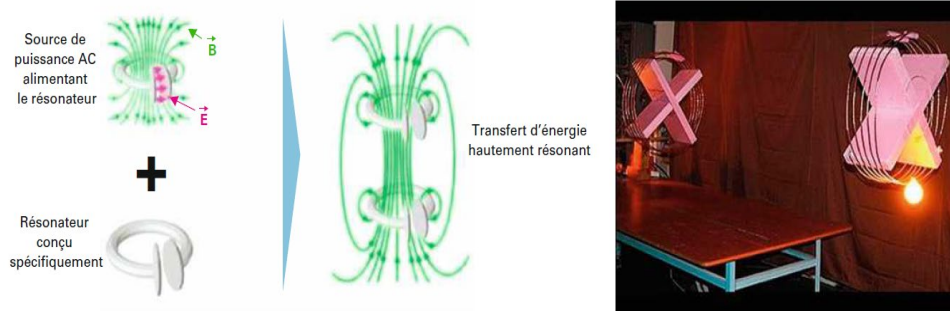


Figure I-3 : Schéma de principe et expérience de transfert de 60 W via la technologie transfert de puissance inductif réalisée par le MIT [1].

## 2. Solutions industrielles existantes

Cette section présente un large choix d'applications des systèmes de transfert de puissance inductif. La première partie traite les applications de faible puissance, inférieures à 100 W pour lesquelles l'efficacité n'est pas un critère majeur. La seconde partie est consacrée aux systèmes haute puissance. Le défi le plus important des concepteurs de ces derniers est l'obtention d'une excellente efficacité afin de limiter les pertes et de simplifier le système de dissipation thermique. Cette présentation est focalisée sur deux domaines d'applications : le premier vise le chargement statique et le second s'intéresse aux systèmes de chargement dynamique.

### 2.1. Les applications de faible puissance

La technologie de transfert de puissance inductif à faible puissance est une solution pratique dans beaucoup de domaines. Elle est de plus en plus utilisée pour charger les batteries de nombreux appareils électroniques tels que les téléphones cellulaires, les tablettes et les ordinateurs portables. Elle est également utilisée dans le domaine médical pour le transfert d'énergie transcutané.

#### 2.1.1. Chargement des appareils électroniques

Le chargement sans contact des appareils électroniques est une application largement étudiée. La puissance transférée est souvent comprise entre 1 et 20 W avec une distance faible entre l'émetteur et le récepteur.

Un modèle de chargement sans contact de téléphone portable est proposé par B. Choi et al. dans [11]. Il est constitué de bobines circulaires de 35 mm. La puissance transmise est de 4 W à une distance inter-bobines de 2 mm. La fréquence de travail est de 500 kHz et l'efficacité obtenue est de 57 %.

De plus en plus, les fabricants de ces appareils utilisent leurs propres systèmes de chargement sans contact ce qui en résulte des déchets électroniques importants. Par conséquent, pour réduire ces déchets, il a été primordial de standardiser les systèmes de chargement sans contact pour qu'ils soient compatibles avec plusieurs appareils et donc écoresponsables.

La norme la plus connue a été établie par la « *Wireless Power Consortium Company* », cette norme est appelée Qi [12]. Elle concerne les applications faible puissance de moins de 5 W pour une distance maximale de 40 mm. Trois types de configuration de l'émetteur sont possibles comme le montre la Figure I-4. La première configuration est appelée « *guided positioning* », dans laquelle la bobine secondaire de l'appareil est alignée avec la bobine primaire. La deuxième configuration est « *free positioning* », où la bobine primaire est mobile au-dessous de la bobine secondaire afin d'assurer un bon couplage quelle que soit la position du secondaire. La troisième configuration est « *multi-coils free positioning* ». Ici, la partie émettrice est composée de plusieurs bobines primaires et un système de détection de charge est utilisé afin d'alimenter uniquement les bobines au-dessous du récepteur. Cette configuration a été utilisée par S.Y.R. Hui et al. dans [13] en tant que chargeur sans contact pour une gamme de produits électroniques. La puissance transmise est de 1,6 W à une fréquence de 130 kHz.

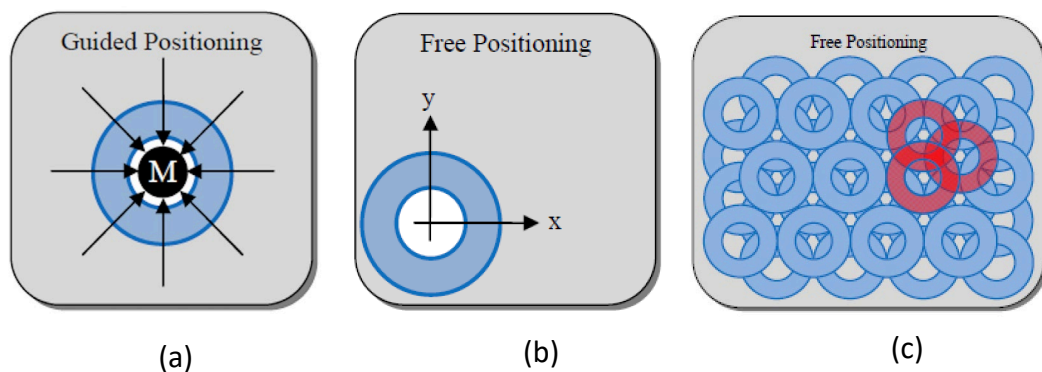


Figure I-4 : Les différentes configurations de la standard Qi [12].

(a) : Guided positioning, (b) : Free-positioning, (c) : Multi-coils free positioning.

La Figure I-5 représente le principe de chargement sans contact à multi-bobines avec une vue détaillée sur la bobine primaire. C'est une solution proposée par C. Sonntag et al. [14] qui proposent de charger des appareils électriques par un système constitué d'un réseau triphasé de bobines hexagonales. Seules les bobines primaires les plus proches du dispositif de charge sont utilisées pour transférer la puissance. Les objets sont détectés avec précision par le processus de balayage des enroulements individuels en mesurant et évaluant leurs impédances équivalentes.

L'utilisation de plusieurs enroulements primaires permet au champ magnétique créé de couvrir toute la surface de la plateforme. Le placement de l'appareil pour le chargement n'est

donc pas limité à une certaine position mais peut être placé aléatoirement sur la plateforme. Le système a, de fait, un degré de liberté plus élevé et un confort d'utilisation accru.

En revanche, bien que le champ magnétique rayonné est réduit de presque 85 %, le système est plus complexe à mettre en œuvre à cause de la nécessité d'une alimentation magnétique triphasée. De plus, l'efficacité est plus faible en raison du besoin d'électronique supplémentaire et du nombre élevé de bobines à alimenter.

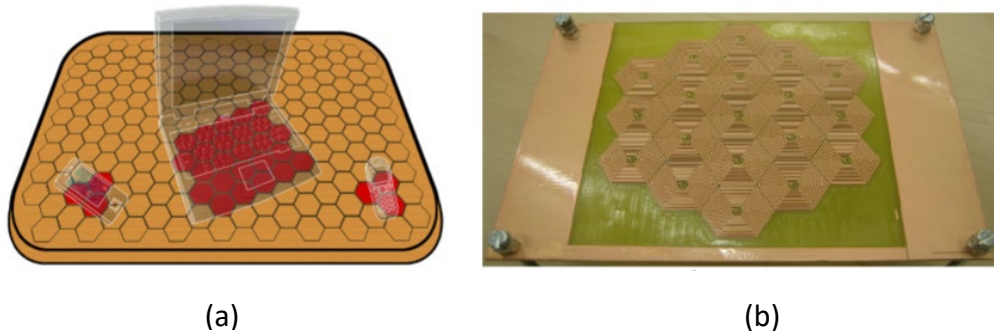


Figure I-5 : Principe de chargement sans contact à multi-bobines [14].

(a) : Le chargement de différents appareils montrant les enroulements primaires activés, (b) : La bobine hexagonale primaire.

La technologie de transfert de puissance inductif a prouvé également son efficacité dans le domaine médical.

### 2.1.2. Domaine médical : transfert d'énergie transcutané (TET)

Depuis plusieurs décennies la technologie de transfert de puissance inductif est largement utilisée dans le domaine médical. C'est un sujet de recherche actif pour les systèmes de transfert d'énergie transcutané (TET) pour implants médicaux depuis les années 1960. Cette technologie peut offrir une excellente solution pour éliminer la possibilité d'une infection cutanée [15].

Parmi les solutions répandues, on trouve l'alimentation des cœurs artificiels via un résonateur à couplage inductif [16]. Cette solution permet de supprimer le lien physique entre l'alimentation et la charge placée à l'intérieur du corps du patient. En revanche, le défi majeur de cette solution est le contrôle de la température de la partie secondaire car elle se trouve à l'intérieur du corps du patient. Pour cette raison, la densité de courant dans la bobine secondaire est limitée par rapport aux autres applications.

Aujourd'hui, de nombreuses équipes de recherche s'intéressent à ce domaine. Un processus d'optimisation d'un système TET pour assistance à la circulation d'un cœur artificiel à haute puissance a été décrit par une équipe du laboratoire ETH de Zurich [17]. Le système d'assistance circulatoire implantable est illustré par la Figure I-6. La source d'alimentation

principale est fournie par un bloc de batterie externe porté par le patient. Le convertisseur DC/AC est utilisé pour alimenter les bobines primaires de transfert de puissance inductive et le courant électrique est transmis par induction à travers la peau à un récepteur implanté sous celle-ci. Côté secondaire, un circuit redresseur fournit une tension continue à l'onduleur du moteur qui entraîne le dispositif d'assistance ventriculaire gauche (*Left Ventricular Assist Device - LVAD*). De plus, une liaison de données sans fil est incorporée pour mettre en œuvre une commande en boucle fermée du système TET et la transmission de données de télémétrie [17]. Les deux défis majeurs de ce système TET sont, d'une part, d'être confronté à un faible couplage entre les deux bobines (et qui peut varier considérablement pendant le fonctionnement à cause des mouvements du patient), et, d'autre part, de minimiser les pertes dans le secondaire.

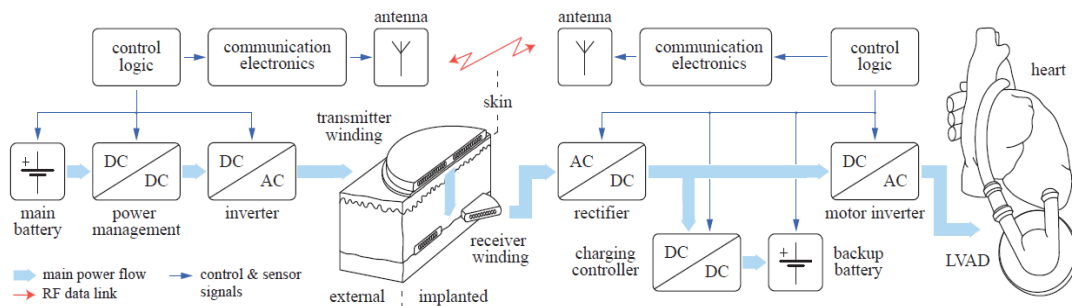


Figure I-6 : Schéma d'un système d'assistance circulatoire mécanique implantable [17].

Le prototype développé met l'accent sur la minimisation des pertes de puissance associées à la bobine réceptrice implantée. Les pertes secondaires contribuent pour 8 % seulement aux pertes totales. La fréquence de travail est de 800 kHz, la puissance de sortie varie de 5 à 30 W pour une séparation de bobines de 10 à 20 mm. L'efficacité maximale obtenue à la fois en simulation et expérimentalement est supérieure à 90 %.

Dans la même logique, un système de transfert de puissance sans contact est proposé par H. H. WU et al. dans [18] afin d'alimenter un appareil cardiaque. Le coefficient de couplage entre les bobines circulaires est de 0,3 ; la puissance transmise par le prototype est de 10 W à une fréquence de 205 kHz avec une efficacité globale de 90,5 %.

Alors que les systèmes précédents n'abordent que les objets du quotidien ou du secteur médical pour des gammes de puissance allant jusqu'à quelques centaines de watts, les systèmes de transfert inductif sont actuellement en plein essor pour des applications de plus fortes puissances comme dans le domaine de la mobilité par exemple. Ces dispositifs de transfert de puissance sont considérés comme une solution d'intérêt pour le chargement ultra-rapide des VEs.



### 2.2. Les applications de forte puissance

Au cours des dernières années, plusieurs entreprises et centres de recherche ont proposé leurs solutions pour améliorer l'efficacité des systèmes de chargement sans contact des VE. Dans ce paragraphe, ces systèmes sont décrits. La première partie traite des systèmes de chargement inductif stationnaires tandis que la seconde est consacrée aux systèmes de chargement inductif dynamiques.

#### 2.2.1. Systèmes de chargement stationnaires

La charge sans contact à l'arrêt est une solution conviviale qui offre un grand confort d'utilisation. De nombreux prototypes de recharge par induction stationnaires ont été développés. Toutefois, les informations sur les caractéristiques techniques ne sont pas toujours dévoilées, nous citons celles auxquelles nous avons eu accès.

- **Projet WiTricity [19-20]**

La société WiTricity, start-up émanant du MIT, a développé plusieurs systèmes de chargement à des puissances évolutives allant de 3,6 kW à 11 kW pour répondre aux différentes capacités de batteries des VE. La géométrie choisie est de type carré dont les dimensions peuvent aller de 28 cm x 28 cm à 42 cm x 42 cm selon la puissance transmise. L'efficacité globale des systèmes développés peut atteindre 94 % avec une tolérance de désalignement de +/- 7,5 cm et +/- 10 cm.

Les prototypes de WiTricity fonctionnent dans les trois classes de garde au sol des véhicules (définissant la distance qui sépare la bobine primaire de la bobine secondaire : Z1 (10 - 15 cm), Z2 (14- 21 cm) et Z3 (17 - 25 cm)) définies par la norme SAEJ2954. Ils sont également dotés d'un capteur qui permet de détecter l'existence d'un corps étranger entre les deux bobines afin d'assurer un bon fonctionnement [19-20].

- **Projet Evatran [21-22]**

La société américaine Evatran développe depuis 2009 des systèmes de chargement par induction de 3,6 kW compatibles avec les voitures Nissan Leaf et Chevrolet Volt. La fréquence de fonctionnement est de 19,5 kHz avec un espacement entre la bobine primaire et secondaire de 10 cm [22]. Les tarifs de ces systèmes sont de 2850 \$ et 2699 \$ respectivement. Actuellement, elle commercialise la deuxième génération de son chargeur d'une puissance de 7,2 kW compatible uniquement avec les voitures Tesla S et BMW i3. Les tarifs pour cette gamme de puissance sont plus élevés ; ils sont de 3499\$ pour la BMW i3 et 4120\$ pour la Tesla S.

Les nouveaux systèmes d'Evatran fonctionnent à une fréquence de 85 kHz et sont équipés d'un panneau de contrôle qui aide le conducteur à positionner correctement la bobine secondaire placée dans la voiture avec la bobine primaire posée sur le sol comme le montre la Figure I-7 [21].

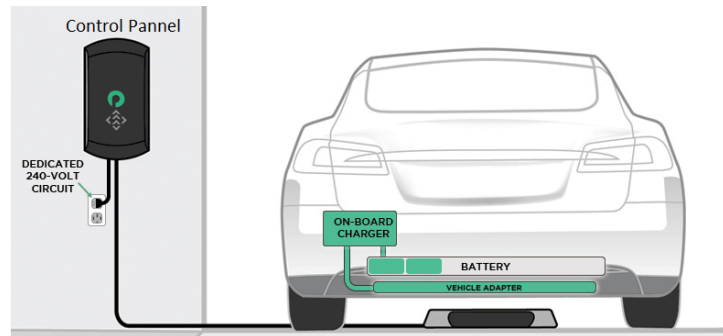


Figure I-7 : Système de chargement par TPI d'Evatran [21].

- Projet HaloIPT [23]

En mars 2011, la société américaine Qualcomm a annoncé l'acquisition de la quasi-totalité des technologies d'HaloIPT qui est une spin-off néo-zélandaise émanant de l'université d'Auckland. Les systèmes de chargement d'HaloIPT fonctionnent dans la gamme de puissance comprise entre 3,6 kW et 20 kW à une fréquence de fonctionnement de 85 kHz, pour une distance entre la bobine primaire et la bobine secondaire de 40 cm. Les chargeurs développés tolèrent les défauts d'alignement lors du stationnement avec des rendements de transfert de puissance pouvant correspondre à ceux d'un connecteur filaire [23].

- Projet de la société WAVE [24]

WAVE, une spin-off émanant de *Utah State University*, fournit des infrastructures de recharge sans fil pour différentes applications industrielles dont la principale est le chargement des bus publics électriques (Figure I-8).



Figure I-8 : Bus électrique chargé par la technologie développée par WAVE [24].

Le dépôt des bus ainsi que chaque arrêt sont équipés d'un système de chargement sans contact d'une puissance qui varie de 50 kW à 250 kW avec un rendement supérieur à 90 %. La distance qui sépare la bobine primaire de la bobine secondaire est de 20 cm. La technologie WAVE permet au bus d'effectuer un cycle de service complet de plus de 225 km par jour [24].

- Projet présenté dans la thèse de R. Bosshard [25]

Le laboratoire *Power Electronic System* de l'ETH à Zurich a réalisé un prototype de chargeur inductif de 50 kW présenté sur la Figure I-9. La géométrie rectangulaire est choisie et les dimensions de la bobine primaire et secondaire sont identiques. Pour mieux confiner le champ magnétique et améliorer le coefficient de couplage, des barres de ferrites ont été sélectionnées. Le système conçu fonctionne à une fréquence de 85 kHz avec une efficacité de 95,8 % pour une distance de 16 cm entre le primaire et le secondaire.

Pour vérifier la conformité du système aux directives de la norme ICNIRP 2010 sur l'exposition publique au champ magnétique, la mesure de ce dernier a été réalisée à différentes distances latérales du centre de la bobine, il a été déterminé que le système ne présente plus de risque pour la santé humaine à partir d'une distance de 80 cm [25].

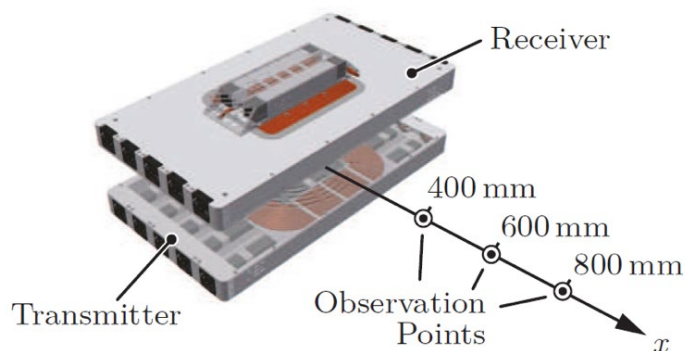


Figure I-9 : Prototype du laboratoire Power Electronic System [25].

- Projet présenté dans la thèse de A. Hammoud [26]

Les travaux présentés dans la thèse de A. Hammoud [26] en partenariat avec la société IES-Synergy ont conduit au développement d'un prototype d'une puissance de 22 kW. La fréquence d'opération est de 85 kHz avec une efficacité optimale de 95 % pour un espace entre le primaire et le secondaire de 25 cm. Après une étude comparative de diverses géométries possibles, celle retenue pour le primaire et le secondaire est de type carré présentée par la Figure I-10. Les essais ont démontré une grande tolérance au désalignement latéral de l'ordre de 15 cm.



Figure I-10 : Prototype développé durant la thèse de A. Hammoud [26].

Si les systèmes de chargement inductif statique décrits précédemment permettent de faciliter l'utilisation de la voiture électrique, en diminuant le temps de chargement. A terme, les systèmes de chargement dynamique permettront de n'avoir plus de problème d'autonomie et les VEs pourraient se recharger en permanence. On entend par « dynamique » les systèmes permettant aux VEs de se recharger en roulant. En revanche, ces installations sont coûteuses et seulement quelques grandes villes ont investi sur quelques portions de route.

### 2.2.2. Systèmes de chargement dynamique

La même technologie de chargement inductif peut être appliquée à un véhicule roulant. Les bobines émettrices sont enterrées dans le sol sous la forme d'une route de quelques mètres et sont activées au passage d'un véhicule demandant à se charger. En soi, l'idée n'est pas nouvelle, le premier système de chargement dynamique a été développé dans le cadre d'un projet californien sous le nom de *Roadway Powered Electric Vehicle project* (RPEV) dans les années 1980- 1990 [27].

Le système réalisé était constitué d'une route électrifiée sur 210 mètres de long pour recharger un minibus de 35 places. Pour détecter le passage du véhicule au sol et pour activer les bobines émettrices, un capteur de position inductif était utilisé. La puissance transmise était de 200 kW avec un courant maximal de 2 kA et une distance entre bobinages de 7,5 cm. La fréquence de fonctionnement était très faible et variait de 180 à 400 Hz.

Le rendement maximal obtenu était de 60 % et ne semblait pas être influencé par la vitesse puisqu'il restait inchangé quel que soit le mode de chargement (statique ou dynamique).

Les inconvénients principaux étaient le bruit produit par les convertisseurs ainsi que le poids, 850 kg pour la partie embarquée et 400 kg par bobine au sol [28].

Le système n'a pas été commercialisé du fait du coût élevé de la construction des routes : 1 M\$/km. De plus, l'entrefer de 7,5 cm ne répondait pas aux normes de sécurité routière et n'était pas acceptable pour une utilisation pratique [28].

Dans une gamme de puissance plus élevée, plusieurs systèmes de recharge par induction dynamique destinés aux bus électriques ont été développés et sont présentés ci-après.

- Projet OLEV [29-30-31]

Une équipe de recherche de l'institut des sciences et technologies de Corée du sud, KAIST, développe, depuis 2009, des systèmes de rechargement routiers dans le cadre du projet *Online Electric Vehicle* (OLEV). Ce projet comporte plusieurs générations récapitulées par la Figure I-11 [27-29-31].

- La première génération a été annoncée le 27 février 2009. Elle concernait une voiturette de golf équipée d'un système mécanique qui s'alignait automatiquement sur le rail d'alimentation de 45 mètres de long. La puissance transmise était de 3 kW par pickup, la fréquence de fonctionnement était de 20 kHz avec une efficacité de 80 % pour une distance entre bobinages de 1 cm.
- La deuxième génération a été présentée le 14 juillet 2009. Les évolutions portaient sur la diminution de la distance entre bobinages de la première génération. La puissance maximale obtenue était de 60 kW, toujours à une fréquence de 20 kHz et une efficacité de 72 %. La distance entre bobinages était de 17 cm ce qui est conforme à la réglementation routière. Le rail d'alimentation était d'une largeur de 1,4 mètre et d'une longueur totale de 240 mètres.
- Un mois plus tard, soit le 14 août 2009, la troisième génération a été lancée. La puissance transmise était de 15 kW par récepteur. L'efficacité maximale obtenue était de 71 % pour une distance entre bobinages de 17 cm. Les résultats étaient décevants. Par conséquent, tout le système a été modifié et conçu pour obtenir une efficacité de 83 % avec une distance entre bobinages de 20 cm. Ce nouveau prototype était lancé en janvier 2010 et appelé la 3G+.
- Durant l'année 2010, la quatrième génération a vu le jour. Elle présentait des performances plus pratiques, telles qu'une largeur de rail très fine de 10 cm. Le coût de construction des rails était ainsi considérablement réduit (20 % en comparaison des précédentes générations d'OLEV). La puissance transmise était de 25 kW par récepteur, la fréquence de fonctionnement était toujours de 20 kHz avec une efficacité de 80 % pour une distance entre bobinages de 20 cm.
- La largeur des rails est passée de 10 cm à 4 cm dans la cinquième génération d'OLEV, le coût de construction a été réduit et la robustesse des rails a été améliorée. La fréquence et la distance entre bobinages restent inchangées. La puissance maximale transmise est alors de 22 kW par récepteur pour une efficacité de 71 %.
- KAIST poursuit le développement de la sixième génération d'OLEV dans le but d'améliorer l'efficacité de ces systèmes en cherchant de nouvelles solutions pour la

conception des structures primaire et secondaire. Le système n'utilisera pas de ferrites dans la piste routière et la fréquence d'opération s'élèvera à 85 kHz.

	1 G (Car)	2 G (Bus)	3 G (SUV)	3+ G (Bus)	3+ G (Train)	4 G (Bus)
Date	Feb. 27, 2009	July 14, 2009	Aug. 14, 2009	Jan. 31, 2010	Mar. 9, 2010	2010~ (under development)
Vehicle						
System Spec.	air-gap= 1cm efficiency= 80%	air-gap= 17cm efficiency= 72%	air-gap= 17cm efficiency= 71%	air-gap= 20cm Efficiency=83%	air-gap= 12cm efficiency= 74%	air-gap= 20cm, efficiency= 80%
All the efficiencies are measured by AC grid voltage to on-board battery terminals						
Power Rail (width)	 20cm	 140cm	 80cm	 80cm	 80cm	 10cm
Pick-up						
Power	3kW / pick-up	6kW / pick-up	15kW / pick-up	15kW / pick-up	15kW / pick-up	25kW / pick-up
Weight (Pick-up)	20kg	80kg	110kg	110kg	110kg	80kg
Size	55x18x4 cm <sup>3</sup>	160x60x11 cm <sup>3</sup>	170x80x8 cm <sup>3</sup>	170x80x8 cm <sup>3</sup>	170x80x8 cm <sup>3</sup>	80x100x8 cm <sup>3</sup>

Figure I-11 : Résumé de l'évolution du projet OLEV jusqu'à la 4G [31].

- **Projet Primove [30]**

Depuis 2010, les scientifiques de la société Bombardier commercialisent des systèmes de chargement inductif statiques et dynamiques pour les bus et les tramways électriques dans des différentes villes d'Allemagne et de Belgique comme l'illustre la Figure I-12 [30].

Les bus PRIMOVE se chargent partiellement ou entièrement dans les stations de chargement qui se positionnent dans les dépôts et dans les arrêts de bus, notamment ceux de départ et d'arrivée. Les bobines primaires sont activées à l'arrivée du véhicule, ce dernier est détecté grâce à un capteur inductif.

Bombardier utilise une fréquence de fonctionnement de 20 kHz pour ces systèmes, la puissance transmise est de 80 kW avec une efficacité de 88 à 90 % pour une distance entre bobinages de 10 cm. Pour les systèmes dynamiques, la partie primaire est constituée de plusieurs bobines émettrices enterrées dans le sol sous la forme d'une route de quelques mètres (Figure I-12(b)) et qui sont activées au passage du bus en demande de recharge. La recharge se fait donc en roulant avec une vitesse de bus maximale de 70 km/h sans que l'efficacité ne soit affectée et avec une tolérance au désalignement de 10 cm.

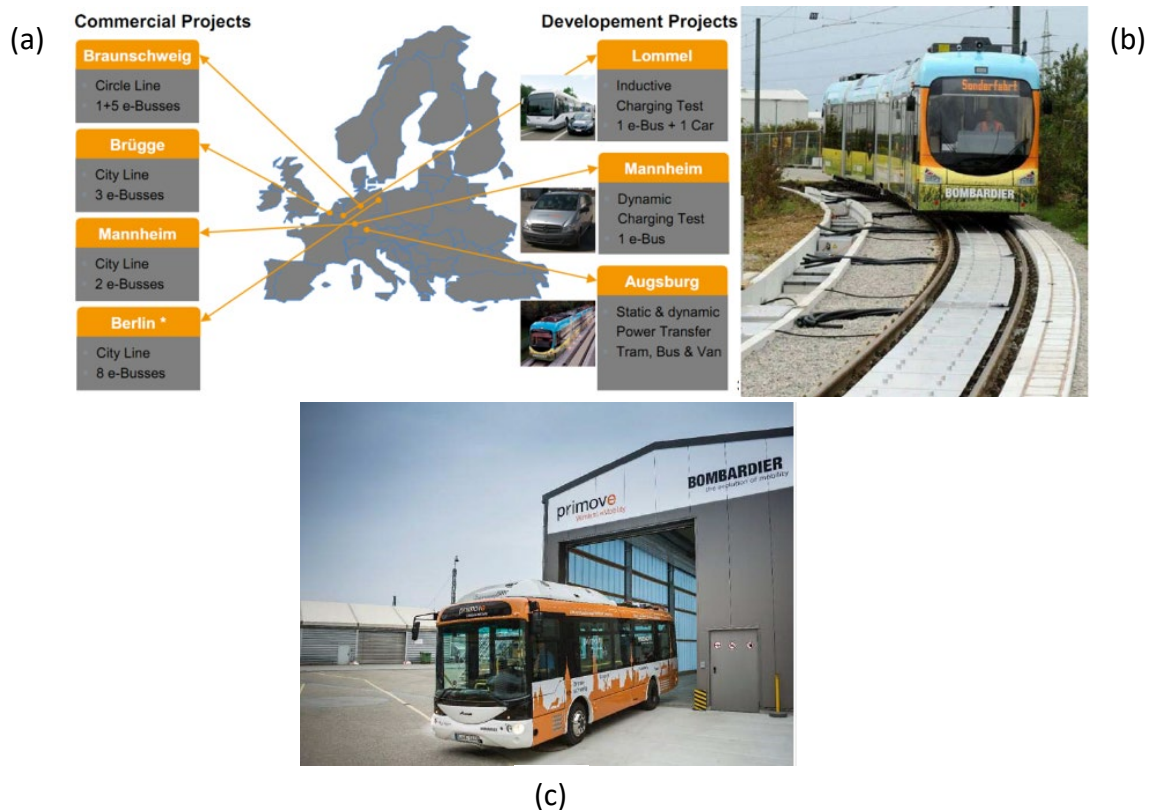


Figure I-12 : Différentes technologies développées par Bombardier – Projet PRIMOVE.

(a) : Commercialisation de la technologie Bombardier, (b) : Tram Bombardier - PRIMOVE, (c) : Station de chargement [30].

À Augsburg en Allemagne, un chargeur sans contact de 250 kW a été conçu par Bombardier pour les tramways PRIMOVE. L'originalité de ce système de rechargement pour le tramway est qu'à l'arrêt, la bobine placée dans le bus se rapproche du sol (Figure I-13) et limite la distance entre les bobinages à une distance de 6 cm, ce qui améliore largement les performances du système (efficacité supérieure à 90 %). D'autre part, Bombardier adopte le refroidissement par eau pour ces bobines primaires et secondaires. Les systèmes de refroidissement de ces dernières ont les dimensions suivantes respectivement : 5m x 1,3m x 0,25m et 2,2m x 0,9 m x 0,1m [32].

Des bus PRIMOVE dont la puissance du système de rechargement est de 200 kW sont déployés et exploités à Brunswick et Mannheim en Allemagne et à Bruges en Belgique depuis

2013. Contrairement aux autres systèmes développés par Bombardier, il n'y a pas beaucoup d'informations en libre accès sur ce dernier système.



Figure I-13 : La bobine primaire lors de son rapprochement au sol avec son système de refroidissement [32].

- Projet du laboratoire ORNL [33-34-35-36]

Le laboratoire américain *Oak Ridge National Laboratory* (ORNL), fondé par *United States Department Of Energy* (DOE), mène des recherches approfondies sur le transfert de puissance inductif statique et dynamique depuis 2011. Les systèmes développés au sein du ORNL s'appuient sur l'utilisation d'un seul étage d'électronique de puissance alimentant les différents émetteurs. La détection du passage de véhicule est assurée par un système de radiocommunication couplé à des capteurs optiques [33].

La Figure I-14 montre la géométrie circulaire adoptée par le laboratoire ORNL; le primaire est composé de 7 tours (Figure I-14(a)) et le secondaire est constitué de 5 tours (Figure I-14(b))[34].

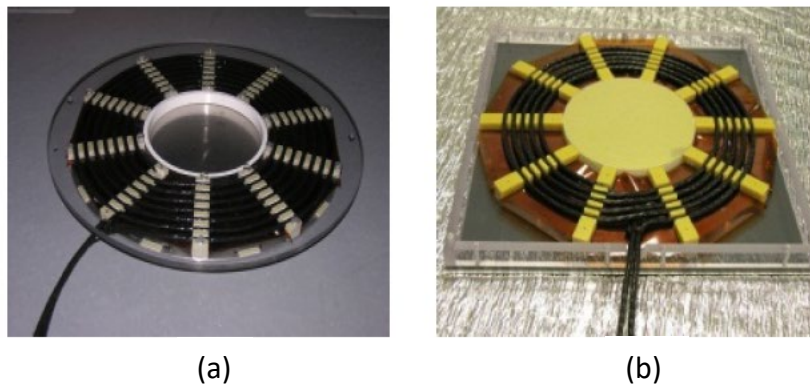


Figure I-14 : Coupleur électromagnétique des systèmes développés au ORNL.

(a) : Partie primaire, (b) : Partie secondaire [34].

La Figure I-15 représente les essais expérimentaux entrepris par ORNL. Ces essais ont confirmé que le système a une faible tolérance au désalignement car il est limité par la géométrie circulaire de son coupleur. La puissance transmise est de 2,2 kW à une fréquence de 20 kHz. L'efficacité maximale obtenue est de 74 % [35-36].





Figure I-15 : Essais expérimentaux du système développé par ORNL [35].

- Projet de thèse de A. Caillierez [28]

Dans sa thèse, A. Caillierez [28] s'est aussi intéressé au transfert de puissance inductif dynamique. La Figure I-16 présente la route électrique conçue, elle est de forme rectiligne classique d'une longueur de 10 mètres avec une distance entre bobinages de plus de 15 cm. La bobine secondaire du véhicule est de type rectangulaire et installée au centre de la voiture avec suffisamment de ferrites pour une amélioration du transfert de puissance. La puissance transmise est de 2,4 kW, la fréquence de fonctionnement est voisine de 85 kHz avec un rendement global du système de 90 %.



Figure I-16 : Prototype de la piste routière conçue dans la thèse [28].

- Projet eCO-FEV [37-38]

Dans le cadre du projet européen eCO-FEV lancé en 2012, en partenariat avec plusieurs organisations européennes, un système appelé POLITO a été coordonné par une équipe de recherche du *Department of Energy of the Politecnico di Torino*.

Dans ce projet, les émetteurs du prototype n'ont pas été enterrés dans le sol mais juste posés sur la chaussée comme l'illustre la Figure I-17 [37]. La route est d'une longueur de 6,25 mètres avec une distance entre bobinages de 20 cm.



Figure I-17 : Prototype du système eCo-FEV [37].

Les travaux du projet eCo-FEV se sont poursuivis par la thèse de V. Cirimele [38] menée dans le laboratoire de Génie électrique et électronique de Paris-Saclay (GeePs) en cotutelle avec le *Department of Energy of the Politecnico di Torino*. La thèse s'est intéressée à l'étude du transfert de puissance inductif dynamique quand la piste routière émettrice est enterrée dans le sol sans ferrite afin de réduire le coût de l'installation. La géométrie adoptée et présentée par la Figure I-18 est rectangulaire. La fréquence de travail est de 85 kHz. La puissance transmise est de 20 kW avec une distance entre bobinages de 25 cm.

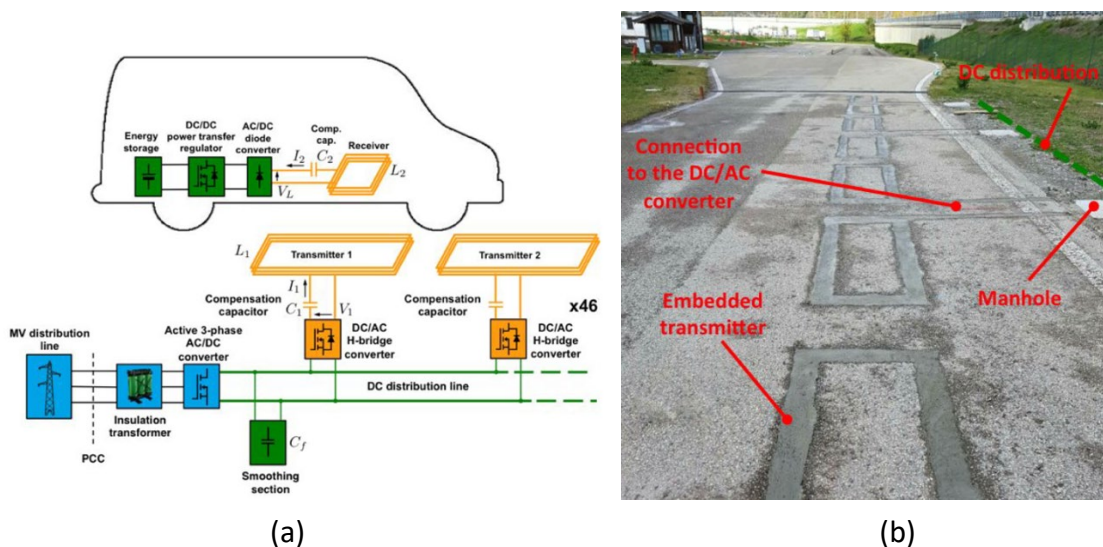


Figure I-18 : Voie de recharge TPI développée dans la thèse de V. Cirimele [38].

(a) : Schéma de principe du prototype développé, (b) : Voie de recharge TPI installée dans l'infrastructure routière.

- Projet FABRIC [39]

Qualcomm a conçu, en partenariat avec Renault, un prototype capable de charger un VE de manière dynamique avec une puissance de 20 kW à une vitesse supérieure à 100 km/h. Le prototype construit permet de charger deux véhicules simultanément [39]. La piste d'essai est présentée par la Figure I-19. Le prototype a été testé en 2017 dans le cadre du projet FABRIC sur une piste de 100 mètres construite par l'institut VEDECOM à Versailles.

La piste de 100 mètres est composée de 4 segments de bobinages de 25 mètres chacun et ils sont alimentés d'une façon totalement indépendante. Le secondaire est constitué de deux bobines placées côte à côte de 10 kW chacune [39].



Figure I-19 : Piste d'essai de la technologie Qualcomm en dynamique [39].

- Projet CEMPER [40-41-42-43-44-45]

Le projet CEMPER s'inclut dans le domaine civil (e-mobilité et le transfert de puissance entre deux points distants), mais également dans le domaine militaire (chargement statique des drones militaires). Ce dernier conserve néanmoins certaines spécificités telles que :

- La compacité grâce à une fréquence de travail supérieure aux dispositifs existants.
- Les contraintes de poids et de volume.
- Les modes de fonctionnement continu et/ou pulsé.
- Les niveaux de puissances supérieurs aux propositions présentées plus tôt.
- La diversité des équipements à alimenter.
- Le coût de réalisation.

Toutes ces contraintes conduisent à relever des défis de conception rencontrés lors du développement des prototypes des systèmes de transfert de puissance inductif et qui nécessitent des recherches plus approfondies de la part des chercheurs universitaires et industriels.

### 3. Défis de conception

Le faible couplage magnétique entre la bobine primaire et la bobine secondaire dû à l'absence du noyau magnétique impose une limite physique inhérente de capacité de transfert de puissance maximale et d'efficacité. De plus, le coefficient de couplage est encore plus faible au fur et à mesure que la distance inter-bobines augmente. Pour cette raison, pour pouvoir transférer de la puissance avec une efficacité maximisée, plusieurs choix technologiques devront être préalablement décidés et validés.

#### 3.1. Sélection de la géométrie du coupleur

Les géométries traditionnelles trouvées dans la littérature sont généralement planes, mono ou multi bobines et de type circulaire, carrée ou rectangulaire. Dans le but d'améliorer le coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire, d'autres géométries sont proposées telles que la géométrie multi-bobines type DD proposée par M. Budhia et al. [46]. Néanmoins, une étude comparative entreprise par R. Bosshard et al. dans [47] a démontré que la géométrie multi-bobines type DD reste l'architecture la moins avantageuse par rapport aux différentes géométries de bobine présentées dans la Figure I-20.

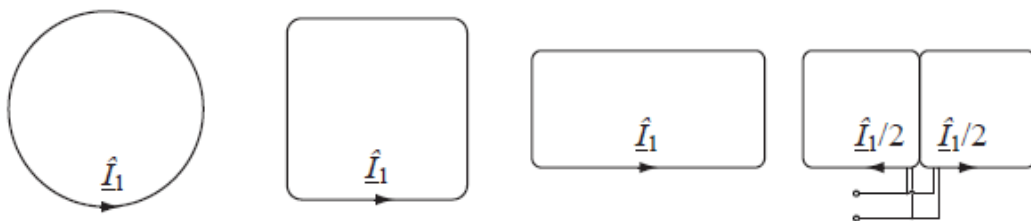


Figure I-20 : Dessin schématique des différentes géométries de bobines circulaire, carré, rectangulaire et DD [47].

La Figure I-21 récapitule les résultats de l'étude comparative de ces quatre géométries. Les résultats ont montré que, pour une surface donnée des bobines du coupleur, les géométries carré et rectangulaire permettent d'obtenir approximativement le même coefficient de couplage (compris entre 0,11 et 0,17 selon la surface choisie). La géométrie circulaire a un coefficient de couplage légèrement plus grand puisqu'il est compris entre 0,13 et 0,19 selon la surface choisie. Selon l'explication de R. Bosshard, cette différence est due à la distorsion du champ liée aux coins carrés des géométries carrée et rectangulaire.

Bien que la géométrie de type DD (segmented) permette d'ajouter les flux magnétiques générés par les deux bobines et d'augmenter ainsi l'amplitude du flux magnétique total, elle reste l'architecture dont le coefficient de couplage est le plus faible (ce dernier varie entre 0,06 et 0,12 selon la surface choisie). De plus, elle est la configuration la plus compliquée à mettre en œuvre.

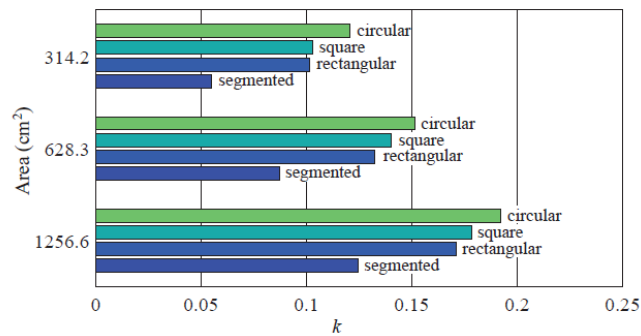


Figure I-21 : Résultats de l'étude comparative pour le coefficient de couplage des quatre géométries [47].

La géométrie appelée DDQ présentée dans la Figure I-22 ci-dessous proposée par M. Budhia et al. [46] est une amélioration de la géométrie DD. Elle consiste tout simplement à ajouter un bobinage Q centré par rapport aux bobinages DD. Cette architecture a une grande tolérance au désalignement grâce à ce bobinage supplémentaire. En cas de désalignement, le flux vu par les deux bobines DD diminue mais celui vu par la bobine Q augmente, ce qui améliore le coefficient de couplage k.

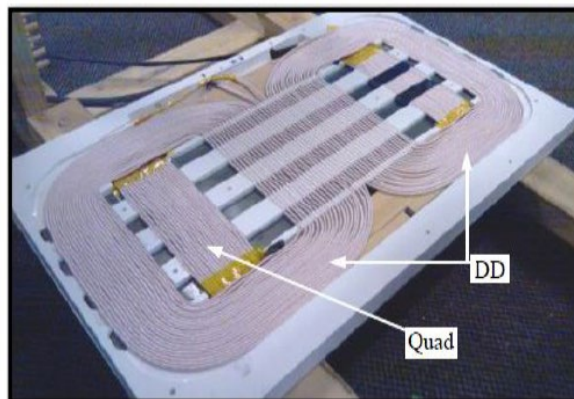


Figure I-22 : Géométrie DDQ proposée par M. Budhia et al. [46].

Pour atténuer le rayonnement du champ magnétique et respecter les normes de sécurité internationales, la majorité de ces systèmes utilisent un blindage magnétique constitué de ferrites pour canaliser le flux magnétique. La forme et l'arrangement de ces ferrites influencent aussi le coefficient de couplage d'après une étude menée par l'université d'Auckland [48].

Le fonctionnement en haute fréquence exige l'utilisation d'un conducteur adapté dans l'optique de réduire au possible les pertes par effet de peau et par effet de proximité.

### 3.2. Sélection du fil de Litz

L'estimation des courants efficaces primaire et secondaire fournit l'information de départ pour la sélection des caractéristiques des fils des bobines.

D'abord, dans le but d'améliorer les performances électriques des bobinages fonctionnant à des fréquences élevées un type particulier de fil appelé fil de Litz a été adopté. Le fil de Litz est constitué de plusieurs brins élémentaires en cuivre, isolés électriquement les uns des autres et tressés ensemble afin de former le fil dans sa globalité. Il existe huit types de fils de Litz, six sont de type rond et deux de type rectangulaire comme l'illustre la Figure I-23 [49].

- La construction du fil de Litz de type 1 comporte une opération de torsion unique avec une isolation extérieure en option.
- La construction du fil de Litz de type 2 comprend des faisceaux torsadés de brins torsadés avec une isolation extérieure en option. Les constructions plus petites des types 1 et 2 de fils de Litz sont généralement utilisées dans les circuits avec un coefficient de qualité élevé.
- Le fil de Litz de type 3 est quasiment identique à celui de type 2 avec une isolation supplémentaire entre les faisceaux.
- Les constructions des fils de Litz de type 4, 5 et 6 utilisent toutes au moins un noyau inerte. Ils sont principalement utilisés dans les circuits de réglage des émetteurs radio haute puissance.
- Les constructions des fils de Litz de type 7 et 8 comportent des brins isolés et formés en un profil rectangulaire.

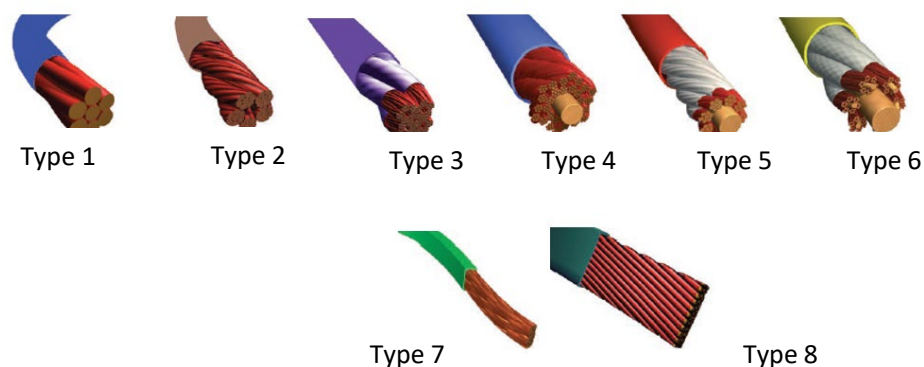


Figure I-23 : Illustration des différents types de fil de Litz [49].

Ce type de fil est adapté aux applications hautes fréquences où des pertes AC se produisent en plus des pertes DC. Ces pertes sont causées par les courants de Foucault induits par des champs magnétiques alternatifs. Ces pertes AC sont imputables à des pertes par effet de peau et à des pertes par effet de proximité.

- Effet de peau

Un courant alternatif circulant dans un conducteur génère un champ magnétique alternatif à l'intérieur et à l'extérieur du conducteur. Le champ alternatif dans le conducteur provoque des champs électriques induits dans le conducteur. En raison de ces champs électriques, des courants de Foucault circulent dans le conducteur, ce qui réduit la densité de courant au milieu du conducteur et l'augmente au niveau du bord. La Figure I-24 montre clairement que la densité de courant augmente fortement avec l'augmentation de la fréquence au bord du conducteur. Au milieu du conducteur, la densité de courant est au minimum égale à zéro [50].

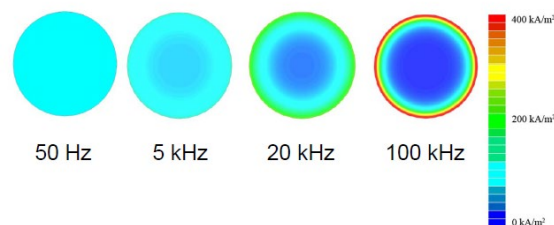


Figure I-24 : Évolution de l'effet de peau en fonction de la fréquence dans un conducteur [50].

- Effet de proximité

La Figure I-25 explique le phénomène de l'effet de proximité qui se produit dans le cas où des conducteurs sont proches les uns des autres. Un courant alternatif dans un conducteur génère un champ magnétique alternatif à l'intérieur et à l'extérieur de lui-même. Le champ alternatif de chacun des conducteurs perturbe la répartition des courants de Foucault dans les autres conducteurs, ce qui produit des pertes par effet de proximité [50].

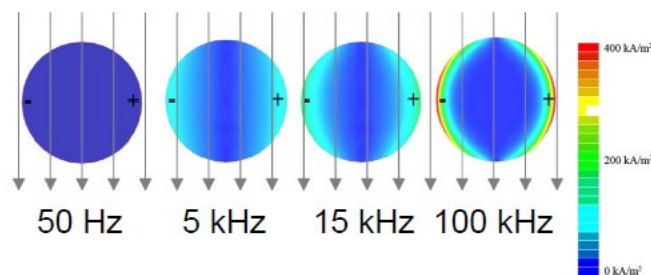


Figure I-25 : Évolution de l'effet de proximité en fonction de la fréquence [50].

Les équations qui permettent de calculer les pertes par effet de peau et par effet de proximité seront présentées dans la section 1.2 du Chapitre III . Dans ce qui suit, les capacités de compensation sont introduites.

### 3.3. Sélection de la topologie de compensation

Pour compenser l'effet inductif dû à la valeur importante de l'inductance de fuite du coupleur électromagnétique, des capacités dites de résonance ou de compensation sont introduites. Ces capacités sont ajustées pour obtenir l'effet de compensation à une fréquence commune à l'entrée et à la sortie du coupleur. Il existe plusieurs solutions pour obtenir ce résultat, cependant la méthode de base consiste en une simple connexion des condensateurs en série ou en parallèle avec les bobines. La Figure I-26 illustre les quatre topologies de compensation possibles.

D'une manière générale, les compensations Série-Série (SS) et Série-Parallèle (SP) sont plus appropriées pour le transfert de puissance et le chargement inductif sans contact [51]. Il a été également démontré par C.S. Weng et al. [52] que, dans les topologies Parallèle-Série (PS) et Parallèle-Parallèle (PP), la fréquence de résonance dépend des conditions de charge et de l'inductance mutuelle, alors que ce n'est pas le cas pour les topologies SP et SS.

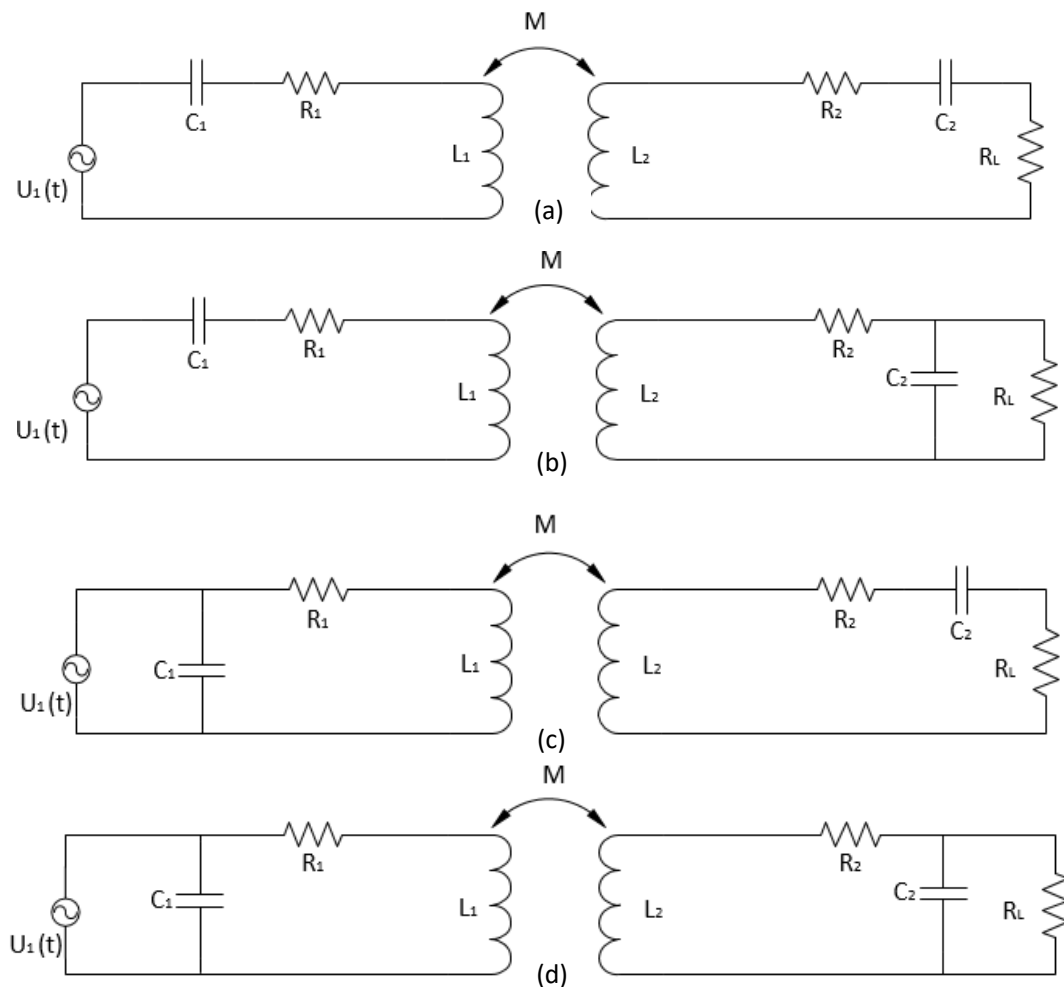


Figure I-26 : Les quatre topologies de compensation.

(a) : Série-Série (SS), (b) : Série-Parallèle (SP), (c) : Parallèle-Série (PS), (d) : Parallèle-Parallèle (PP).



Le choix de la topologie dépend de l'application envisagée. Le but de ces topologies est de maximiser le transfert de puissance et d'améliorer l'efficacité du système. Ceci, sera analysé plus en détail dans la section 3.2 du Chapitre II.

L'étude se poursuit avec la compréhension des différentes normes organisant la technologie TPI.

### 3.4. Normes internationales et préoccupations de sécurité

Le marché des VE et les systèmes de chargement sans contact inductif touchent plusieurs domaines de l'ingénierie. Par conséquent, un nombre important de normes et de directives associées couvrent plusieurs aspects et peuvent être impliquées dans tout le processus d'industrialisation. L'exposition humaine aux variations de la densité du flux (champ magnétique B) et au champ électrique est un aspect primordial à prendre en compte dans le travail présent et dans ce domaine d'application en général.

Un certain nombre de normes ont été établies pour limiter l'exposition humaine à la variation de densité du flux magnétique afin de prévenir les effets néfastes sur la santé humaine [48]. Actuellement, la norme International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP 2010) [53] est considérée comme la référence pour l'exposition aux champs parasites liés à la charge des véhicules électriques sans contact. Les niveaux de référence de cette norme sont illustrés dans la Figure I-27.

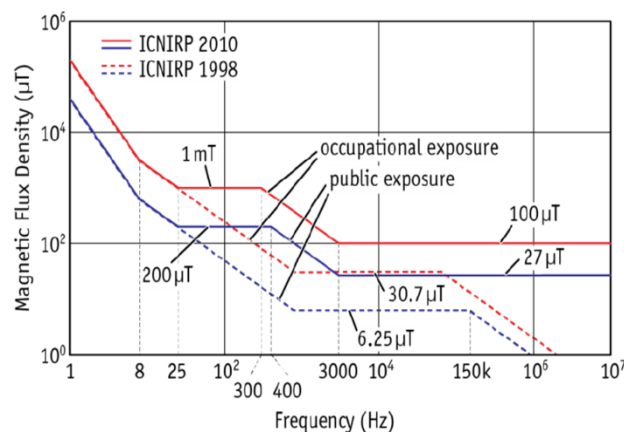


Figure I-27 : ICNIRP 1998/2010, niveaux de référence pour l'exposition publique et professionnelle au champ magnétique [25]

ICNIRP prévoit deux types de limites : l'exposition professionnelle et l'exposition pour le grand public. La dernière version publiée par l'ICNIRP stipule que, pour une gamme de fréquences allant de 3 kHz à 10 MHz, le grand public ne doit pas être exposé à des densités de flux magnétiques supérieures à 27 μT et à 100 μT pour l'exposition professionnelle. En ce qui concerne le champ électrique, la norme ICNIRP indique que la limite pour le grand public est de 83 V/m et de 171 V/m pour l'exposition professionnelle. Le Tableau I-1 récapitule, pour

une fréquence de 200 kHz, les directives de la norme ICNIRP 2010 pour la limite de la densité du flux et du champ électrique.

Comme il a été expliqué dans [48], l'ICNIRP ne décrit pas explicitement les techniques de mesure pour déterminer si les systèmes sont conformes aux directives rendant le développement du prototype difficile.

Type de la limite	Champ E (V/m)	Champ B ( $\mu$ T)	Champ H (A/m)
Exposition publique	83	27	21
Exposition professionnelle	170	100	80

Tableau I-1 : Récapitulatif des limites établies par ICNIRP 2010 pour l'exposition publique et professionnelle à la densité du flux magnétique et du champ électrique à 200 kHz.

Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature afin de respecter la norme ICNIRP 2010 [8-10]. La majorité des études s'intéressaient uniquement aux variations de la densité du flux, aucune investigation n'a été entreprise pour limiter le champ électrique. Dans la présente thèse, une solution innovante est proposée pour confiner les champs parasites et respecter les directives de la norme. Une étude approfondie par simulation couplée à des essais expérimentaux est présentée dans le Chapitre III et le Chapitre IV.

Un bref aperçu des différentes normes impliquées dans la conception d'un système de chargement sans contact inductif est présenté ci-dessous :

- La norme établie par l'*U.S Society of Automotive Engineers* (SAE) J2954 [54] a classé les systèmes de charge par induction statique en quatre groupes en fonction de leurs puissances maximales en entrée. Les gammes de puissances sont : 3,7 kW - 7,7 kW - 11,1 kW et 22 kW, ainsi que trois classes de garde au sol : Z1 (10 - 15 cm), Z2 (14 - 21 cm) et Z3 (17 - 25 cm).
- la même norme SAE J2954 [54] a annoncé la spécification d'une bande de fréquences de transmission commune autour de 85 kHz dans le but de simplifier l'interopérabilité.
- La norme SAE J1100 [55] nommée « *Surface vehicle recommended practice* » est la référence pour l'intégration mécanique du récepteur tout en respectant la garde au sol.

Les activités principales des divers comités ont été résumées par V. Cirimele [38].

Il est aussi nécessaire que les systèmes de chargement sans contact soient munis d'un système de détection des objets étrangers dans l'espace séparant la bobine primaire de la bobine secondaire afin d'assurer une sécurité opérationnelle.

Enfin, pour un fonctionnement optimal d'un système de chargement sans contact inductif, la gestion des échanges thermiques des coupleurs électromagnétiques est cruciale.

### 3.5. Système de dissipation thermique

La gestion et la conception des systèmes de dissipation thermique des coupleurs électromagnétiques utilisés pour le transfert de puissance inductif est un défi majeur pour le concepteur. Ces systèmes de dissipation thermique sont nécessaires pour éviter l'échauffement excessif généré par les pertes Joule des fils de Litz. Ces pertes sont variables selon le niveau de la puissance transmise et selon l'efficacité du système. Dans la thèse de R. Bosshard [25], les pertes Joule dues aux fils de Litz ont été estimées à 280 W pour une puissance crête de 50 kW et une efficacité de 97 %. Cependant, ces pertes sont estimées comme étant plus élevées dans la thèse de A. Hammoud [26]. Elles sont mesurées à 550 W pour une puissance crête de 22 kW et une efficacité de 96 %. Il faut ajouter à ces pertes Joule, les pertes magnétiques ce qui complique encore la gestion thermique. Au final, les pertes totales du coupleur électromagnétique s'élèvent à 500 W pour R. Bosshard [25] et à 600 W pour A. Hammoud [26]. Il est évident que l'optimisation de l'efficacité des coupleurs électromagnétiques permettra de simplifier le problème de la dissipation thermique.

Outre cela, étant donné que le support de câbles ne doit contenir que des matériaux non conducteurs afin d'éviter les pertes par courants de Foucault, un polymère est utilisé pour jouer le support des bobinages du coupleur électromagnétique. Néanmoins, la déformation et la fusion de ce polymère se produisent à des températures nettement inférieures aux températures de fonctionnement nominales des fils de Litz. Par conséquent, ce support de câbles est le composant thermiquement critique du coupleur électromagnétique.

Pour analyser la faisabilité de fonctionnement en fortes puissances du coupleur électromagnétique développé, un modèle thermique est nécessaire. Une simulation électromagnétique et thermique entièrement couplée est chronophage et s'avère parfois difficile à réaliser selon la complexité de la géométrie du coupleur électromagnétique. Alternativement, un modèle thermique analytique détaillé pourrait être développé pour la géométrie du coupleur sélectionnée en utilisant des modèles mathématiques pour la convection thermique naturelle ou forcée.

Parmi Les systèmes de refroidissement les plus répandus, on peut noter l'utilisation de ventilateurs de refroidissement. Ces systèmes ont montré leur efficacité et leur simplicité mais ils peuvent s'avérer insuffisants pour les systèmes de fortes puissances induisant des pertes élevées tels que le nôtre. Une autre solution de dissipation thermique peut être utilisée, il s'agit d'une circulation d'eau à l'intérieur du coupleur torique. Cette solution permet un refroidissement plus efficace mais elle reste plus complexe à mettre en œuvre.

Bien que les systèmes de transfert inductif soient un condensé de défis et de contraintes, ils restent une technologie clé dans plusieurs domaines d'applications. Dans le prochain chapitre, les principes fondamentaux de cette technologie seront étudiés.

### 4. Conclusion du chapitre

La technologie de transfert de puissance inductif ne date pas d'hier, elle couvre plusieurs domaines d'applications tels que le transfert de puissance entre deux points distants ainsi que le chargement sans contact des appareils électriques. Ce domaine d'application attire l'attention de plusieurs centres de recherche pour différents niveaux de puissance. Dernièrement, cette technologie est de plus en plus utilisée pour le chargement des VEs, notamment les bus publics. Ces bus se rechargent aux arrêts, aux terminus et certains même pendant le déplacement, ce qui permet de réduire le coût et le poids de leurs batteries.

L'élément principal dans la chaîne de transmission de puissance inductive est le coupleur électromagnétique à air. En littérature, on trouve plusieurs types de géométrie de bobines. Parfois, on trouve également des combinaisons de plusieurs bobinages primaires et secondaires qui permettent d'améliorer le coefficient de couplage principalement en cas de désalignement des bobines. De plus, pour compenser la puissance réactive des bobines primaire et secondaire, des capacités placées en série et/ou en parallèle avec le coupleur électromagnétique et fonctionnant à la résonance sont utilisées.

Pour assurer un transfert de puissance inductif équivalent aux systèmes filaires, la technologie TPI doit répondre à plusieurs exigences, telles que le poids, la compacité et le coût. Elle doit également respecter de nombreuses normes qui ont pour but de protéger l'utilisateur et de standardiser la charge par induction afin de rendre cette technologie plus stable.

Dans le chapitre suivant, les bases fondamentales des systèmes TPI ainsi que les principes de dimensionnement des coupleurs électromagnétiques du projet CEMPER seront présentés.



## Chapitre II- Principe et dimensionnement des coupleurs électromagnétiques CEMPER



Pour éclaircir la différence entre les systèmes de charge conventionnels et les systèmes de charge ou de transfert inductif de puissance sans contact, la première section de ce chapitre est consacrée à la compréhension du schéma équivalent d'un transformateur conventionnel. La deuxième section illustre la transition vers les systèmes de transfert de puissance inductif. Après l'introduction de la résonance et du concept de compensation dans la troisième section, les conditions d'un fonctionnement à une efficacité maximale sont discutées dans la quatrième section. La dernière section, décrit le processus du dimensionnement des coupleurs électromagnétiques développés dans la thèse CEMPER.

### 1. Schéma équivalent d'un transformateur conventionnel

La Figure II-1(a) illustre le schéma équivalent d'un système de chargement conventionnel de VE tandis que la Figure II-1(b) représente le système de chargement inductif sans contact. La principale différence se trouve au niveau du transformateur.

Dans le premier cas, un transformateur traditionnel haute fréquence est utilisé, la bobine primaire et la bobine secondaire du transformateur partagent le même noyau magnétique. Le flux magnétique généré par le primaire passe quasiment intégralement dans le secondaire permettant d'obtenir un coefficient de couplage élevé et un bon rendement.

Dans le second cas, le transformateur traditionnel est remplacé par des bobines primaire et secondaire non connectées physiquement et séparées par de l'air. Par conséquent, seule une petite quantité de flux magnétique généré par le primaire traverse le secondaire, il en résulte un faible coefficient de couplage.

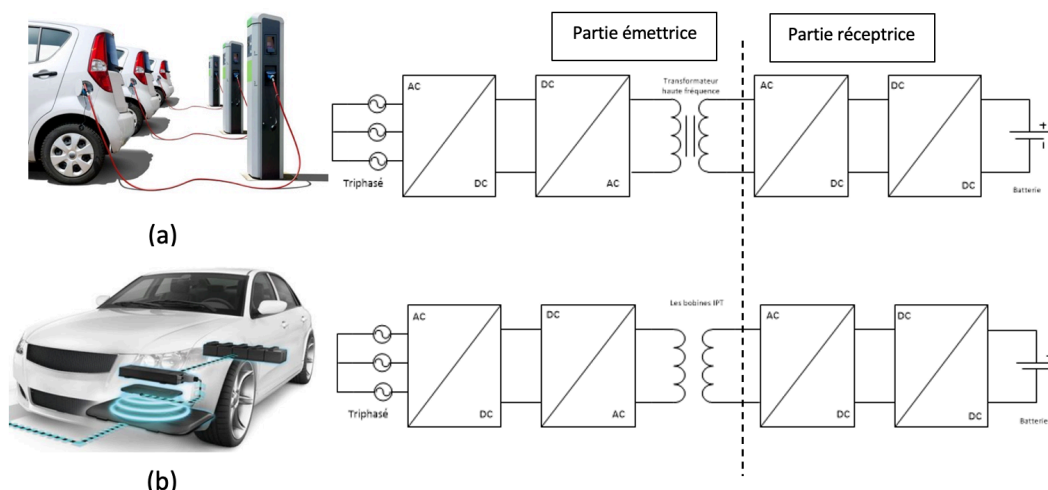


Figure II-1 : Structure d'un système de chargement de batterie haute puissance

(a) : Avec un transformateur, (b) : Avec des bobines de transfert de puissance inductif.



Les équations différentielles (II.1) et (II.2) du transformateur sont présentées par les éléments du circuit équivalent de la Figure II-2.

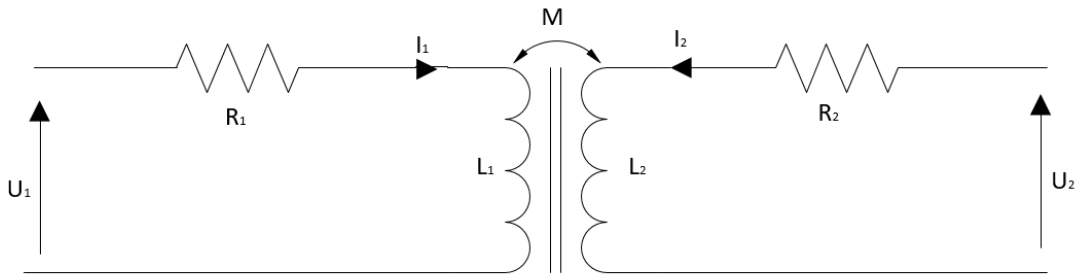


Figure II-2 : Schéma électrique simplifié d'un transformateur conventionnel.

$L_1$  et  $L_2$  sont les inductances propres primaire et secondaire et  $M$  est l'inductance mutuelle entre ces deux bobines.  $R_1$  et  $R_2$  sont les résistances représentant les pertes Joule. Elles correspondent à la somme de la résistance continue  $R_{dc}$  et de la résistance alternative  $R_{ac}$  causée par l'effet de peau et par l'effet de proximité. Les tensions du transformateur côtés primaire et secondaire sont désignées respectivement par  $U_1$  et  $U_2$ , alors que  $i_1$  et  $i_2$  sont les courants du transformateur respectivement côtés primaire et secondaire.

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + R_1 \cdot i_1 \quad (II.1)$$

$$U_2 = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} + R_2 \cdot i_2 \quad (II.2)$$

Dans un transformateur idéal, les deux enroulements sont traversés par le même flux magnétique donc  $M = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ . Cependant, pour un transformateur réel, les fuites magnétiques conduisent à ce que  $M < \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ . Par conséquent, le coefficient de couplage  $k$  est défini par :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (II.3)$$

La valeur de la mutuelle ne peut pas être plus grande que la valeur de la racine carrée du produit des inductances propres du circuit ; c'est pourquoi la valeur du coefficient de couplage est nécessairement comprise entre 0 et 1.

Le rapport de transformation d'un transformateur idéal est noté  $m$ , on le définit comme étant le rapport du nombre de spires de l'enroulement secondaire par celui de l'enroulement primaire. Ce rapport peut être supérieur à 1 (cas d'un transformateur élévateur), ou inférieur à 1 (cas d'un transformateur abaisseur). Il existe également des transformateurs dont le rapport de transformation est de 1. Dans ce cas, toujours pour un transformateur idéal, la tension induite dans le secondaire est égale à celle appliquée au primaire. Ce type de transformateur est souvent utilisé pour l'isolation galvanique dans des systèmes électriques.

En introduisant les fuites magnétiques liées à ce couplage imparfait exprimé par l'équation (II.3), le schéma équivalent est maintenant représenté par quatre paramètres électriques au lieu de trois, il est décrit soit par la Figure II-3(a), soit par la Figure II-3(b).

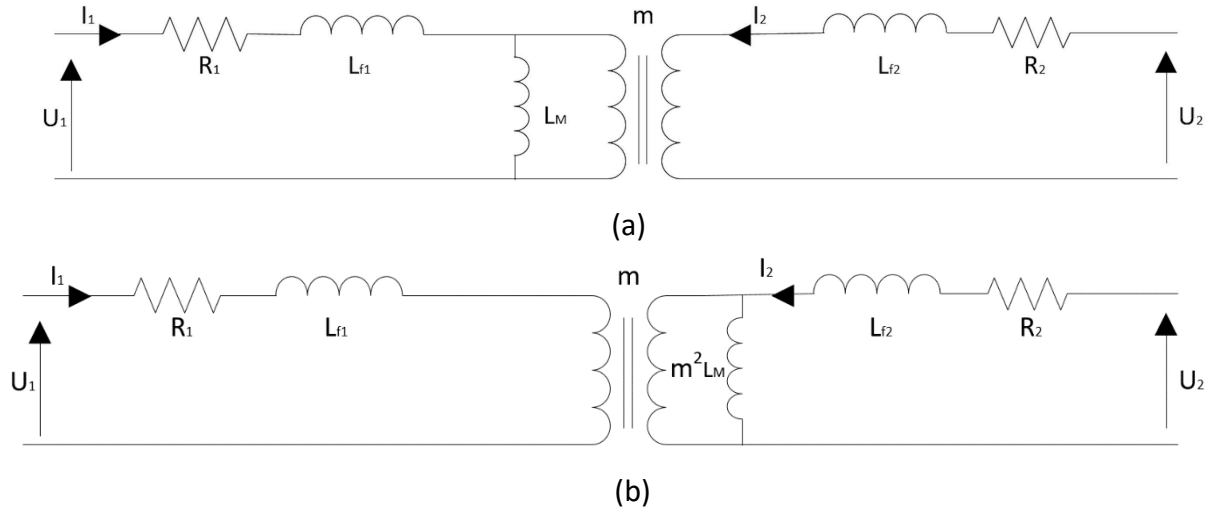


Figure II-3 : Schéma équivalent d'un transformateur réel.

(a) : avec inductance magnétisante au primaire, (b) : avec inductance magnétisante au secondaire.

Les équations (II.1) et (II.2) deviennent :

$$U_1 = L_{f1} \cdot \frac{di_1}{dt} + L_M \cdot \frac{di_1}{dt} + m \cdot L_M \cdot \frac{di_2}{dt} + R_1 \cdot i_1 \quad (II.4)$$

$$U_2 = L_{f2} \cdot \frac{di_2}{dt} + m^2 \cdot L_M \cdot \frac{di_2}{dt} + m \cdot L_M \cdot \frac{di_1}{dt} + R_2 \cdot i_2 \quad (II.5)$$

$L_{f1}$  et  $L_{f2}$  sont les inductances de fuite primaire et secondaire.  $L_M$  est l'inductance magnétisante vue du primaire. En comparant (II.1) et (II.2) à (II.4) et (II.5), on peut établir que :

$$L_1 = L_{f1} + L_M \quad (II.6)$$

$$L_2 = L_{f2} + m^2 \cdot L_M \quad (II.7)$$

$$M = m \cdot L_M \quad (II.8)$$

Si nous considérons que les fuites sont localisées au primaire,  $L_{f1}$  devient  $L_{fp}$  et  $L_{f2}$  est nulle, les équations (II.6)(II.7)(II.8) deviennent :

$$L_1 = L_{fp} + L_M \quad (II.9)$$

$$L_2 = m^2 \cdot L_M \quad (II.10)$$

$$L_M = \frac{M}{m} \quad (II.11)$$

De nouvelles expressions de l'inductance magnétisante et de l'inductance de fuite localisée au primaire peuvent être déduites.

$$L_M = \frac{M^2}{L_2} = k^2 \cdot L_1 \quad (\text{II.12})$$

$$L_{fp} = L_1 - \frac{M^2}{L_2} = L_1 \cdot (1 - k^2) \quad (\text{II.13})$$

Le schéma équivalent de la Figure II-3 peut être simplifié :

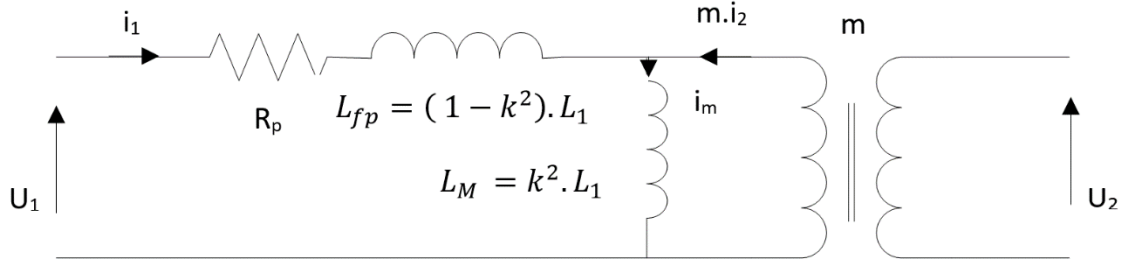


Figure II-4 : Schéma équivalent du transformateur avec l'inductance de fuite localisée au primaire.

À l'aide d'un RLC mètre (HIOKI IM3536), les paramètres électriques du schéma équivalent peuvent être évalués par trois mesures, à la fréquence de travail, dans des conditions différentes. Le RLC mètre mesure une impédance à partir d'une tension appliquée entre les bornes du transformateur, du courant  $I$  qui le traverse à ce moment et du déphasage entre cette tension et ce courant. Le tout à la fréquence qui correspond à celle de travail. Le modèle choisi pour l'impédance mesurée est celui d'une inductance et d'une résistance en série.

L'inductance propre primaire  $L_1$  et la résistance  $R_1$  ( $R_{dc1}$  et  $R_{ac1}$ ) sont déterminées à partir d'une mesure de l'impédance vue du primaire quand l'enroulement secondaire est en circuit ouvert comme l'indique le schéma équivalent de la Figure II-5(a).

$$L_1 = \frac{U_1}{j\omega \cdot I_1} \quad \left| \quad i_2 = 0 \quad (\text{II.14})$$

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} \quad \left| \quad i_2 = 0 \quad (\text{II.15})$$

D'une façon totalement analogue,  $L_2$  et  $R_2$  ( $R_{dc2}$  et  $R_{ac2}$ ) sont estimées à partir d'une mesure de l'impédance vue du secondaire quand l'enroulement primaire est en circuit ouvert comme l'indique le schéma équivalent de la Figure II-5(b).

$$L_2 = \frac{U_2}{j\omega \cdot I_2} \quad \left| \quad i_1 = 0 \quad (\text{II.16})$$

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} \quad \Bigg| \quad i_1 = 0 \quad (II.17)$$

Dans un troisième temps, on reprend la première configuration de mesure mais l'enroulement secondaire est court-circuité comme le montre le schéma équivalent de la Figure II-5(c). L'inductance  $L_M$  se retrouve court-circuitée par l'annulation de la tension  $U_2$ . Cette mesure permet d'obtenir l'inductance de fuite totale  $L_{fp}$  vue du primaire.

$$L_{fp} = \frac{U_1}{j\omega \cdot I_1} \quad \Bigg| \quad U_2 = 0 \quad (II.18)$$

A partir de ces trois mesures, il est possible de déduire le coefficient de couplage à partir de l'équation (II.19) et l'inductance magnétisante à partir de l'équation (II.12).

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{ft}}{L_1}} \quad (II.19)$$

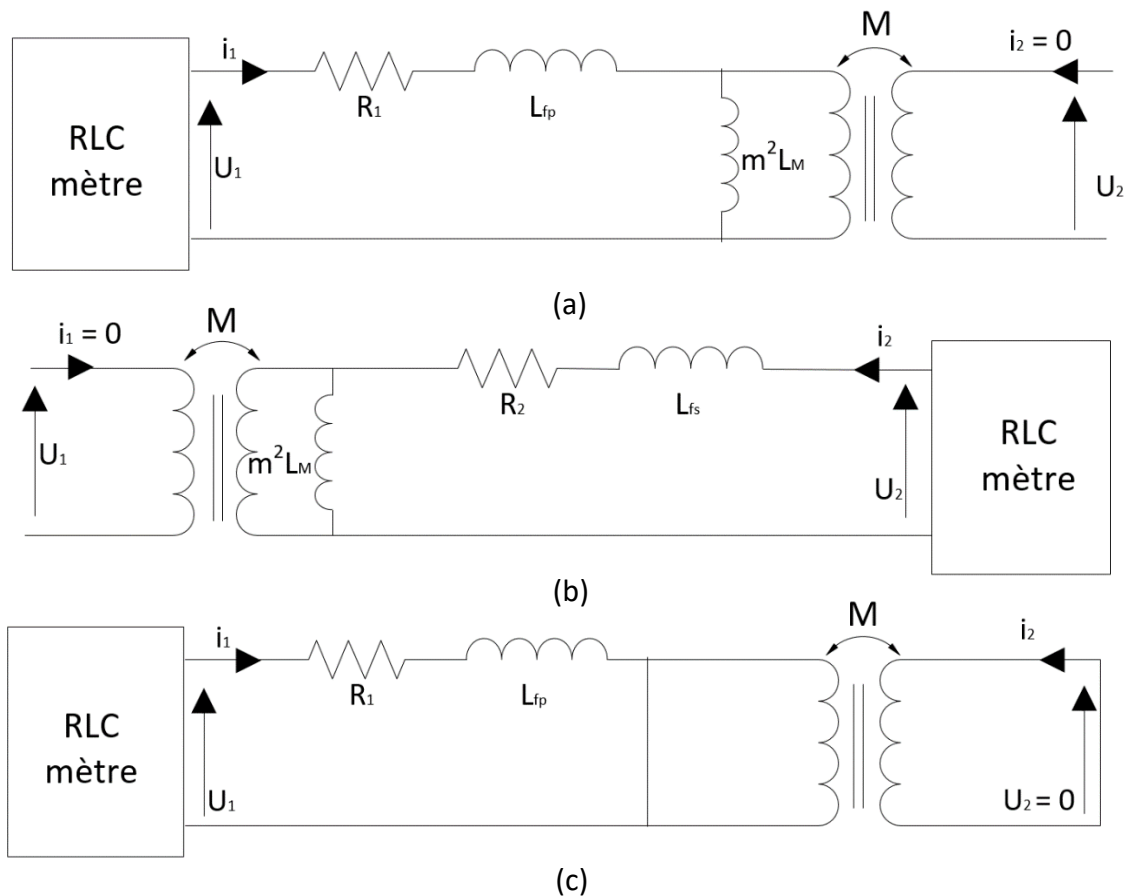


Figure II-5 : Étapes de mesure des paramètres électriques du schéma équivalent du transformateur

(a) : Mesure de l'inductance propre primaire  $L_1$ , (b) : Mesure de l'inductance propre secondaire  $L_2$ , (c) : Mesure de l'inductance de fuite totale  $L_{ft}$ .

La détermination des paramètres électriques du schéma équivalent d'un transformateur ou d'un coupleur électromagnétique est une étape cruciale dans le dimensionnement du dispositif du transfert de puissance inductif. Chaque paramètre électrique a une influence sur d'autres éléments du système. L'inductance propre permet d'un côté de déterminer la valeur des capacités nécessaires pour fonctionner à la fréquence souhaitée et d'un autre côté la valeur du courant d'entrée. Le courant d'entrée sera d'autant plus important que l'inductance propre sera faible.

L'inductance mutuelle permet de déterminer les valeurs du coefficient de couplage et de l'inductance de fuite et donc l'efficacité du transformateur. La valeur de cette inductance mutuelle est d'autant plus élevée quand le primaire et le secondaire du transformateur sont proches.

Finalement, la mesure des résistances AC des fils de Litz est aussi déterminante pour identifier l'efficacité du système. Cette valeur détermine la valeur des pertes Joule à dissiper ainsi que le coefficient de qualité des bobines primaire et secondaire du transformateur.

Cette étude détaillée du schéma équivalent d'un transformateur conventionnel, conduit naturellement à celle d'un système de TPI.

### 2. Transition vers les systèmes de transfert de puissance inductif

Les systèmes de transfert de puissance inductif fonctionnent de façon analogue à des transformateurs conventionnels. Toutefois, l'absence de circuit magnétique fait que le primaire et le secondaire sont faiblement couplés, il en résulte un coefficient de couplage médiocre (de l'ordre de 10 à 30 %). De plus, ce dernier diminue au fur et à mesure que la distance entre la bobine primaire et la bobine secondaire augmente.

Le mécanisme physique de la technologie TPI est illustré en Figure II-6. Quand une bobine de  $N_1$  spires est parcourue par un courant temporel  $i_1(t)$ , elle génère un flux magnétique variant dans le temps  $\phi_1(t)$ . L'équation (II.20) exprime la relation entre le flux généré, le courant  $i_1(t)$  et la tension  $v_1(t)$  aux bornes de la bobine.

$$v_1(t) = N_1 \cdot \frac{d\phi_1}{dt} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (\text{II.20})$$

Quand une autre bobine de  $N_2$  spires est placée à proximité de la bobine précédente, elle intercepte une partie du flux primaire. Ce flux est appelé le flux mutuel  $\phi_{12}(t)$ . Il induit une tension secondaire dont va résulter le courant secondaire  $i_2(t)$ . Ce courant crée à son tour un flux magnétique dont une partie est captée par la bobine primaire. Ce flux est appelé le flux mutuel  $\phi_{21}(t)$ .

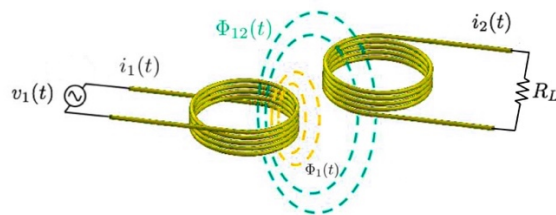


Figure II-6 : Illustration du mécanisme d'un système TPI.

En cas de circuit secondaire ouvert ( $i_2 = 0$ ) et d'après la loi de Faraday, il est possible de mesurer la mutuelle entre la bobine primaire et la bobine secondaire. La mutuelle mesurée est exprimée par l'équation (II.21).

$$v_{co}(t) = N_2 \cdot \frac{d\phi_{12}}{dt} = M \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (II.21)$$

Un transfert de puissance peut donc avoir lieu entre les deux bobines quand une charge est connectée à la bobine secondaire : un courant  $i_2(t)$  peut circuler dans cette dernière. Le schéma d'un système de transfert de puissance inductif, ainsi que le modèle mathématique simplifié le décrivant sont exactement identiques au schéma équivalent d'un transformateur conventionnel.

A ce stade, le schéma simplifié d'un system TPI entre deux systèmes de tensions continues est présenté en Figure II-7. Il est composé d'un pont en H en entrée, du schéma équivalent du coupleur électromagnétique et d'un pont de diodes.

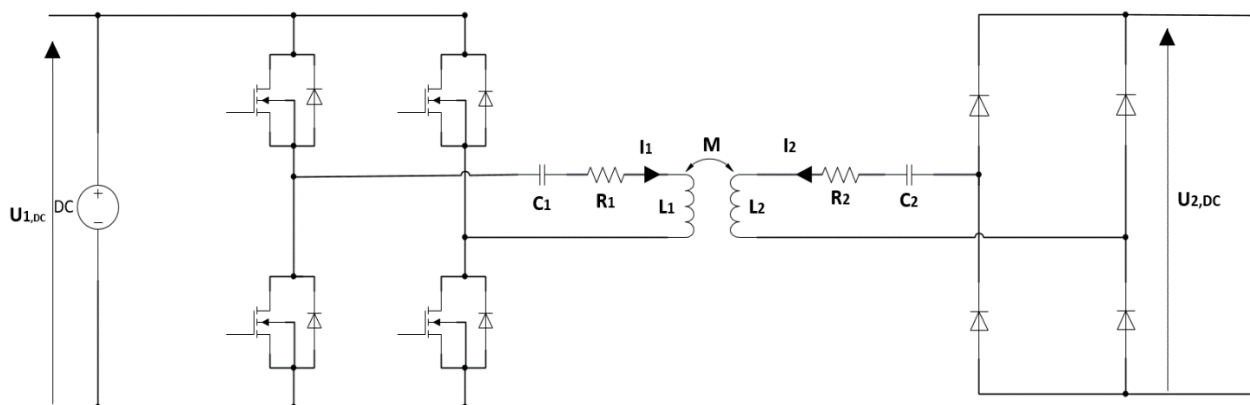


Figure II-7 : Schéma équivalent du système TPI.

En raison des faibles amplitudes des harmoniques filtrées par les systèmes de résonance, le transfert de puissance et donc les pertes dans les convertisseurs de puissances peuvent être approximées par les fondamentaux des tensions et des courants [56]. Ce qui signifie que le système peut être considéré comme fonctionnant à une seule fréquence. Par conséquent, le pont H peut être remplacé par une source de tension sinusoïdale. De plus, le redresseur à la sortie du système TPI est constitué d'un pont de diodes. La tension d'entrée du pont de diodes  $U_2$  est également de forme rectangulaire et peut être présentée par son fondamental. Le fondamental du courant secondaire est en phase avec la tension donc le redresseur peut être remplacé par une charge équivalente  $R_L$  présentée par l'équation (II.22), où  $P_2$  est la puissance de sortie du convertisseur de puissance [56]. La Figure II-8 présente alors le schéma équivalent simplifié d'un système de transfert de puissance inductif.

$$R_L = \frac{U_{2,DC}^2}{P_2} \quad (II.22)$$

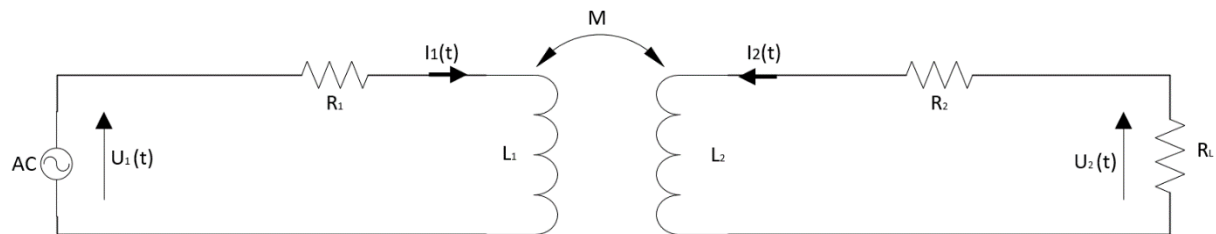


Figure II-8 : Schéma équivalent simplifié d'un system TPI.

Les équations (II.4) et (II.5) peuvent être alors exprimées par les équations (II.23) et (II.24) en fonction de la pulsation  $\omega$ .

$$\begin{cases} \hat{U}_1 = R_1 \hat{I}_1 + j\omega L_1 \hat{I}_1 + j\omega M \hat{I}_2 & (II.23) \\ -j\omega M \hat{I}_1 = R_2 \hat{I}_2 + j\omega L_2 \hat{I}_2 + R_L \hat{I}_2 & (II.24) \end{cases}$$

De ces deux équations, il est possible d'obtenir la relation entre la source de tension  $\hat{U}_1$  et le courant  $\hat{I}_1$ . Le rapport de la tension et du courant décrit l'impédance totale  $\hat{Z}_T$  présentée par le système à la source.

$$\hat{Z}_T = \frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_1} = (R_1 + j\omega L_1) + \left( \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2 + R_L} \right) \quad (II.25)$$

Le premier terme de l'équation (II.25) représente l'impédance primaire en l'absence du secondaire. Le second terme est l'impédance réfléchiée, elle décrit l'effet du couplage du secondaire sur le primaire. Le dénominateur de cette impédance est équivalent à l'impédance présentée par le secondaire :  $\hat{Z}_2$  [38].

L'absence d'un noyau magnétique engendre une augmentation des fuites entre la bobine primaire et la bobine secondaire ce qui entraîne une baisse du coefficient de couplage. Ceci a pour conséquence :

- d'augmenter la valeur de l'inductance de fuite présentée par l'équation (II.13) donc d'accroître les chutes de tension,
- de diminuer l'inductance magnétisante présentée par l'équation (II.12) donc d'entraîner un courant réactif  $i_m$  important présenté par l'équation
- (II.26).

$$\hat{I}_m = \hat{I}_1 + m\hat{I}_2 \quad (\text{II.26})$$

Une puissance réactive supplémentaire doit, de fait, être fournie par la source de tension à la charge pour la même quantité de puissance active, ce qui entraîne une réduction de l'efficacité du système. Afin de surmonter cette limite, un circuit résonant est alors introduit dans le système TPI.

### 3. Circuit de résonance

Pour compenser l'effet inductif et assurer un transfert de puissance efficace, des capacités de résonance sont connectées en série ou en parallèle à la bobine primaire et à la bobine secondaire donnant lieu à quatre configurations possibles. Cette double compensation est primordiale car une compensation d'un seul côté ne permet pas de prendre en compte l'énergie réactive liée à l'autre côté. Dans les sections suivantes, ces topologies sont présentées et le choix d'adoption de la topologie série-série est justifié.

#### 3.1. Les différentes topologies de compensations

Les condensateurs utilisés dans le circuit résonant ont des valeurs capacitives très faibles, de l'ordre des microfarads, voire même des nanofarads. En revanche, ces condensateurs doivent supporter des tensions et des fréquences élevées ainsi que des courants importants. Les condensateurs sont composés de céramique refroidie pour être apte à fonctionner en haute tension.

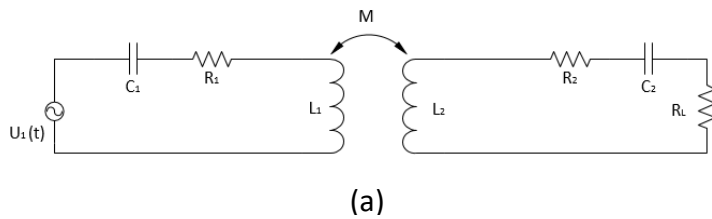
La compensation primaire est employée pour compenser la partie réactive du circuit vue par la source assurant ainsi un transfert de puissance avec un facteur de puissance unitaire. Quant à la compensation secondaire, elle vise à améliorer la capacité de transfert de puissance du coupleur [57][58].

Les capacités de compensations primaire et secondaire doivent être choisies de telle sorte que la fréquence de résonance présentée par l'équation (II.27) soit égale à la fréquence de commutation du convertisseur de l'électronique de puissance.



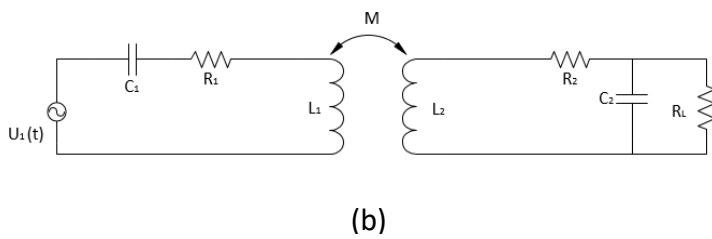
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (\text{II.27})$$

La Figure II-9 rappelle le schéma équivalent de chacune des topologies. Abdelhamid et al. [59] ont déterminé les valeurs correspondantes des capacités de compensations, elles sont également récapitulées dans la Figure II-9.



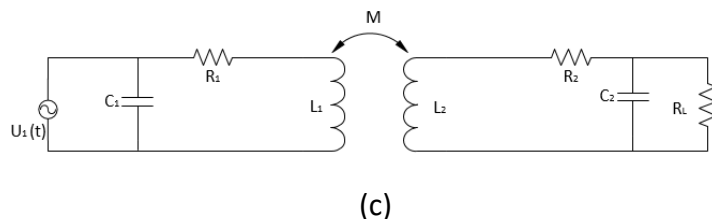
$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_1} \quad (\text{II.29})$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2} \quad (\text{II.28})$$



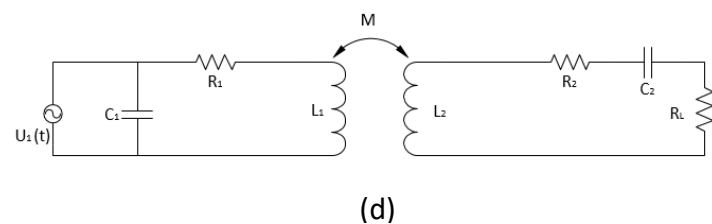
$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_1 - \frac{M^2}{L_2})} \quad (\text{II.30})$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2} \quad (\text{II.31})$$



$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_1 - \frac{M^2}{L_2})} \quad (\text{II.33})$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_2 - \frac{M^2}{L_1})} \quad (\text{II.32})$$



$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_1} \quad (\text{II.35})$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot (L_2 - \frac{M^2}{L_1})} \quad (\text{II.34})$$

Figure II-9 : Valeurs des capacités de compensations selon la topologie choisie

(a) : SS, (b) : SP, (c) : PP, (d) : PS [59].

La Figure II-10(a) présente le schéma équivalent du coupleur électromagnétique incluant les capacités de résonances primaire et secondaire en série ainsi que les inductances de fuite primaire et secondaire présentées par les équations (II.9) et (II.10) et en considérant que le rapport de transformation  $m$  est égal à 1.

La Figure II-10(b) présente les parties restantes du schéma équivalent à la résonance quand l'équation (II.27) est respectée. À partir de ce schéma, l'impédance d'entrée vue par la source est présentée par l'équation (II.36).

$$\hat{Z}_{in} = \frac{M^2 \omega_0^2}{R_L} \quad (II.36)$$

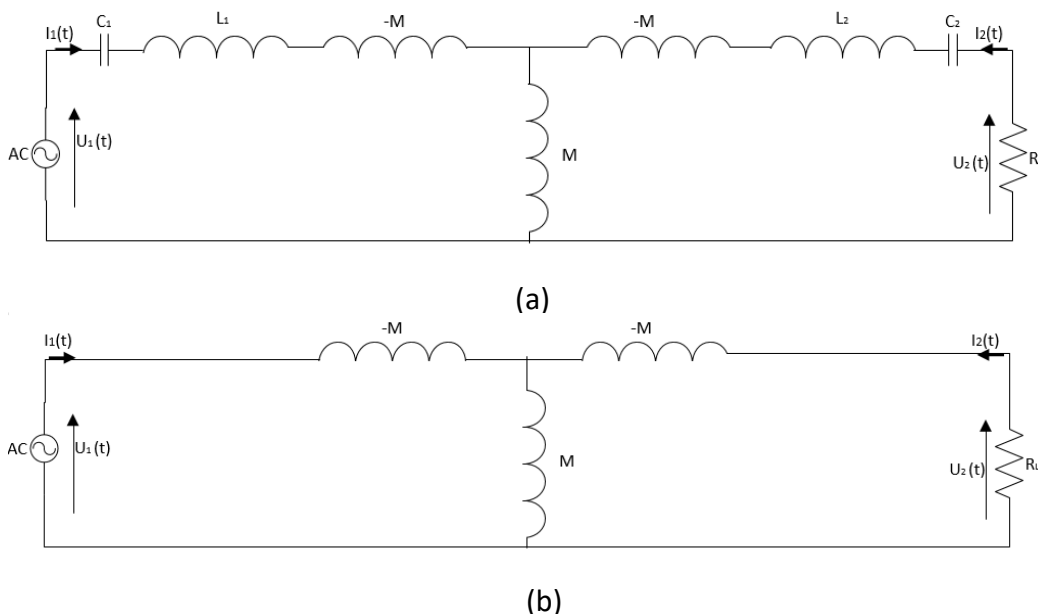


Figure II-10 : Schéma équivalent du coupleur électromagnétique avec la topologie SS

(a) : incluant les inductances de fuite ( $L_1-M$ ,  $L_2-M$ ) et les capacités de résonances ( $C_1$  et  $C_2$ ), (b) : avec les parties restantes à la résonance.

La Figure II-11(a) et la Figure II-11(b) représentent le schéma du circuit en caractérisant l'effet du couplage du secondaire sur le primaire. Cet effet peut être présenté par l'impédance réfléchie  $\hat{Z}_R$ , elle est définie par l'équation (II.37), où l'impédance de sortie  $\hat{Z}_2$  dépend de la topologie sélectionnée. À la résonance, la capacité  $C_1$  doit compenser à la fois l'effet inductif de l'inductance propre  $L_1$  plus la composante imaginaire  $M^2 \omega_0^2$  de l'impédance réfléchie  $\hat{Z}_R$ .

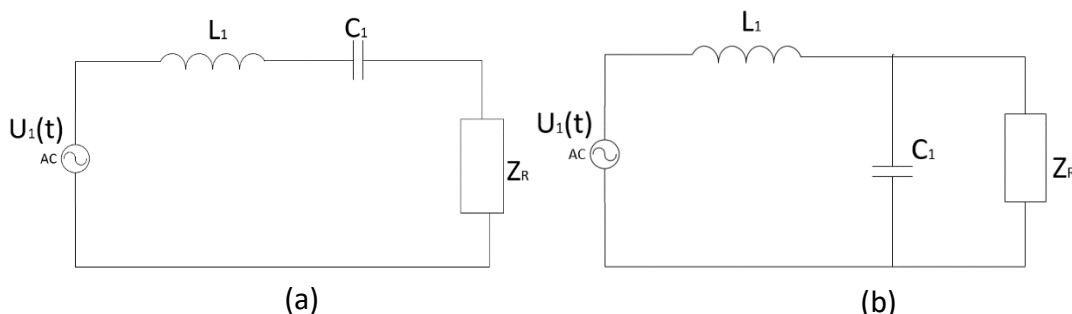


Figure II-11 : Schéma du circuit émetteur en présence du récepteur

(a) : Compensation série primaire, (b) : Compensation parallèle primaire.

$$\hat{Z}_R = \frac{M^2 \omega_0^2}{\hat{Z}_2} \quad (\text{II.37})$$

Pour la compensation série secondaire,  $\hat{Z}_2$  est exprimée via l'équation (II.38) :

$$\hat{Z}_2 = j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + R_L \quad (\text{II.38})$$

L'équation (II.38) est intégrée dans l'équation (II.37), la nouvelle expression de  $\hat{Z}_R$  peut être séparée en partie réelle et partie imaginaire.

$$\begin{cases} \text{Re}(\hat{Z}_R) = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} & (\text{II.39}) \\ \text{Im}(\hat{Z}_R) = 0 & (\text{II.40}) \end{cases}$$

Concernant la compensation parallèle, l'impédance  $\hat{Z}_2$  est exprimée par (II.41) :

$$\hat{Z}_2 = j\omega_0 L_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega_0 R_L C_2} \quad (\text{II.41})$$

Donc si l'équation (II.41) est aussi intégrée dans l'équation (II.37) :

$$\begin{cases} \text{Re}(\hat{Z}_R) = R_L \frac{M^2}{L_2^2} & (\text{II.42}) \\ \text{Im}(\hat{Z}_R) = -\omega_0 \frac{M^2}{L_2} & (\text{II.43}) \end{cases}$$

Parmi les avantages de la compensation série secondaire, on peut noter qu'il n'y a pas de réactance réfléchie (II.40) à la fréquence de résonance secondaire. La capacité primaire  $C_1$  doit être choisie de sorte à compenser l'inductance du primaire ainsi que la composante imaginaire de l'impédance réfléchie.

Mais ce n'est pas le seul des avantages de la compensation SS par rapport aux autres topologies comme le montre ce qui suit.

### 3.2. Le choix de la topologie SS

Les questions qui se posent sont : quelle topologie faut-il privilégier ? Et pourquoi ? En effet, chaque topologie de compensation a ses propres avantages et inconvénients. La sélection de la topologie de compensation doit principalement dépendre de l'application envisagée et de l'architecture du convertisseur de puissance choisi [60]. En général, du côté primaire, en compensation série, la tension aux bornes de la capacité compense la tension aux bornes de l'enroulement primaire et par conséquent, la tension nominale requise pour l'alimentation est réduite. Tandis qu'une compensation parallèle fournit un courant primaire

important [61]. Du côté secondaire, la compensation série est utilisée pour fournir une tension de charge secondaire stable, contrairement à la compensation parallèle qui fournit un courant de charge secondaire stable [62].

Une première lecture des données de la Figure II-9 montre que la topologie SS est l'unique topologie où l'inductance mutuelle n'apparaît pas dans les équations. Cela indique que pour une valeur de capacités données, la condition de résonance reste inchangée. Ceci est clairement démontré par l'étude paramétrique présentée par la Figure II-12 qui vise à étudier le comportement de la fréquence de résonance quand la valeur du coefficient de couplage (ou de l'inductance mutuelle) et de la charge varient.

Il faut souligner qu'on entend avec la « fréquence de résonance » est la fréquence de compensation. On a préféré cette appellation car c'est celle qui est utilisée en littérature.

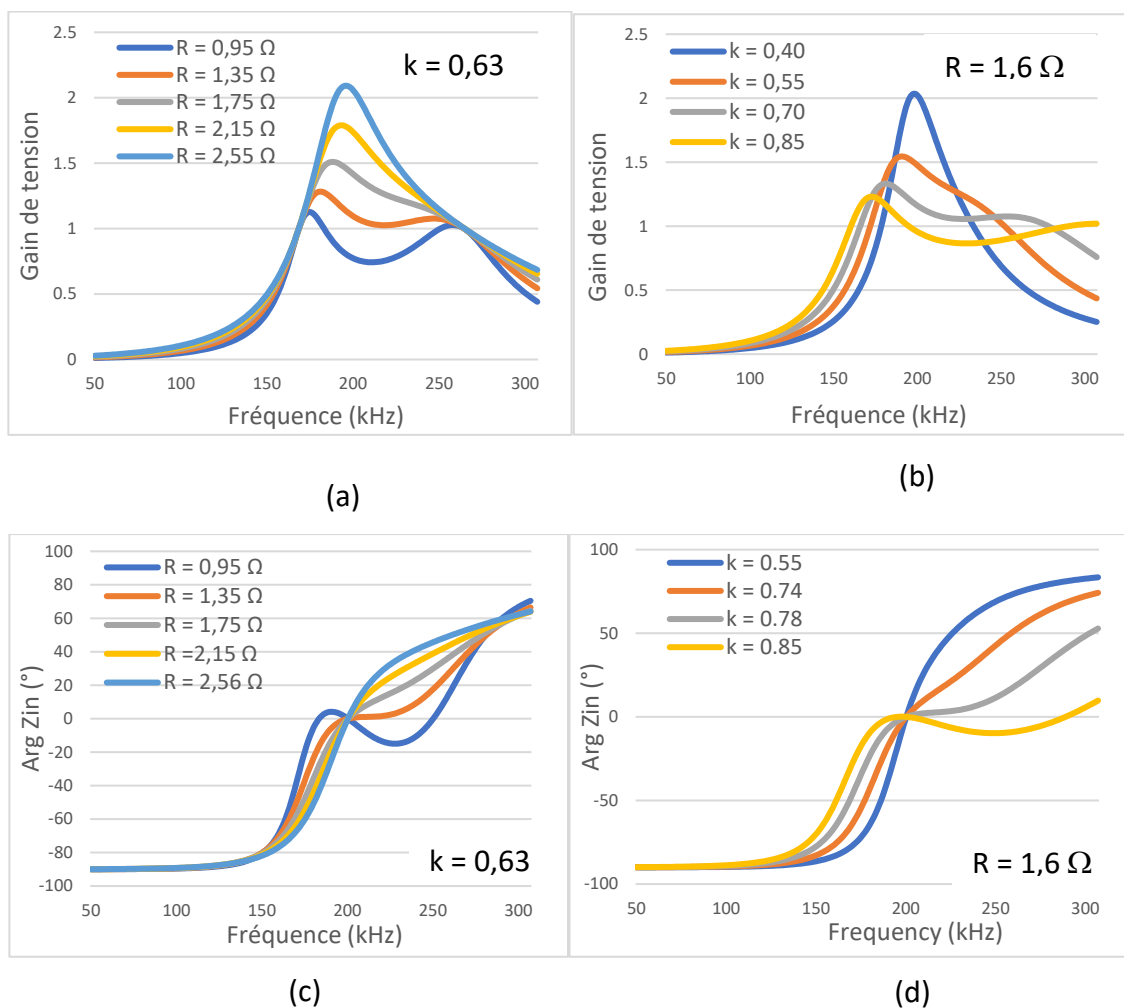


Figure II-12 : Caractéristique du gain de tension et de de la phase de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence d'un système TPI topologie SS.

(a)-(c) : Paramétrée par le coefficient de couplage, (b)-(d) : Paramétrée par la résistance de charge.

La Figure II-12(a) et la Figure II-12(b) montrent les variations du gain en tension  $\underline{G} = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|$  en fonction du coefficient de couplage et de la résistance de charge.

Dès que les deux circuits résonants  $L_1, C_1$  et  $L_2, C_2$  initialement faiblement couplés, sont couplés plus fortement, les circuits résonants commencent à interagir l'un avec l'autre et présentent deux pics où ce gain passe par un extrémum.

Les Figure II-12(c) et Figure II-12(d) montrent que la fréquence de résonance est constante (phase nulle) indépendamment du coefficient de couplage ou de la résistance de charge équivalente. Ainsi, avec la compensation de résonance SS, la fréquence de résonance ne change pas en fonction du positionnement relatif des bobines, Figure II-12(c), ou de la charge, Figure II-12(d).

Pour les topologies SP et PS, la capacité primaire (SP) ou la capacité secondaire (PS) est dépendante de la mutuelle. Cette dépendance est donc une contrainte pour une application telle que le chargement des VEs, la mutuelle varie souvent à cause du désalignement entre la bobine primaire et la bobine secondaire. Dans ce cas, la puissance réactive ne sera plus totalement compensée.

La compensation PP est encore plus critique car elle dépend de la mutuelle des deux côtés. Elle est alors fortement déconseillée pour les applications avec un récepteur mobile.

Les deux applications principales du projet CEMPER sont le chargement statique des VEs et le transfert de puissance entre deux points distants. La topologie SS reste alors la plus appropriée pour ces domaines applicatifs.

Un autre point important à considérer est que les capacités de résonance placées en parallèle au primaire ne peuvent pas être directement alimentées par un onduleur de tension car mettre deux sources de tensions de valeurs différentes en parallèle engendra une augmentation importante du courant et produira un court-circuit du système. Ceci est une limitation car notre partenaire industriel EFFITECH utilise particulièrement des onduleurs de tension. Donc, il n'est donc pas possible pour notre application de choisir les topologies PS et PP.

Plusieurs travaux ont comparé les différentes topologies de compensation [62] [63] [64]. Nos conclusions sont similaires aux leurs puisqu'il a été conclu que la topologie SS est la topologie la plus adéquate pour le chargement et le transfert de puissance pour les raisons listées ci-après :

- Les capacités primaire et secondaire sont totalement indépendantes du coefficient de couplage et de la charge.
- Il n'y a pas de réactance réfléchie à la fréquence de résonance secondaire.
- Elle permet une compensation totale des inductances  $L_1$  et  $L_2$ .

L'inconvénient majeur de la topologie de compensation SS (mais également de la topologie SP) est que, en cas d'absence du récepteur, l'impédance vue par le primaire décroît et le courant primaire augmente énormément.

D'autres topologies plus complexes ont été étudiées [65], mais ces systèmes mettant en œuvre des inductances et des condensateurs supplémentaires n'ont pas été considérés dans ce travail car ils impliquent une augmentation de coût, de volume et une complexité accrue de réalisation.

Pour l'ensemble de ces différentes considérations, il paraît judicieux de choisir la topologie SS comme la meilleure option pour notre système. D'autre part, il faut considérer plusieurs éléments pour fonctionner à une efficacité maximale (maximiser la puissance transmise au secondaire et limiter au maximum les pertes). C'est ce que nous allons analyser maintenant.

### 4. Efficacité maximale

Pour optimiser l'efficacité d'un système de transfert de puissance inductif, plusieurs paramètres doivent être analysés. Une fréquence de fonctionnement élevée est préférable. Les pertes dans les enroulements des bobines dues principalement à l'effet de peau et à l'effet de proximité doivent être minimisées. De plus, la compensation de l'effet inductif des inductances et le fonctionnement à la résonance permettent une commutation des transistors au zéro de courant et au zéro de tension, ce qui limite les pertes par commutation.

Dans ce qui suit, les paramètres et les phénomènes impactant l'efficacité ainsi que son expression sont discutés.

#### 4.1. Coefficient de qualité

Le facteur de qualité quantifie à quel point une bobine est purement inductive. Cet aspect est étroitement lié à sa faculté à produire un fort champ magnétique [63]. Les définitions générales des facteurs de qualité de la bobine primaire et de la bobine secondaire sont exprimées par les équations (II.44) et (II.45) respectivement.

$$Q_1 = 2\pi \cdot f_0 \cdot \frac{W_1}{P_{\text{perte1}}} \quad (\text{II.44})$$

$$Q_2 = 2\pi \cdot f_0 \cdot \frac{W_2}{P_{\text{perte2}}} \quad (\text{II.45})$$

$W_1$  et  $W_2$  représentent l'énergie maximale stockée à la résonance. Cette énergie est constante et équivalente à l'énergie magnétique stockée dans les inductances propres  $L_1$  et  $L_2$  ou à l'énergie électrostatique stockée dans les capacités  $C_1$  et  $C_2$ .

$P_{\text{perte1}}$  et  $P_{\text{perte2}}$  sont les pertes cuivre dans les bobines et qui peuvent être modélisées par les résistances parasites  $R_1$  et  $R_2$  connectées en série avec l'inductance propre de chaque bobine (Figure II-8).

Les équations ( II.44) et (II.45) deviennent :

$$Q_1 = \frac{\omega_0 \cdot L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_1 \cdot R_1} \quad (\text{II.46})$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_2} = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_2 \cdot R_2} \quad (\text{II.47})$$

Le Tableau II-1 récapitule les expressions du facteur de qualité primaire et secondaire pour la topologie SS choisie ainsi que pour les trois autres topologies présentées précédemment :

Topologies de compensations	Facteur de qualité primaire	Facteur de qualité secondaire
SS	$\frac{\omega_0 \cdot L_1}{R_1}$	$\frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_2}$
SP	$\frac{\omega_0 \cdot (L_1 - \frac{M^2}{L_2})}{R_1}$	$\frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_2}$
PP	$\frac{\omega_0 \cdot (L_1 - \frac{M^2}{L_2})}{R_1}$	$\frac{\omega_0 \cdot (L_2 - \frac{M^2}{L_1})}{R_2}$
PS	$\frac{\omega_0 \cdot L_1}{R_1}$	$\frac{\omega_0 \cdot (L_2 - \frac{M^2}{L_1})}{R_2}$

Tableau II-1 : Tableau récapitulatif des valeurs de coefficient de qualité en fonction de la topologie de compensation.

L'équation (II.48) exprime le coefficient de qualité global d'un coupleur électromagnétique :

$$Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} \quad (\text{II.48})$$

Du fait de tous les éléments à prendre en compte, une expression analytique de l'efficacité totale du système est pratiquement irréalisable. Néanmoins, une expression simplifiée de l'efficacité du coupleur électromagnétique est proposée dans la section suivante.

4.2. Expression simplifiée de l'efficacité

Une expression générale de l'efficacité peut être obtenue par l'équation (II.49) :

$$\eta = \frac{R_L I_L^2}{R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_L I_L^2} \quad (II.49)$$

$I_1$  et  $I_2$  sont les courants circulant dans les bobines primaire et secondaire et  $I_L$  est le courant qui circule dans la charge.

Selon la topologie de compensation choisie, il est possible de déterminer ces courants et donc de déterminer l'efficacité correspondante pour chaque topologie [38].

$$\eta_{SS,PS} = \frac{R_L}{(R_L + R_2) \cdot (1 + R_1 \cdot \frac{R_2 + R_L}{\omega_0^2 \cdot M^2})} \quad (II.50)$$

$$\eta_{SP,PP} = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{R_2 \cdot R_L^2}{\omega_0^2 \cdot L_2^2} + \frac{R_1 \cdot R_2^2}{\omega_0^2 \cdot M^2} + \frac{R_1 \cdot L_2^2}{M^2}} \quad (II.51)$$

Les deux équations (II.50) et (II.51) montrent que l'efficacité dépend des résistances  $R_1$  et  $R_2$ , de la charge  $R_L$ , de la mutuelle inductance  $M$  et de la fréquence de résonance  $f_0$ . Naturellement, pour optimiser l'efficacité du système, il faut :

- Minimiser les résistance  $R_1$  et  $R_2$ .
- Maximiser la fréquence de résonance.
- Maximiser le coefficient de couplage entre la bobine primaire et la bobine secondaire afin d'augmenter la valeur de la mutuelle.
- Sélectionner une charge optimale. La valeur de cette charge peut être obtenue en résolvant l'équation (II.52).

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \quad (II.52)$$

Une autre expression plus simplifiée de l'efficacité a été introduite par [25] :

$$\eta = \frac{k^2 \cdot Q^2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 \cdot Q^2})} \approx 1 - \frac{2}{k \cdot Q} \quad (II.53)$$

D'après l'équation (II.53), il apparaît que l'efficacité d'un système de transfert de puissance inductif est limitée par le produit du coefficient de couplage magnétique  $k$  et du coefficient de qualité  $Q$ . Ce produit a été appelé par les scientifiques [64] [66] facteur de mérite (ou figure of merit en anglais – FOM).

$$FOM = k \cdot Q \quad (II.54)$$



Selon l'équation (II.54), il est clair que le coefficient de qualité et le coefficient de couplage magnétique déterminent les performances d'un système de transfert de puissance inductif d'une manière équivalente. Un coefficient de couplage magnétique faible peut être compensé par un meilleur coefficient de qualité et inversement.

Identiquement à l'équation (II.49), l'équation (II.53) montre implicitement que pour maximiser l'efficacité, il faut maximiser le coefficient de qualité en minimisant les résistances  $R_1$  et  $R_2$  et en maximisant la fréquence de résonance. D'autre part, pour optimiser le coefficient de couplage, il faut augmenter la mutuelle entre les bobines primaire et secondaire. Seule, la valeur de la charge n'intervient pas dans l'équation (II.53).

Pour obtenir une efficacité maximale, de nombreuses considérations devront être prises en compte lors du dimensionnement du système afin d'éviter la production du phénomène de bifurcation.

### 4.3. Phénomène de bifurcation

Pour assurer une excellente efficacité dans les systèmes de transfert de puissance inductif, la partie primaire et la partie secondaire doivent fonctionner à la fréquence de résonance. En revanche, la variation de la valeur de certains paramètres du système induit l'apparition du phénomène de bifurcation. Ce dernier caractérise le passage de la phase de l'impédance d'entrée du système par trois zéros au lieu d'un seul passage (Figure II-13 (c) et Figure II-13(d)) ou encore le fait que le gain de tension présente deux pics au lieu d'un comme le montrent la Figure II-13(a) et la Figure II-13(b) [67] [68]. Il est noté, que pour une compensation SS, ce phénomène se produit quand  $k$  est supérieur à  $k_{lim}$  présenté par l'équation (II.55) [69].

$$k_{lim} = \frac{R_L}{\omega_0 L_2} \quad (II.55)$$

Le phénomène de bifurcation peut se produire lors d'une surcharge du circuit résonant par exemple à cause d'une baisse de la charge  $R_L$  (en augmentant la puissance de sortie  $P_2$ ) ou si la valeur du coefficient de couplage est plus élevée que la valeur limite prévue par l'équation (II.55). Si le phénomène de bifurcation se produit dans le système de transfert de puissance inductif, la puissance réelle transférée à la charge diminue.

Le phénomène de bifurcation a une influence directe sur le mode de commutation des MOSFETs du convertisseur de puissance. Pour assurer une commutation douce au zéro de tension (ZVS), le courant d'entrée du coupleur devrait être inductif et capable de fournir une quantité de charges suffisante pour charger et décharger les capacités drain-source de tous les MOSFETs du convertisseur de puissance [25].

La Figure II-13 représente la variation de la phase de l'impédance d'entrée en fonction de la pulsation. Elle peut être exprimée en fonction de la fréquence fondamentale de la tension de sortie du pont en H,  $U_{1(1)}$ , et de celle du courant d'entrée dans la bobine primaire  $i_{1(1)}$ .

$$\theta = \arg(U_{1(1)}) - \arg(i_{1(1)}) = \arg(Z_{in}) \quad (II.56)$$

- Arg ( $Z_{in}$ ) est positif quand la tension  $U_1$  est en avance sur le courant  $i_1$  (fonctionnement dans la région inductive).
- Arg ( $Z_{in}$ ) est négatif quand la tension  $U_1$  est en retard sur le courant  $i_1$  (fonctionnement dans la région capacitive).

$\omega_s$  est la pulsation de commutation et  $\omega_0$  est la pulsation de résonance. La pulsation de commutation est légèrement supérieure à la pulsation de résonance afin d'assurer un fonctionnement dans la région inductive. Knecht et al. [70] proposent un modèle détaillé pour calculer la valeur de  $\Delta f$  (l'écart entre  $\omega_0$  et  $\omega_s$ ).

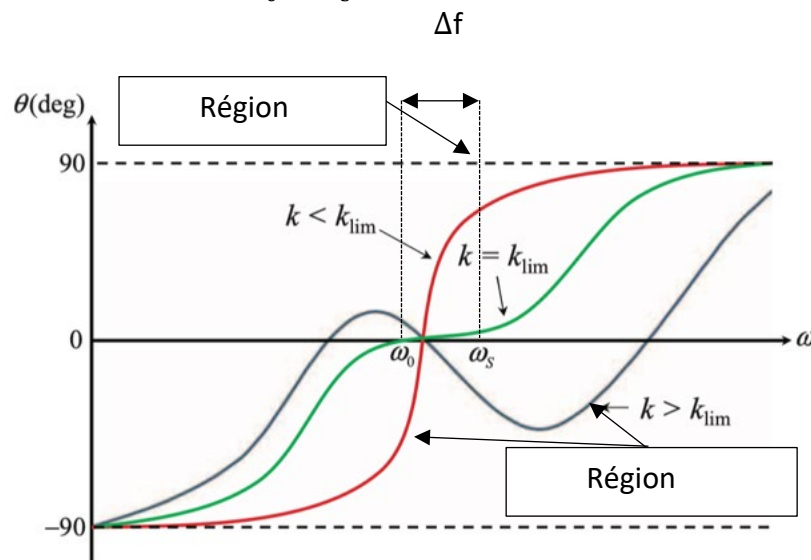


Figure II-13 : Variation de la phase de l'impédance d'entrée pour différents cas du coefficient de couplage [67].

Chaque courbe de la figure représente un cas différent du coefficient de couplage magnétique  $k$  :

- $k$  est inférieur à  $k_{lim}$  (courbe rouge) : la courbe a un seul passage par zéro.
- $k$  est égal à  $k_{lim}$  (courbe verte) : la courbe a un seul passage par zéro.
- $k$  est supérieur à  $k_{lim}$  (courbe grise) : la courbe à trois passages par zéro.

Le phénomène de bifurcation ne se produit pas quand  $k$  est inférieur à  $k_{lim}$  (courbe rouge et un seul passage par zéro) car la phase de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  est positive (en haute fréquence uniquement), le courant d'entrée du coupleur  $i_1$  est inductif et il en résulte que le système fonctionne en mode ZVS. Ceci est obtenu en sélectionnant une fréquence de commutation légèrement supérieure à la fréquence de résonance.

En revanche, une fois que  $k$  devient supérieur à  $k_{lim}$  (courbe grise et trois passages par zéro), la phase de l'impédance d'entrée devient négative (en haute fréquence uniquement) au-delà de la fréquence de résonance. La fréquence de commutation est donc dans la région capacitive, le courant d'entrée n'est plus inductif et le fonctionnement à ZVS n'est plus assuré.

Ainsi, le phénomène de bifurcation peut être évité lors du dimensionnement du système en imposant une valeur  $k_{max}$  qui peut être obtenue à partir d'un calcul à la distance minimale entre la bobine primaire et la bobine secondaire. Dans sa thèse, R. Bosshard [25] propose lors du dimensionnement du coupleur électromagnétique de réduire les inductances primaire et secondaire d'une marge de 15-25 % afin d'éviter le phénomène de bifurcation.

Il est bien clair que l'occurrence du phénomène de bifurcation engendre la diminution de la puissance réelle transférée à la charge. L'adaptation de l'impédance entre la source et la charge est aussi indispensable pour assurer un transfert de puissance maximal et une efficacité significative.

#### 4.4. Maximiser l'efficacité, minimiser la capacité de transfert de puissance et vice-versa

Pour assurer un transfert de puissance maximal, une adaptation d'impédance entre la source et la charge est indispensable [71][72]. Un circuit de transfert de puissance inductif peut être modélisé de façon simplifiée par le circuit de la Figure II-14. L'impédance de la source est exprimée par l'équation (II.57) et l'impédance de la charge est exprimée par l'équation (II.58).

$$Z_S = R_S + jX_S \quad (II.57)$$

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (II.58)$$

Pour une résistance de source  $R_S$  donnée, il est bien connu qu'un transfert de puissance maximal est atteint lorsque  $R_S = R_L$  et  $X_S = -X_L$ .

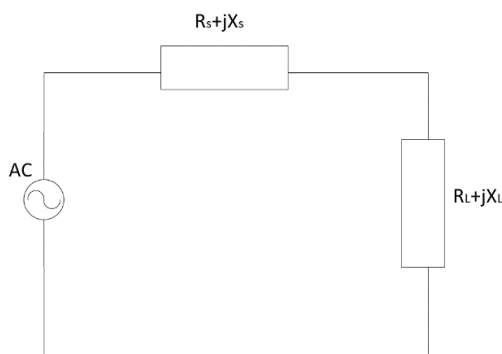


Figure II-14 : Schéma équivalent d'un circuit de transfert de puissance inductif.

Pour maximiser l'efficacité du système, il est indispensable d'utiliser une source d'alimentation d'impédance très faible. Lorsque  $R_s$  est très faible et égale à  $R_L$ , les pertes Joule sont négligeables et la majeure partie de la puissance est transmise à la charge, ce qui entraîne une très bonne efficacité.

Une étude réalisée par M. Dionigi et al. dans [71] explique les conditions pour lesquelles il est possible d'obtenir une efficacité maximale ou une puissance transmise maximale. La thèse CEMPER s'est basée sur cette étude pour dimensionner son système. Le niveau de puissance mis en jeu de 200 kW moyens nous pousse à adopter le concept de maximiser l'efficacité de puissance afin de faciliter le management thermique.

### 5. Dimensionnement de coupleurs électromagnétiques CEMPER

Les applications militaires et civiles imposent un certain nombre de contraintes lors de la conception des chargeurs inductifs sans contact. L'espace réservé à la bobine réceptrice sur le plancher de l'appareil ainsi que la masse des composants sont généralement réduits. De plus, la limitation de la densité du flux magnétique dans l'environnement proche des coupleurs électromagnétiques doit aussi être considérée afin de prévenir les risques pour la santé humaine. Une autre contrainte de conception provient de l'efficacité de la transmission de puissance qui doit être aussi élevée que possible pour simplifier la gestion de la dissipation thermique.

Tenant compte de toutes ces exigences et du niveau de puissance mis en jeu, cette section décrit le processus du dimensionnement des coupleurs électromagnétiques développés dans la thèse CEMPER.

#### 5.1. Choix de la fréquence de résonance

La norme SAE J2954 [73] préconise une fréquence de fonctionnement de 85 kHz afin de standardiser la charge par induction des voitures électriques. En revanche, le projet CEMPER ne vise pas uniquement le marché civil, puisque la principale application concerne le marché militaire. Pour répondre à ces besoins en termes de compacité du système, une fréquence de résonance de 200 kHz a été sélectionnée. Cette dernière est fixée par les convertisseurs de l'électronique de puissance utilisés dans le projet CEMPER et qui ont été développés par notre partenaire industriel dans le cadre d'une thèse précédente [74].

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

- Les dimensions des bobines primaire et secondaire car l'inductance mutuelle est exprimée en fonction de la fréquence de résonance selon l'équation (II.59). Par conséquent, plus la fréquence de résonance est élevée, plus l'inductance mutuelle et donc les inductances propres sont faibles. Autrement dit, l'augmentation de la

fréquence de résonance permet de réduire les dimensions du coupleur électromagnétique.

$$M = \frac{U_1}{\omega_0 I_2} \quad (II.59)$$

- L'amplitude de la densité du flux magnétique autour du coupleur torique dépend essentiellement du nombre et de la longueur des spires et de la valeur des courants primaire et secondaire comme le montre l'équation (II.60). Ces paramètres sont indépendants de la fréquence de résonance. Or, la valeur de la mutuelle est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance donc augmenter cette dernière induira la diminution de l'amplitude de la densité du flux magnétique.

$$B = \mu_0 \frac{N}{L} I \quad (II.60)$$

Où :  $\mu_0$  est la perméabilité du vide, N est le nombre de spires, L est la longueur de spires et I est le courant parcourant les spires.

- Le rapport  $R_{AC}/R_{dc}$  augmente avec la fréquence. A 50 kHz, le rapport ne dépasse pas 2,5, cette valeur est dix fois plus élevée à 300 kHz comme le montre la Figure II-15. Cette figure représente l'évolution de ce rapport en fonction de la fréquence pour quatre possibilités de combinaison (103 x 0,35 mm, 319 x 0,2 mm, 1259 x 0,1 mm et 2500 x 0,071 mm) entre nombre et diamètre des brins pour un fil de Litz de la même section (9,89 mm<sup>2</sup>) et du même diamètre de 5 mm. Il en est donc de même pour les pertes dans les bobines émettrice et réceptrice.

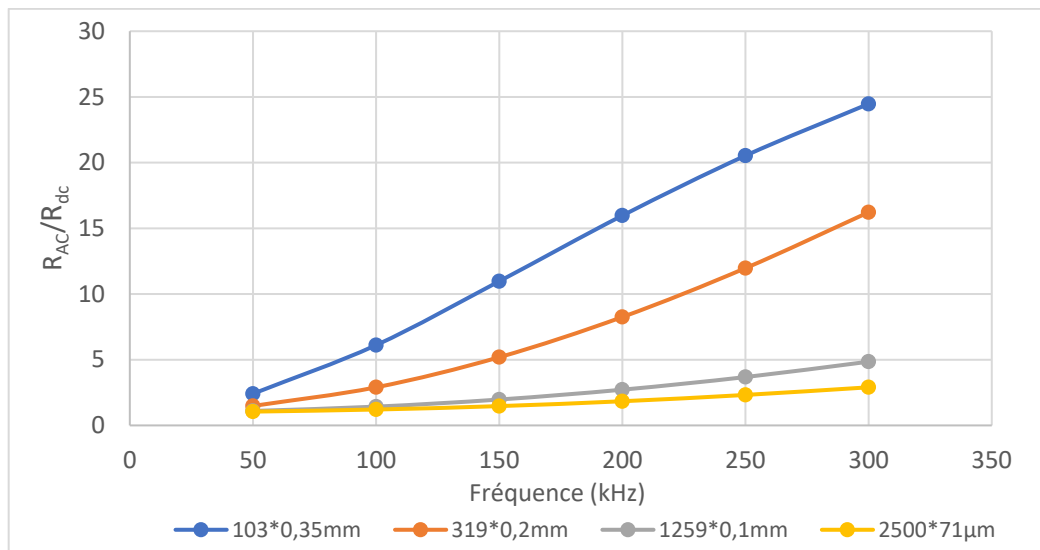


Figure II-15 : Évolution du rapport  $R_{AC}/R_{dc}$  en fonction de la fréquence pour différentes combinaisons de fil de Litz.

Si la fréquence de fonctionnement est une caractéristique importante à multiples égards, la structure géométrique du coupleur l'est tout autant.

## 5.2. Choix de la géométrie torique

De la distance entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice résulte un coefficient de couplage médiocre. Or, il est connu [25] que l'efficacité du système dépend fortement de ce coefficient.

Dans le projet CEMPER, l'innovation principale est liée à la structure torique sans matériau magnétique de la connexion. La Figure II-16(a) représente la géométrie torique de la bobine primaire, elle est constituée de boucles séparées entre elles pour permettre la connexion de la bobine secondaire comme le montre la Figure II-16(b). La Figure II-16(c) illustre la bobine primaire (bleu ciel) et la bobine secondaire (orange) couplées. Les supports des câbles (rouge et bleu foncé) ajoutés pour assurer la tenue des bobines primaire et secondaire n'entraînent aucune influence sur l'efficacité du système, ils sont composés de matériau polymère.

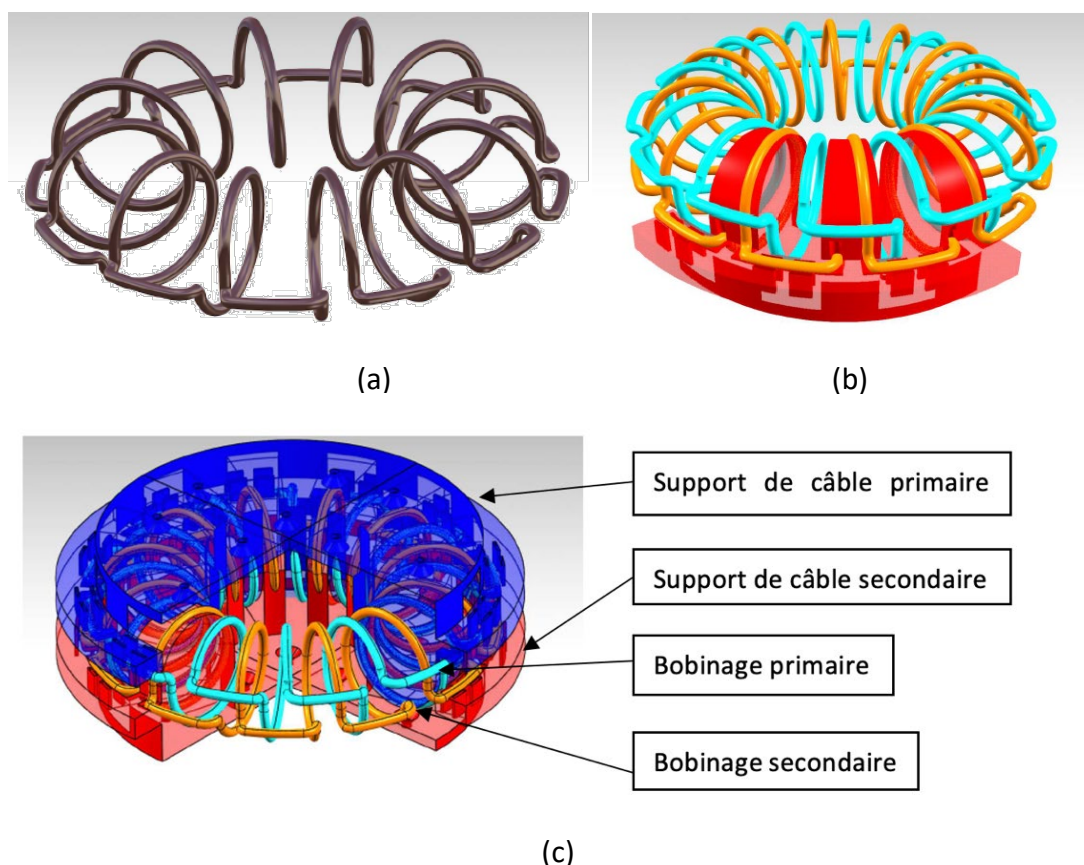


Figure II-16 : Constitution de l'architecture torique du coupleur électromagnétique

(a) : Architecture de la bobine primaire sans support de câble, (b) : Bobines primaire et secondaire couplées, (c) : Bobines primaire et secondaire couplées avec supports des câbles.

D'une part, l'architecture torique permet d'atteindre un transfert de puissance important avec un rayonnement parasite minimal sans ajout d'écrantage magnétique. L'absence de noyau magnétique permet d'obtenir :

- un système léger,
- une connexion/déconnexion du primaire et secondaire possible (Figure II-16(b)),
- une suppression totale des pertes magnétiques, les seules pertes du système sont donc les pertes Joule dans les fils,
- une absence de saturation de la densité du flux magnétique à forte puissance.

D'autre part, l'architecture de confinement de la densité du flux magnétique dans une structure torique assure un très bon couplage magnétique entre la bobine primaire et la bobine secondaire. En outre, elle peut permettre de respecter plus aisément les normes de radiations électromagnétiques.

En revanche, le coupleur électromagnétique torique nécessitera un système mécanique qui permettra d'ajuster l'entrelacement entre le primaire et le secondaire pour assurer que les pièces sont bien imbriquées et que le transfert de puissance se fait dans des conditions optimales. De plus, la structure torique ne permet pas de respecter la norme (SAE) J2952 [73] concernant les trois classes de garde sol et la fréquence de fonctionnement. Cette norme a été établie afin d'assurer une interopérabilité entre les différents fabricants des systèmes de chargement inductif sans contact. Cet inconvénient pourra être actuellement une limite pour la commercialisation du coupleur électromagnétique torique pour une application civile comme la recharge des véhicules électriques des particuliers. Cependant, notre système pourra être utilisé dans le domaine de transport public pour le chargement des bus électriques étant donné que pour cette application, cette norme n'est pas obligatoire.

Le choix d'un fil de Litz adapté est aussi indispensable et important que la géométrie des coupleurs électromagnétiques.

### 5.3. Choix du fil de Litz

Le fil de Litz est caractérisé par trois éléments principaux : le nombre de brins, leur diamètre et la section du fil dans sa globalité.

- Le diamètre des brins doit être choisi pour être inférieur à l'épaisseur de peau définie par l'équation (II.61).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \cdot \omega_0 \cdot \mu}} \quad (\text{II.61})$$

Où  $\delta$  est l'épaisseur de peau en mètre,  $\omega_0$  est la pulsation en radian par seconde,  $\mu$  est la perméabilité magnétique en Henry par mètre et elle est égale à  $\mu_0 \mu_r$ . Pour le cuivre,  $\mu_r$  est égale à 1 donc  $\mu$  est égale à  $\mu_0$  (i.e.  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m) et finalement  $\sigma$  est la conductivité électrique en Siemens par mètre, pour le cuivre elle est égale à  $5,8 \cdot 10^7$  S/m.

- La section du conducteur dépend de la densité de courant que l'on s'impose. Elle impacte également les résistances continue et alternative des bobines ainsi que les

inductances propres. Néanmoins, le choix de la section doit faire face à des aspects de coût et de difficultés de réalisation mécanique.

L'épaisseur de peau calculée pour une fréquence de fonctionnement de 200 kHz est de 140  $\mu\text{m}$ . La section utile déterminée est de 9,89  $\text{mm}^2$  ce qui correspond à un diamètre de fil de 5 mm.

Afin d'étudier l'évolution de la résistance linéique AC, quatre modèles du fil de Litz ont été simulés par le biais du logiciel de modélisation 3D CST STUDIO®. C'est une solution logicielle d'analyse électromagnétique 3D hautes performances dédiée à la conception, à l'analyse et à l'optimisation des composants et des systèmes électromagnétiques [75]. Cette simulation étudie les mêmes quatre configurations du fil de Litz présentées dans la section 5.1 et tient compte des pertes DC ainsi que des pertes AC. A noter que nous avons volontairement choisi des brins dont le diamètre est supérieur à 140  $\mu\text{m}$  pour mettre en évidence l'importance de ce paramètre.

La Figure II-17 illustre une modélisation de fil de Litz sous CST, la simulation d'une longueur importante de conducteur est très coûteuse en temps de calcul. Pour cette raison, le fil de Litz a été simulé sur de très courtes longueurs et une règle de trois a été appliquée pour extrapoler les résultats à la longueur réelle.

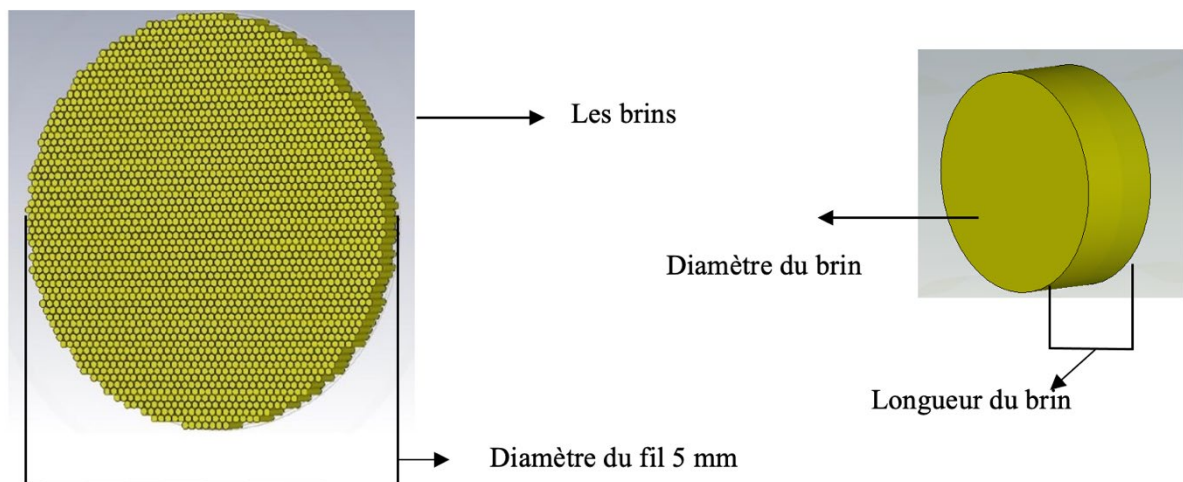


Figure II-17 : Fil de Litz modélisé sous le logiciel CST.

La Figure II-18 illustre le résultat de simulation de l'évolution de la résistance linéique AC en fonction de la fréquence pour les différentes combinaisons du fil de Litz. Cette figure confirme que choisir un diamètre de brins important et supérieur à l'épaisseur de peau (140  $\mu\text{m}$ ) induit des pertes AC plus importantes. La dépendance en fréquence de la résistance linéique AC suggère que des brins aussi minces que possible sont souhaitables pour des pertes faibles. À titre d'exemple, à la fréquence de 200 kHz, des brins de 71  $\mu\text{m}$  permettent de diminuer la résistance AC donc les pertes AC de 50 % par rapport à des brins de 100  $\mu\text{m}$ . En



revanche, il faut noter que le choix de brins très fins conduit à la réduction de la section utile du conducteur du fait de l'augmentation de la part des matériaux isolants. En outre, plus le nombre de brins est grand, plus que l'effet de proximité inter-brins est marqué et la valeur de résistance AC est plus significative. Ceci sera expliqué plus en détail dans la section 3 du Chapitre III de cette thèse.

Le fil de Litz choisi dans un premier temps dans cette thèse est de type 2 composé de 2500 brins et chaque brin a un diamètre de 71  $\mu\text{m}$ . Selon le constructeur du fil de Litz, la résistance continue linéique ( $R_{dc}$ ) est de 1,74  $\text{m}\Omega/\text{m}$  et, selon les résultats de la modélisation numérique, à 200 kHz, la résistance alternative linéique ( $R_{ac}$ ) est de 3,3  $\text{m}\Omega/\text{m}$ .

Le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  caractérise l'effet de peau et de proximité. Pour les câbles convenablement dimensionnés et pour des applications hautes fréquences, ce rapport doit être voisin à 1 à sa fréquence de fonctionnement. Dans notre cas d'étude, ce rapport est égal à 1,9, valeur acceptable mais qui peut être améliorée en modifiant la configuration du fil de Litz comme sera présenté dans le Chapitre III de cette thèse.

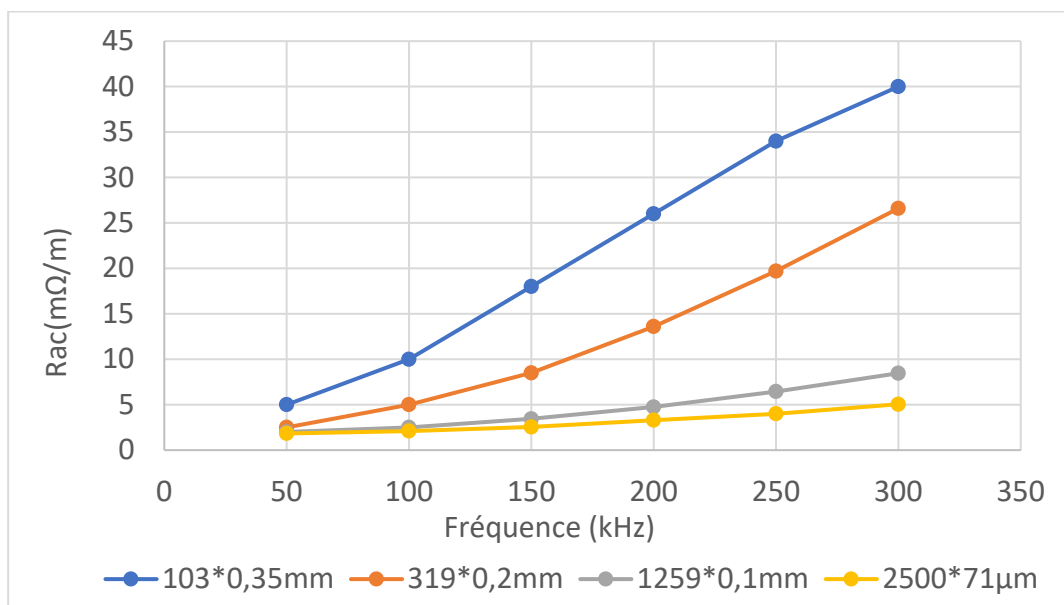


Figure II-18 : Évolution de la résistance linéique en fonction de la fréquence pour différentes combinaisons de fil de Litz.

Grâce aux méthodes de calcul numérique, il est possible d'évaluer avec précision et rapidité la mutuelle de presque n'importe quelle disposition géométrique tridimensionnelle des conducteurs. Cependant, dans de nombreuses circonstances, il existe toujours un intérêt à résoudre ce problème en utilisant des méthodes analytiques, ou semi-analytiques.

5.4. Modélisation et calcul de l'inductance mutuelle

Dans cette section, une méthode semi-analytique proposée par [76] a été adoptée pour étudier l'influence de distance de séparation entre les bobines primaire et secondaire sur l'obtention d'une inductance mutuelle d'intérêt.

Dans [23], l'auteur utilise l'approche du potentiel du vecteur magnétique pour calculer la mutuelle de deux boucles circulaires positionnées arbitrairement l'une par rapport à l'autre comme le montre la Figure II-19. Il traite ce problème sous sa forme la plus générale en considérant des équations planes pour représenter les positions des boucles. Dans la forme finale de ses équations, la mutuelle est obtenue en évaluant séquentiellement quelques expressions élémentaires et en résolvant numériquement une seule intégrale bien conduite.

$$M = \frac{\mu_0 * R_s}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(p_1 \cos \rho + p_2 \sin \rho + p_3) \psi(k)}{k \sqrt{V_0^3}} d\rho \quad (II.62)$$

Avec :  $\psi(k) = \left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k)$  où  $K(k) = F(\rho = \frac{\pi}{2}, k)$  est la fonction elliptique complète du 1<sup>er</sup> type et  $E(k) = E(\rho = \frac{\pi}{2}, k)$  est la fonction elliptique complète du second type ;  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique de l'air et  $R_s$  est le rayon de la boucle secondaire.

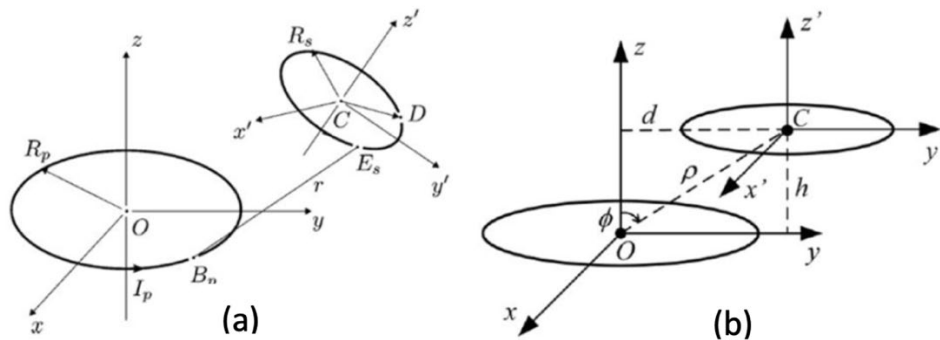


Figure II-19 : Configurations géométriques pour des bobines circulaires.

(a) : Avec un positionnement arbitraire, (b) Avec un désalignement latéral [76].

En se basant sur l'équation (II.62) un code MATLAB développé par S. Babic [23] et adapté selon les caractéristiques du projet CEMPER a été implémenté pour calculer l'inductance mutuelle entre deux bobines circulaires positionnées arbitrairement l'une par rapport à l'autre.

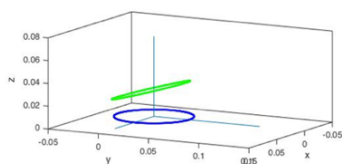
La Figure II-20 montre des exemples de calculs de mutuelle entre deux boucles dans des conditions différentes.  $R_{\text{tore}}$  est la valeur du rayon moyen du coupleur électromagnétique,  $R_{\text{boucle}}$  correspond à la valeur du rayon extérieur de la boucle du coupleur torique et N spires

représente le nombre de spires, ce nombre est identique au primaire et au secondaire donc le nombre total de spires du coupleur torique est  $2 \times N$  spires.

- Pour des dimensions du coupleur analogues, la réduction du nombre de spires augmente l'espacement entre les boucles et diminue la valeur de l'inductance mutuelle (Figure II-20(a) et Figure II-20(b)).
- L'augmentation du rayon moyen du tore induit une diminution de l'inductance mutuelle (Figure II-20(a) et Figure II-20(c)).
- La diminution du rayon de la boucle induit une diminution de l'inductance mutuelle (Figure II-20(a) et Figure II-20(d)).

L'inductance mutuelle dépend fortement de l'espacement relatif des bobines. Dans tous les cas, les résultats montrent que lorsque les valeurs des paramètres influençant la distance de séparation des bobines augmentent, l'inductance mutuelle diminue. Pour cette raison, dans le projet CEMPER, nous allons chercher dans un premier temps à diminuer au maximum possible mécaniquement l'espace entre les boucles primaires et secondaires en augmentant le nombre de spires (coupleur électromagnétique avec boucles circulaires). Ensuite, dans un second temps, nous avons réduit le rayon moyen du coupleur torique pour améliorer l'inductance mutuelle entre le primaire et le secondaire (coupleur électromagnétique avec boucles en forme D).

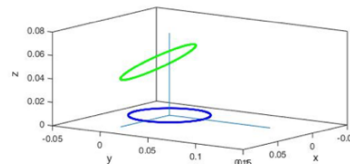
Rtore = 8,84 cm – Rboucle = 3,5 cm – N spires = 12



(a)

$L = 1,26 \mu\text{H}$   
 $M = 949 \text{ nH}$   
 $K = 0,75$   
 $L\sigma = 535 \text{ nH}$

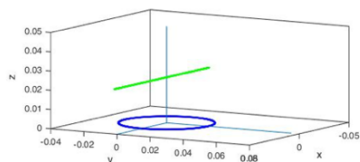
Rtore = 8,84 cm – Rboucle = 3,5 cm – N spires = 6



(b)

$L = 313 \text{ nH}$   
 $M = 162,34 \text{ nH}$   
 $K = 0,51$   
 $L\sigma = 231 \text{ nH}$

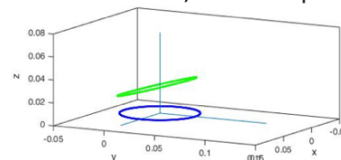
Rtore = 12 cm – Rboucle = 3,5 cm – N spires = 12



(c)

$L = 923 \text{ nH}$   
 $M = 594 \text{ nH}$   
 $K = 0,64$   
 $L\sigma = 972 \text{ nH}$

Rtore = 8,84 cm – Rboucle = 2,5 cm – N spires = 12



(d)

$L = 639 \text{ nH}$   
 $M = 354 \text{ nH}$   
 $K = 0,55$   
 $L\sigma = 443 \text{ nH}$

Figure II-20 : Exemples de calcul de mutuelle entre deux boucles circulaires.

En se basant sur cette étude et sur d'autres études paramétriques telles que l'influence du diamètre du fil de Litz, il a été possible de déterminer les paramètres géométriques des

coupleurs toriques. Ces paramètres ont été optimisés selon les besoins et les contraintes du projet grâce à un logiciel d'optimisation développé par l'entreprise EFFITECH.

Une fois les éléments géométriques du coupleur électromagnétiques sont décidés, le processus de conception pourra être expliqué.

### 5.5. Processus de conception

Ce processus de conception suit les étapes décrites dans la Figure II-21. La conception du coupleur électromagnétique commence par la définition des caractéristiques du système : le niveau de puissance mis en jeu, la tension d'entrée et le courant injecté, puis la détermination des conditions limites de la géométrie : le choix du fil de Litz, le rayon et le nombre des boucles primaire et secondaire, l'espacement minimal entre les boucles et éventuellement le volume et le rayon du coupleur électromagnétique.

L'étape suivante de la conception du système consiste à optimiser les paramètres géométriques du coupleur torique. Les objectifs de l'optimisation sont la maximisation du coefficient de qualité  $Q$  via la minimisation des pertes ohmiques et la maximisation du coefficient de couplage  $k$ . En partant de dimensions fixes de l'émetteur et du récepteur, la maximisation de  $k$  signifie la maximisation du rapport  $M/\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ . Cela n'est possible que par le rapprochement des boucles entre elles ; plus l'espacement entre les boucles est petit, plus les fuites magnétiques sont réduites et le coefficient de couplage est amélioré. Ce choix d'optimisation a pour but d'améliorer l'efficacité du système.

Grâce au logiciel de simulation CST, les inductances propres et mutuelle sont calculées ainsi que le coefficient de couplage. Puis, une simulation dans le domaine fréquentiel à la fréquence de fonctionnement est utilisée pour calculer les pertes AC et aussi pour vérifier l'adéquation du système avec la norme ICNIRP [21]. Ce processus est répété pour toutes les dimensions variables du coupleur. Chaque modèle du coupleur électromagnétique est testé afin de vérifier le respect des contraintes géométriques et de la limite de la radiation magnétique. Si toutefois ces contraintes ne sont pas respectées, le modèle du coupleur électromagnétique est supprimé de l'étude.

Ensuite, une étude de maximisation de l'efficacité du système selon l'étude réalisée par [71] est entreprise. Par la suite, les capacités de résonance  $C_1$  et  $C_2$  sont dimensionnées comme cela a été décrit dans la section 3.

Finalement, l'efficacité de transmission du système de chargement sans contact inductif, y compris les pertes, est évaluée. Les résultats possibles sont stockés dans une base de données à partir de laquelle une étude approfondie est réalisée pour sélectionner par la suite le prototype à concevoir.

En suivant ce processus de conception, deux générations de coupleurs électromagnétiques ont été développés dans le cadre de la thèse CEMPER. Chaque génération est composée de deux systèmes, l'un est destiné au chargement inductif sans contact et l'autre est dédié pour l'application de transfert de puissance.

La deuxième génération de coupleurs électromagnétiques est une évolution de la première. Elle permet d'améliorer l'efficacité du système en se penchant sur le problème du rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  évoqué dans le troisième chapitre et en maximisant le transfert de la puissance.

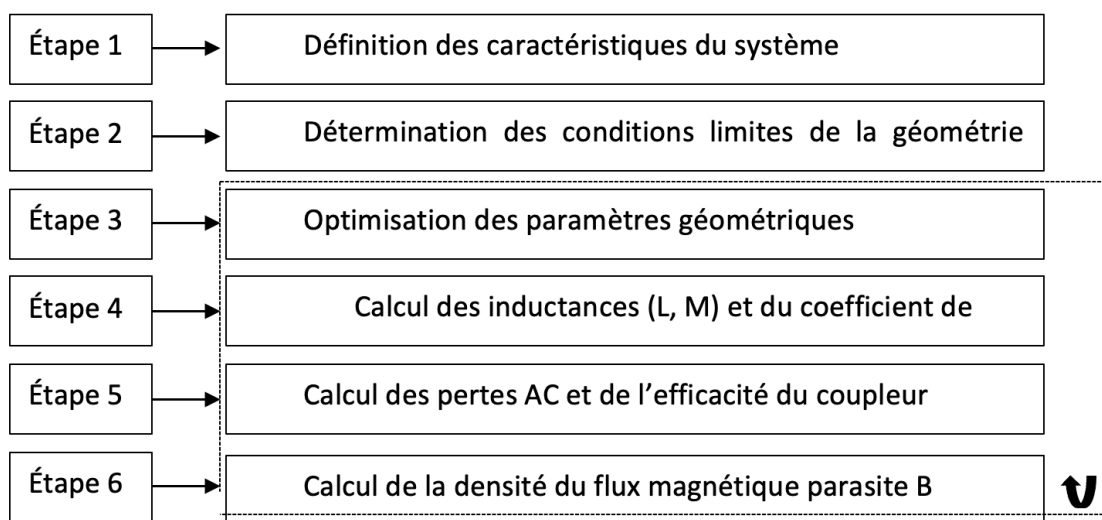


Figure II-21 : Processus de conception des coupleurs électromagnétiques.

## 6. Conclusion du chapitre

Ce chapitre décrit le mécanisme de la transmission de puissance inductive. Pour fournir une introduction facile aux coupleurs électromagnétiques inductifs, le fonctionnement d'un transformateur traditionnel sans contact a été présenté. Ensuite, les avantages et les inconvénients des différentes topologies de compensations qui rendent les systèmes TPI résonants ont été expliqués. Les phénomènes et les paramètres ayant un impact sur l'efficacité du transfert de puissance ont été également étudiés. A la fin du chapitre, le processus de conception ainsi que les défis du design de coupleurs électromagnétiques ont été discutés. Les principaux résultats de ce chapitre sont résumés comme suit :

- Un schéma équivalent simplifié du système de transfert de puissance inductif en utilisant le principe de fonctionnement à la fréquence fondamentale a été introduit. Le pont en H utilisé à l'entrée du système peut être remplacé par une tension sinusoïdale et le redresseur utilisé à la sortie du système peut être remplacé par une

résistance de charge équivalente. La valeur de cette dernière a été également définie en fonction de la puissance de sortie.

- L'introduction des capacités de résonance présente plusieurs avantages dont les principaux sont l'augmentation de la capacité de transfert de puissance et la possibilité d'adopter des techniques de commutation douce qui permettent de réduire fortement les pertes de commutation. En ce qui concerne la topologie de la compensation, la compensation série-série a été retenue comme étant la topologie la plus adaptée à notre application. D'une part, elle assure une compensation quasi-complète de la puissance réactive en cas de désalignement des bobines ou en cas de variation de la charge. D'autre part, une compensation série primaire peut être alimentée par un onduleur de tension et les courants dans les bobinages primaire et secondaire sont inférieurs à ceux des autres topologies.
- Le but principal du projet CEMPER est de supprimer les matériaux magnétiques afin d'éviter les problèmes de saturation. Pour cela, la géométrie torique du coupleur électromagnétique a été sélectionnée afin d'assurer une transmission de puissance optimale avec des fuites de champ magnétique très faibles qui ne nécessitent pas d'ajout d'écrantage magnétique (les barres de ferrites). De plus, cette structure permet d'obtenir un coefficient de couplage excellent par rapport aux autres géométries conventionnelles trouvées dans la littérature.

Après avoir étudié les principes fondamentaux des systèmes de transfert de puissance inductif, les caractéristiques et les performances des coupleurs électromagnétiques développés seront analysées dans le chapitre suivant. Coupleurs électromagnétiques pour le chargement ultra-rapide et sans contact.



# Chapitre III- Coupleurs électromagnétiques pour le chargement ultra-rapide et sans contact





Les véhicules électriques sont considérés comme un moyen de transport de nouvelle génération pour un mode de vie durable et une mobilité à faible émission de carbone. Ils ont rapidement envahi le marché au cours des dernières années. En revanche, ils ont toujours des coûts élevés et une faible accessibilité pour l'utilisateur. De plus, leur autonomie doit être améliorée et leur chargement devrait pouvoir se faire dans des conditions aussi peu contraignantes, voire moins, que l'approvisionnement en carburant des véhicules actuels.

Pour surmonter ces limites, le chargement sans contact par induction est considéré comme une solution clé pour le chargement des véhicules électriques. L'infrastructure quasiment invisible pour l'utilisateur lui permet de recharger son véhicule dans des zones d'arrêts. Comparativement aux systèmes de chargement filaires, la technologie de chargement inductif sans contact a l'avantage d'être pratique. Le VE peut être rechargé en se garant sur certaines places de stationnement spécifiques sans être réellement branché sur le secteur. De plus, le système est insensible à la saleté, à la poussière, à l'eau et aux diverses agressions atmosphériques ce qui le rend utilisable dans des environnements difficiles pour assurer des opérations fiables.

Un système de transfert de puissance inductif doit être capable de transmettre de la puissance sur une distance inter-bobines allant jusqu'à 30 cm. Cela pose un défi majeur, le faible couplage magnétique entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice implique une limite d'efficacité inhérente au transfert de puissance, bien que des capacités de résonances sont utilisées pour compenser l'effet inductif élevé du coupleur. Ce couplage est encore plus faible en cas de désalignement des bobines, ce qui complexifie la gestion thermique du système. De plus, afin de prévenir les risques pour la santé résultants des champs induits dans [53] [77]. Il faut enfin noter que l'espace pour la bobine réceptrice dans le véhicule et le poids autorisé sont généralement limités. Pour ses raisons, une densité de puissance transférée élevée des bobines est nécessaire.

Dans ce contexte, nous rappelons que le projet CEMPER propose une structure torique du coupleur électromagnétique qui répondra à la fois aux problèmes de la compacité grâce à sa fréquence de fonctionnement élevée de 200 kHz et du désalignement. Le système proposé permettra également de réduire significativement le temps de chargement grâce à sa forte puissance de transmission qui avoisine les 200 kW. En outre, le coupleur torique respecte les réglementations internationales sans avoir recours aux utilisations d'écrantage magnétique, ce qui permet d'assurer la légèreté. Finalement, grâce à son efficacité, la gestion thermique est plus facile à gérer.

Tout d'abord, en première section, le dimensionnement et les caractéristiques du coupleur électromagnétique sont introduits et les pertes de puissance du système global sont estimées.

En deuxième section, les paramètres électriques du coupleur torique conçu sont discutés en détail à travers les résultats de la simulation et vérifiés grâce au prototype du coupleur électromagnétique construit.

La troisième section de ce chapitre traite du problème de la résistance AC du fil de Litz mis en évidence lors des mesures expérimentales.

Par la suite, les résultats expérimentaux présentés dans la quatrième section comprennent l'évaluation de l'efficacité DC-DC du système complet pour un positionnement idéal des bobines du coupleur électromagnétique et aussi dans le cas d'un désalignement. Compte tenu de la limitation en puissance du réseau électrique du laboratoire, les essais en haute puissance ne peuvent être réalisés qu'en mode recyclage. Ce mode consiste en une réinjection de puissance du récepteur vers l'émetteur pour faire circuler la puissance transférée. Cette configuration des essais permet des mesures directes et précises des pertes de puissances totales car l'alimentation à l'entrée du système ne fournit que celles-ci.

Afin de se conformer aux directives internationales, les champs magnétique et électrique autour du coupleur ont été simulés, mesurés et discutés dans la cinquième section. Tous les résultats de mesure sont comparés aux résultats théoriques présentés dans les chapitres précédents.

Pour pallier le problème du fil de Litz présenté dans la troisième section de ce chapitre, un autre coupleur électromagnétique torique dont les bobines sont en forme de D est présenté dans la sixième section. Ce coupleur électromagnétique s'avère être plus compact, plus léger et, par simulation, d'une meilleure efficacité par rapport à celui précédemment étudié.

### 1. Étude et conception du système de transfert de puissance inductif

Cette section décrit en premier lieu les caractéristiques et le processus de dimensionnement de la structure torique du coupleur électromagnétique du système de transfert de puissance inductif. Dans un second temps, les différents types de pertes du système sont déterminés.

#### 1.1. Caractéristiques du coupleur électromagnétique

Les convertisseurs de puissance utilisés dans cette thèse ont déjà été développés dans le cadre d'une thèse intégrée dans un projet RAPID antérieur intitulé « AGIR » [74]. Les performances de ces systèmes ont déterminé les principales caractéristiques des coupleurs électromagnétiques développés dans les travaux de thèse que je vous présente.

Les valeurs des courants primaire et secondaire fournissent les informations de départ pour la sélection des caractéristiques des fils des bobines. La section du conducteur est choisie en fonction de la densité de courant. Dans notre cas, une densité de  $10 \text{ A/mm}^2$  est considérée

comme une référence acceptable. La section du conducteur influence également les résistances des bobines et les inductances propres. De plus, la sélection de la section doit faire face à des aspects de coût et de réalisation mécanique. Pour toutes ces considérations, une section de 10 mm<sup>2</sup> et un diamètre de 5 mm pour les fils des bobines primaire et secondaire ont été choisis. Le courant efficace maximal fourni par les MOSFETs du convertisseur de puissance est de 400 A, donc 4 fils de Litz en parallèle d'une section de 10 mm<sup>2</sup> sont obligatoires pour pouvoir passer cette valeur de courant sans risque de destruction du fil.

La valeur maximale de courant permet la déduction de la valeur de l'inductance propre minimale du coupleur électromagnétique et donc la longueur du fil de Litz.

La compacité du système est l'élément clé considéré lors du dimensionnement du coupleur torique, pour cette raison un espacement minimal de 1 cm entre les enroulements du coupleur torique a été choisi. Cette distance correspond à la distance minimale possible entre enroulements sans que ces derniers se touchent mécaniquement et qui permet d'obtenir un coefficient de couplage maximal.

Compte tenu de tous ces éléments, un coupleur électromagnétique toroïdal a été conçu après un long processus d'optimisation mené par notre partenaire industriel. Le rayon extérieur de ce coupleur électromagnétique est de 17,8 cm. Les enroulements primaire et secondaire ont le même diamètre de boucle de 5,5 cm. Ils comportent neuf tours et chaque enroulement est constitué de 4 fils de Litz en parallèle. Les paramètres du coupleur électromagnétique sélectionné sont présentés dans le Tableau III-1.

Paramètres	Variable	Valeur
Rayon extérieur du coupleur	$R_{\text{coupleur}}$	17,8 cm
Rayon de boucle	$R_{\text{boucle}}$	5,5 cm
Nombre d'enroulements	$N_p / N_s$	9 / 9
Diamètre du fil de Litz	$D_{\text{fil}}$	5 mm
Section du fil de Litz	$S_{\text{fil}}$	9,9 mm <sup>2</sup>

Tableau III-1 : Paramètres du coupleur électromagnétique sélectionné.

Le dimensionnement du coupleur s'appuie également sur le calcul de ses propres pertes mais également sur celles du système complet dans lequel il est intégré.

### 1.2. Estimation des pertes du système

Au vu des puissances visées, l'estimation des pertes du système est une étape cruciale pour déterminer d'un côté l'efficacité globale du système et d'un autre côté, pour judicieusement dimensionner le système de dissipation thermique.

Les pertes dans le système sont réparties de la manière suivante :

- Les pertes résistives dans les fils de Litz,
- Les pertes résistives dans les condensateurs résonants,
- Les pertes par commutation et par conduction dans les MOSFETs de l'onduleur de tension,
- Les pertes par conduction dans les diodes du redresseur.
- Les pertes dans les diverses connexions.

#### A- Les pertes dans les fils de Litz

Dans un conducteur, lors d'un fonctionnement en haute fréquence, des pertes AC se produisent en plus des pertes DC. Ces pertes supplémentaires sont causées par des courants de Foucault qui sont induits par des champs magnétiques alternatifs générés par les courants principaux. Ces pertes AC sont imputables à l'effet de peau et à l'effet de proximité qui ont été décrits dans la section 3.2 du Chapitre I .

Les pertes par effet de peau sont exprimées par l'équation (III.1), où  $R_{dc}$  est la résistance DC du conducteur,  $I$  est le courant maximal parcourant le conducteur et  $f$  est la fréquence de fonctionnement.  $F_r(f)$  est un facteur dépendant de la fréquence qui modélise l'effet de peau dans un conducteur rond, il est exprimé par l'équation (III.2), avec  $d_r$  : diamètre du conducteur et  $\delta$  épaisseur de peau [50].

$$P_{peau} = F_r(f) \cdot R_{dc} \cdot I^2 \quad (III.1)$$

$$F_r(f) = \frac{d_r}{8\delta} \cdot \sqrt{f} \quad (III.2)$$

L'effet de proximité évolue aussi avec la fréquence et les pertes par effet de proximité sont exprimées par l'équation (III.3) [50].

$$P_{proximité} = G_R(f) \cdot R_{dc} \cdot H_e^2 \quad (III.3)$$

Le facteur  $G_R(f)$  est un facteur dépendant également de la fréquence et modélise l'effet de proximité entre deux conducteurs ronds, il est exprimé par l'équation (III.4). Dans (III.3),  $H_e$  est le champ magnétique externe résultant de la superposition des champs magnétiques produits par les conducteurs voisins dans le même enroulement (les brins du même paquet du fil de Litz) et par les conducteurs de l'autre enroulement du coupleur.

$$G_r(f) = \frac{\pi^2 d_r^3}{8\delta} \cdot \sqrt{f} \quad (III.4)$$

Les pertes AC totales, qui modélisent les pertes résistives dans les fils de Litz, correspondent à l'addition des équations (III.1) et (III.3).

### B- Les pertes dans les condensateurs résonants

Les condensateurs de résonance sont dimensionnés en fonction de leur courant efficace maximal et de la capacité requise obtenue à partir du modèle du schéma équivalent du coupleur électromagnétique présent dans la section 3 du Chapitre II.

Les pertes dans les condensateurs résonants sont exprimées par l'équation (III.5).

$$P_{condensateurs} = \frac{\tan\delta(f)}{\omega_0 C} \cdot I^2 \quad (III.5)$$

Où  $\tan\delta(f)$  est un facteur (tangente de l'angle de perte) dépendant de la fréquence indiquée dans les fiches techniques par le fabricant et  $I$  est le courant efficace.

### C- Les pertes dans les MOSFETs

Il existe deux types de pertes dans les MOSFETs, les pertes par conduction et les pertes par commutation. Les pertes par conduction sont exprimées par l'équation (III.6).

$$P_{conduction\_MOSFETs} = R_{DSon} \cdot I^2 \quad (III.6)$$

Où  $R_{DSon}$  est la résistance entre le drain et la source du MOSFET, lorsque ce dernier conduit, elle est indiquée dans les fiches techniques du fabricant et  $I$  est le courant efficace.

Les pertes par commutation sont exprimées par l'équation (III.7).

$$P_{commutation\_MOSFETs} = C_{oss} * V^2 * f \quad (III.7)$$

Où  $C_{oss}$  est la capacité de sortie du MOSFET qui dépend de la fréquence, de la température et de la tension  $V_{DS}$ . La valeur de cette capacité est donnée par le constructeur.  $V$  est la tension d'entrée et  $f$  est la fréquence de fonctionnement.

### D- Les pertes dans les diodes

Les diodes de redressement utilisées dans le dispositif expérimental du côté récepteur sont celles d'un pont à MOSFETs. Ces diodes sont à commutation douce, par conséquent, seules les pertes par conduction doivent être calculées pour les pertes des semi-conducteurs du récepteur. Ces pertes sont exprimées par l'équation (III.8).

$$P_{diodes} = V_{DS} * I_{DS} \quad (III.8)$$

Où la tension  $V_{DS}$  dépend de la température, de la tension  $V_{GS}$  appliquée et varie en fonction de  $I_{DS}$ . Cette tension est donnée par le constructeur.

Avant la réalisation du prototype des coupleurs électromagnétiques, la modélisation numérique est une étape cruciale dans notre développement.

## 2. Modélisation numérique et réalisation mécanique du coupleur électromagnétique

La modélisation numérique permet d'obtenir une solution approchée du problème physique en utilisant la méthode des éléments finis. Le modèle numérique se construit en plusieurs étapes. D'abord, le plan 3D de la structure torique du coupleur est intégré et ensuite, les propriétés du modèle telles que les conditions aux limites et les caractéristiques des matériaux utilisés sont définies.

Dans la première partie de cette section, la modélisation numérique du coupleur électromagnétique dédié pour le chargement sans contact est décrite. Une fois le prototype du coupleur réalisé mécaniquement, ces paramètres électriques sont vérifiés par mesure au RLC mètre à 200 kHz et ils sont comparés aux résultats de la simulation.

### 2.1. Modélisation numérique du coupleur électromagnétique

Le logiciel CST peut modéliser le fil de Litz par deux méthodes différentes. La première (dite modèle réel) consiste à modéliser chaque brin du fil de Litz, mais elle est très coûteuse en temps de simulation. La seconde (dite modèle compact) est plus simple et donc moins longue à simuler. Le diamètre d'un seul brin dans le fil de Litz dans les applications haute fréquence est très petit (quelques dizaines de micromètres). La prise en compte de la profondeur de l'effet peau nécessite des maillages conséquents et requiert beaucoup de temps de simulation. En modélisation, une solution est proposée par M. Etemadzaei et al. [78] pour simuler le fil de Litz. Elle consiste à homogénéiser tout le faisceau (l'ensemble des brins) du fil de Litz avec un matériau solide, ayant le même diamètre extérieur que le fil de Litz et à lui donner une perméabilité et une permittivité complexes équivalentes à celles du fil de Litz réel pour modéliser les mêmes puissances active et réactive que celles consommées par le fil de Litz. Le calcul se fait en se basant sur la fonction de Bessel [79].

Tout matériau avec une boucle elliptique B-H, également appelée cycle d'hystérésis, y compris le cuivre, peut être représenté en utilisant une perméabilité complexe  $\mu = \mu' - j\mu''$ . La partie réelle de la perméabilité complexe représente le stockage de l'énergie magnétique et la partie imaginaire traite des pertes magnétiques dans le matériau (pertes par effet de proximité) [78].

Dans une approche totalement analogue, tout matériau électrique à boucle elliptique D-E peut être représenté par une permittivité complexe  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$ . La partie réelle de la permittivité complexe représente le stockage de l'énergie électrique et la partie imaginaire traite des pertes par conduction (pertes par effet de peau) [78].

Pour modéliser les fils de Litz avec ce modèle, deux hypothèses sont considérées :

- Les brins du fil de Litz sont parfaitement torsadés, c'est-à-dire que pour un pas de torsade, un brin donné passe sur toutes les positions possibles sur la section du fil.
- Le même courant sinusoïdal circule dans chaque brin ce qui signifie que les pertes par effet de peau et par effet de proximité sont identiques dans tous les brins.

Néanmoins, il s'est avéré que ces hypothèses ne sont valables que pour des fils de Litz de petit diamètre et de faible nombre de brins comme il sera expliqué dans la section 3 de ce chapitre.

Avant d'opter pour cette solution, des simulations de fils de Litz droits de différentes configurations et pour la même section utile ont été réalisées par les deux méthodes proposées par le logiciel CST. La modélisation d'une longueur importante du fil de Litz est très coûteuse en temps de calcul. Pour cette raison, nous avons modélisé les fils de Litz sur des petites longueurs de 3  $\mu\text{m}$ , 30  $\mu\text{m}$ , 300  $\mu\text{m}$  et 3 mm et, comme attendu, nous avons clairement remarqué qu'il y a, à chaque fois, un rapport de 10 entre les résultats. Nous avons alors considéré qu'il est possible d'extrapoler les résultats sur des longueurs plus importantes.

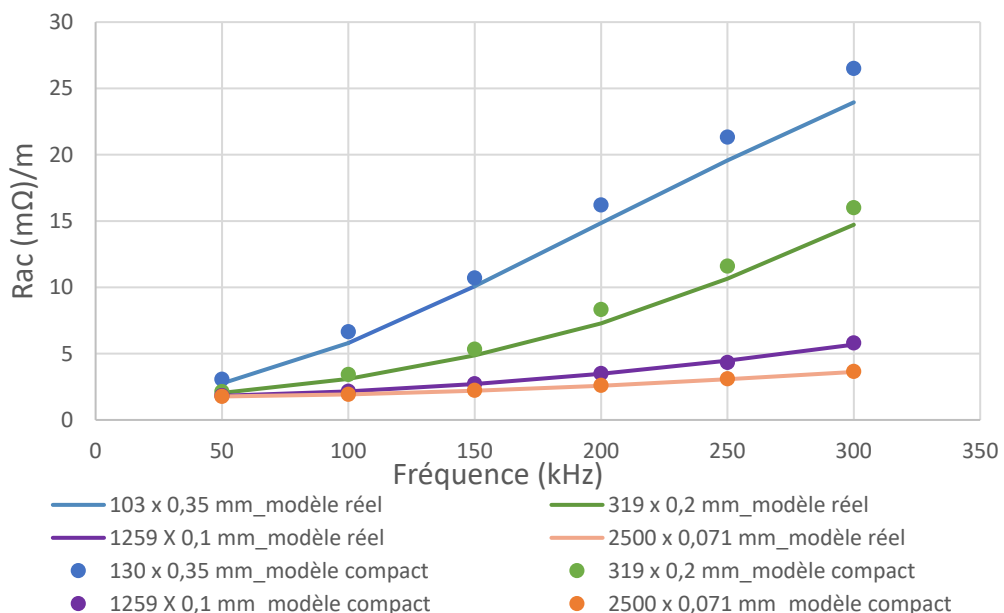


Figure III-1 : Évolution de la résistance linéique AC de différentes configurations du fil de Litz en fonction de la fréquence avec les deux modèles de modélisation numérique.



La Figure III-1 présente l'évolution de la résistance linéique AC en fonction de la fréquence, pour différentes configurations du fil de Litz, pour la même section utile de  $9,98 \text{ mm}^2$  et avec deux modèles de modélisation numérique 3D. Le premier chiffre de la configuration du fil de Litz indique le nombre de brins et le second est le diamètre de ces brins (par exemple : « 130 x 0,35 mm » est un fil de Litz comportant 130 brins dont le diamètre est de 0,35mm). Les deux modèles proposés par CST donnent des résultats quasiment identiques. Il est donc plus judicieux d'utiliser le modèle compact pour pouvoir simuler des structures complexes en gagnant en temps de calcul.

Toujours à l'aide du logiciel CST 3D, le coupleur toroïdal a été modélisé dans deux cas : alignement parfait des bobines primaire (fils en rose) et secondaire (fils en violet), et dans le cas d'un désalignement entre elles comme le montre la Figure III-2. Le but principal de la première simulation est de déterminer les paramètres électriques du circuit équivalent du coupleur. Ces paramètres sont récapitulés dans le Tableau III-2(a) et le Tableau III-2(b).

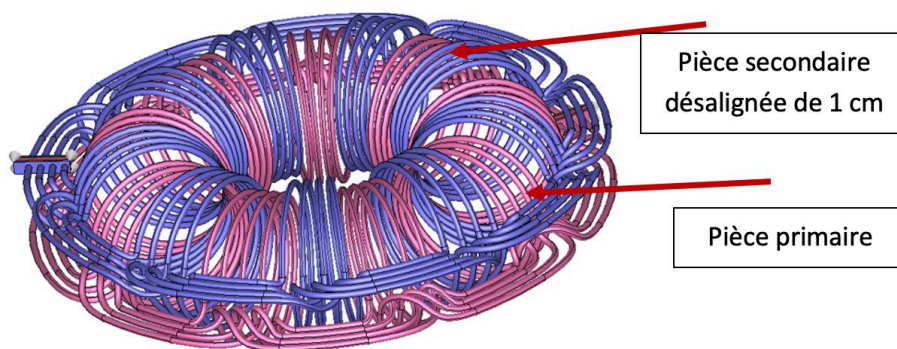


Figure III-2 : Coupleur électromagnétique modélisé avec le logiciel CST Studio. La bobine primaire est désalignée de 1 cm par rapport à la bobine secondaire.

Paramètres électriques	Résultats par modélisation
$L_1, L_2$	2,36 $\mu\text{H}$
M	1,51 $\mu\text{H}$
$L_\sigma$	1,39 $\mu\text{H}$
k	0,64
$R_{dc}$	2,21 m $\Omega$
$R_{ac}$	3,0 m $\Omega$
$R_{ac}/R_{dc}$	1,36

(a)

Paramètres électriques	Résultats par modélisation
$L_1, L_2$	2,46 $\mu\text{H}$
M	1,55 $\mu\text{H}$
$L_\sigma$	1,48 $\mu\text{H}$
k	0,63
$R_{dc}$	2,21 m $\Omega$
$R_{ac}$	3,1 m $\Omega$
$R_{ac}/R_{dc}$	1,40

(b)

Tableau III-2 : Paramètres électriques simulés.

(a) : dans le cas d'un alignement parfait des bobines, (b) : dans le cas où la bobine primaire est désalignée de 1 cm par rapport à la bobine secondaire.

D'après les résultats de simulation, le couplage électromagnétique vaut 0,64 pour un alignement parfait des bobines. Cette valeur est élevée par rapport aux différentes géométries de coupleur électromagnétique à air présentées dans le Chapitre I et qui ne dépassent généralement pas 0,4.

La valeur des inductances propres correspond à la valeur estimée lors du dimensionnement du coupleur torique considérant également le cas du désalignement. Elle permettra de passer la valeur efficace maximale du courant (400 A) et d'atteindre un transfert de puissance moyenne de 200 kW.

Avec un désalignement vertical de 1 cm, le coefficient de couplage chute seulement de 1,5 %. Cette diminution résulte naturellement de la baisse de l'inductance mutuelle et l'augmentation de l'inductance de fuite.

La valeur de la résistance DC correspond parfaitement à la valeur estimée par la datasheet du constructeur. Le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  est également cohérent avec une valeur avoisinante à 1 et qui augmente légèrement en cas de désalignement à cause de l'effet de proximité. Sa valeur ne dépassant pas 1,4 devrait permettre l'obtention de l'efficacité visée pour le coupleur électromagnétique. Malheureusement, ce n'est pas le cas en pratique comme nous le verrons un peu plus tard.

La Figure III-3(a) représente la distribution de la densité du flux magnétique à 200 kW autour du coupleur torique pour une valeur de  $27 \mu T < B < 100 \mu T$ . Ces deux valeurs correspondent aux valeurs limites exigées par la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique ( $27 \mu T$ ) et pour l'exposition professionnelle ( $100 \mu T$ ). A partir du centre du coupleur, elles sont respectées à partir d'une distance de 54 cm pour l'exposition publique et à partir de 44 cm pour l'exposition professionnelle.

La Figure III-3 (b) représente la répartition du champ électrique autour du coupleur pour une valeur de  $83 V/m < E < 170 V/m$  (ICNIRP 2010). Ces deux valeurs limites sont respectées à partir d'un rayon de 55 cm et 48 cm respectivement à partir du centre du coupleur.

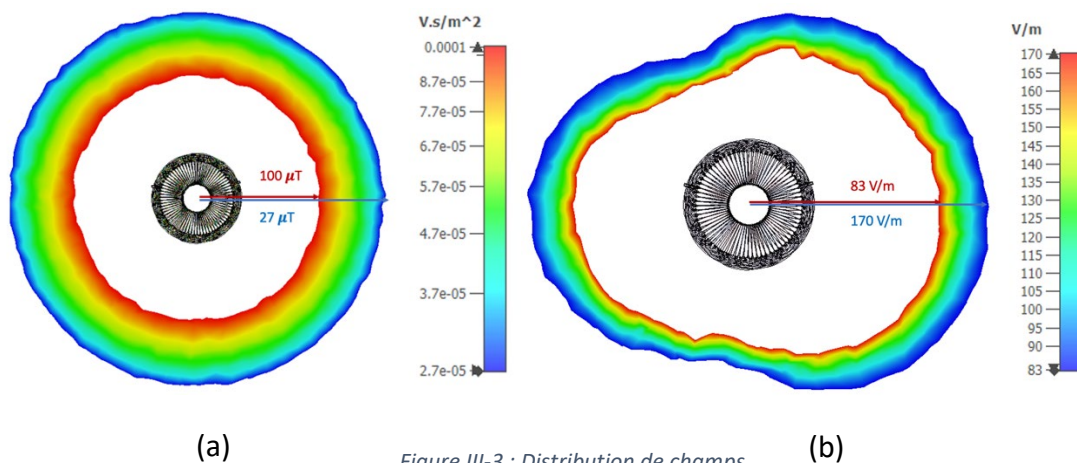


Figure III-3 : Distribution de champs.

(a) : Densité du flux magnétique B pour  $27 \mu T < B < 100 \mu T$ , (b) : Champ électrique pour  $83 V/m < E < 170 V/m$

Les résultats annoncés par la modélisation numérique sont très encourageants vis-à-vis des objectifs ciblés. Un prototype du coupleur électromagnétique a été alors développé afin de vérifier expérimentalement les résultats de modélisation.

## 2.2. Réalisation mécanique du coupleur électromagnétique

La Figure III-4 présente les dessins de conception du prototype du coupleur électromagnétique réalisé comprenant le support des câbles et les fils de Litz. Les pièces primaire et secondaire sont identiques, elles sont présentées respectivement par les couleurs bleue et grise. Le guide d'enroulement pour une meilleure tenue de câble est présenté par la couleur rouge. Les fils de Litz sont représentés par la couleur jaune. La pièce primaire et la pièce secondaire s'imbriquent formant un coupleur de forme torique démontable.

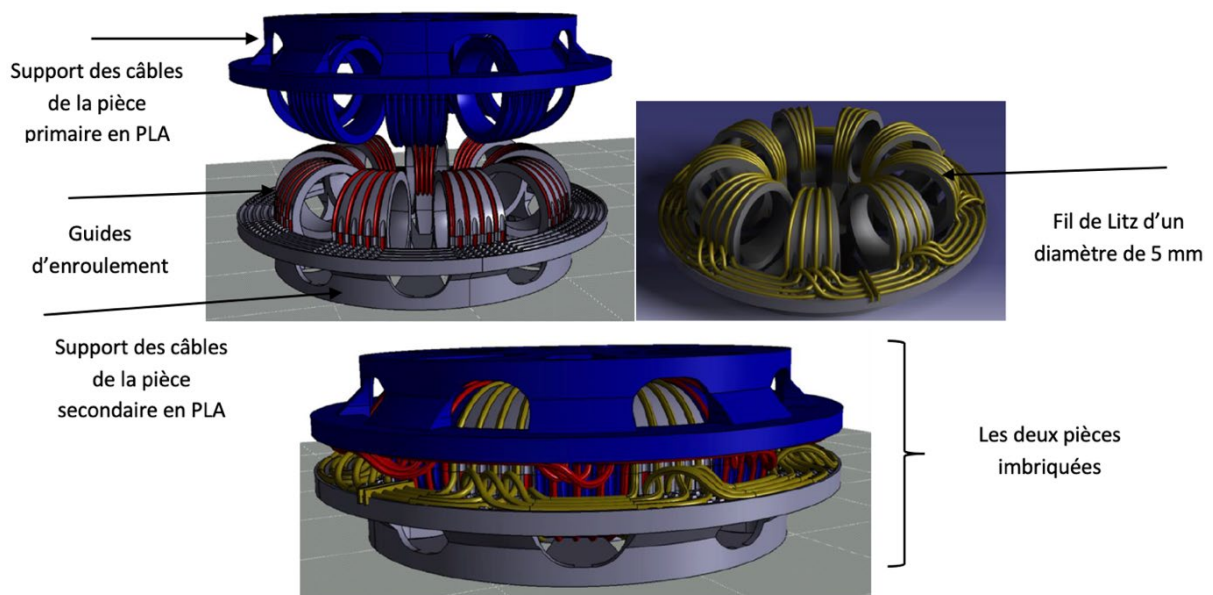


Figure III-4 : Dessins de construction du prototype du coupleur électromagnétique réalisé comprenant le support des câbles et les fils de Litz.

Pour éviter les pertes supplémentaires par courants de Foucault, l'utilisation de métaux pour le support de câble n'est pas autorisée. Par conséquent, le polymère PLA (acide polylactique) a été choisi pour le support de câble imprimé en 3D en raison de sa facilité d'impression, sa faible tangente de perte et de sa forte résistivité de volume [80]. Cependant, il n'est pas le meilleur choix en ce qui concerne la dissipation thermique à cause de sa faible conductivité thermique et de sa température de fusion limitée. La Figure III-5(a) représente le support de câble lors de l'impression. Afin d'imprimer la pièce entière, une imprimante 3D avec un volume d'impression de 125 litres a été utilisée. La réalisation d'une seule pièce du coupleur torique a nécessité une impression durant une dizaine de jours et deux kilos de filament PLA. La Figure III-5 (b) montre une pièce du coupleur torique bobiné avec du fil de

Litz de type AWG 42 [81]. La Figure III-5(c) représente une vue latérale du coupleur électromagnétique torique avec la pièce primaire et la pièce secondaire imbriquées.

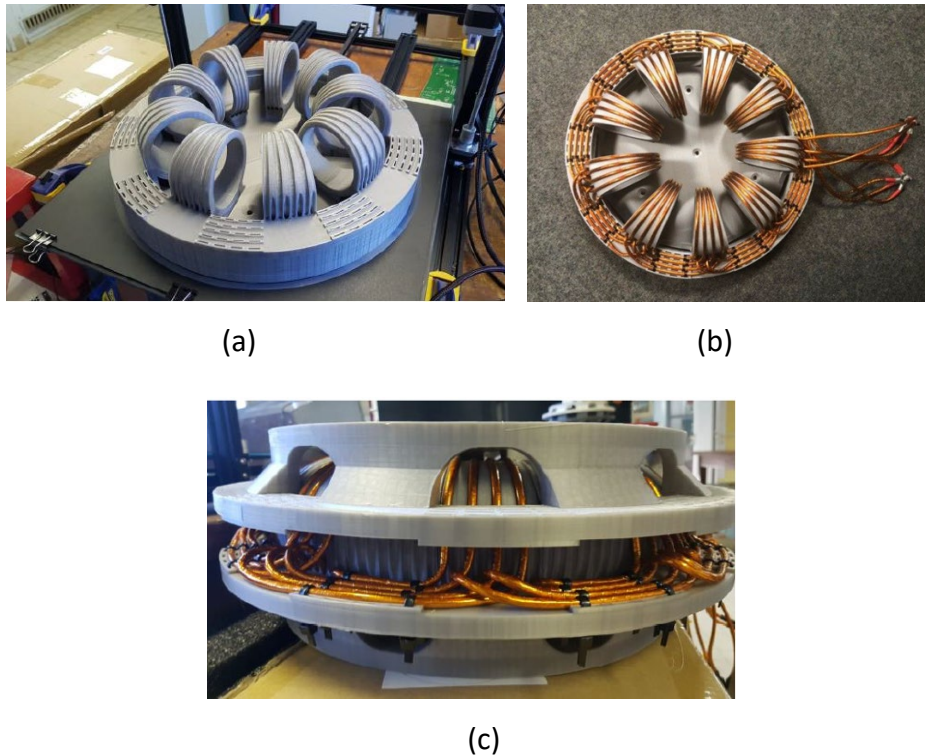


Figure III-5 : Prototype du coupleur électromagnétique démontable.

(a) : support des câbles lors de l'impression, (b) : première pièce du coupleur électromagnétique bobinée, (c) : vue latérale du prototype du coupleur électromagnétique.

Le poids total du coupleur électromagnétique est de 7 kg, il en résulte une densité de puissance gravimétrique de 28,6 kW/kg. Le volume du coupleur est de 11 dm<sup>3</sup> et sa surface de contact est de 40 dm<sup>2</sup> ce qui donne une densité de puissance volumique de 18,2 kW/dm<sup>3</sup> et une densité de puissance surfacique de 5 kW/dm<sup>2</sup>. Ces résultats sont très prometteurs par rapport aux résultats trouvés en littérature. A titre d'exemple, dans la thèse de R. Bosshard [25], la densité de puissance gravimétrique est de 2 kW/kg, elle est quasiment quatorze fois plus faible que celle de notre système. Il en est de même pour les densités de puissance volumique et surfacique, elles sont affichées égales à 2,7 kW/dm<sup>3</sup> et 1,6 kW/dm<sup>2</sup>, ces valeurs sont 6,7 et 3,1 fois plus élevées dans notre cas. Dans une gamme de puissance équivalente à la nôtre, le système de Primove [25] a une densité de puissance gravimétrique de 0,6 kW/kg et volumique de 1 kW/dm<sup>3</sup>, ce qui est largement inférieur à nos systèmes. En revanche, en toute transparence, ces systèmes ont l'avantage de pouvoir transférer des puissances colossales sur des distances considérables entre le primaire et le secondaire.

Obtenir une efficacité élevée et une densité de puissance importante était un des défis les plus critiques lors du dimensionnement des coupleurs électromagnétiques. A partir de ces résultats, nous pouvons dire que les performances de nos systèmes pourront être comparées

aux systèmes de chargement filaires. Par exemple, dans les systèmes de chargement de Toyota [82], un chargeur de VE embarqué producteur d'une puissance de 6,1 kW est présenté avec une densité de puissance volumique de 5 kW/dm<sup>3</sup>, une efficacité supérieure à 95% et une densité de puissance gravimétrique de 3,8 kW/kg. Ces chiffres impliquent un volume de seulement 1,2 dm<sup>3</sup> et un poids de seulement 1,8 kg.

Le Tableau III-3(a) présente une comparaison entre les paramètres des circuits équivalents du coupleur mesurés et simulés pour un alignement parfait ainsi qu'une erreur relative par rapport aux valeurs mesurées. Le Tableau III-3(b) présente la même comparaison mais dans le cas où la bobine primaire est désalignée verticalement de 1 cm avec la bobine secondaire.

Paramètres électriques	Résultats mesurés	Résultats simulés	Erreur (%)
L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub>	2,46 μH	2,36 μH	4,0
M	1,52 μH	1,51 μH	0,6
L <sub>σ</sub>	1,51 μH	1,39 μH	7,9
k	0,62	0,64	3,2
R <sub>dc</sub>	2,84 mΩ	2,21 mΩ	22,0
R <sub>ac</sub>	16,20 mΩ	3,00 mΩ	78,1
R <sub>ac</sub> /R <sub>dc</sub>	4,82	1,36	81,4

(a)

Paramètres électriques	Résultats mesurés	Résultats simulés	Erreur (%)
L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub>	2,51 μH	2,46 μH	2,0
M	1,54 μH	1,55 μH	0,7
L <sub>σ</sub>	1,56 μH	1,48 μH	5,2
k	0,615	0,63	2,5
R <sub>dc</sub>	2,84 mΩ	2,21 mΩ	22,0
R <sub>ac</sub>	16,8 mΩ	3,1 mΩ	78,3
R <sub>ac</sub> /R <sub>dc</sub>	5,03	1,4	81,5

(b)

Tableau III-3 : Paramètres électriques mesurés et simulés.

(a) : pour un alignement parfait, (b) : pour un désalignement de 1 cm.

Les mesures ont été effectuées à l'aide du RLC-mètre HIOKI IM 3536. Les résultats démontrent une bonne concordance entre la simulation et la mise en œuvre pratique. La différence maximale entre les résultats de simulation et les résultats de mesures pour les

inductances propres est de 4 %. Pour le coefficient de couplage, l'erreur est inférieure à 3,5 %. L'erreur la plus élevée apparaît pour l'inductance de fuite car elle est calculée à partir de l'équation  $L_{\sigma} = (1 - k^2) \cdot L_1$  et donc les erreurs sur l'inductance propre et sur le coefficient de couplage s'additionnent. Par ailleurs, la faible valeur de l'inductance de fuite conduit à obtenir une valeur élevée du coefficient de couplage.

En revanche, nous remarquons que l'erreur entre la valeur de la résistance AC expérimentale et simulée est de 81 %. Nous verrons dans la section suivante que cette différence considérable peut s'expliquer par le fait que le torsadage du fil de Litz n'est pas parfait et donc que la répartition du courant entre les brins n'est pas homogène. Ce qui fausse l'hypothèse utilisée pour la modélisation numérique des fils de Litz. De plus, l'effet de proximité inter-brins est d'autant plus présent que le nombre de brins est important et que le diamètre du fil de Litz est grand.

Pour comprendre ces différences liées au comportement du fil de Litz, plusieurs mesures sur différents fils ont été entreprises et sont présentées dans la section suivante.

### 3. Problématique du fil de Litz

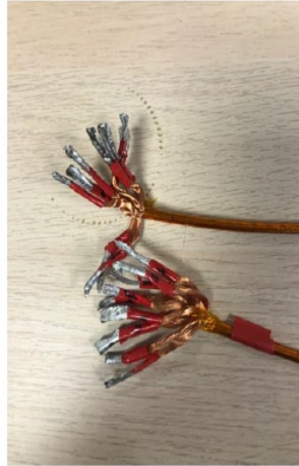
L'écart important entre les résultats expérimentaux et les résultats numériques a démontré une grande difficulté sur la prédétermination des pertes AC des fils de Litz.

L'hypothèse principale que nous avons considérée pour expliquer cet écart trouve son origine dans la structure du fil. Pour valider cette hypothèse, plusieurs échantillons de fils de Litz ont été évalués expérimentalement et confrontés à des simulations numériques. Le but de cette étude comparative est d'évaluer l'influence de la structure interne du fil de Litz sur ses performances en fréquence.

Étant convaincus que la structure du fil de Litz est la cause possible de tels écarts, nous avons comparé plusieurs configurations de fils de Litz. Le fil de Litz de 5 mm de diamètre et de type 2500 x 71  $\mu\text{m}$  est constitué de dix sous-paquets dont chacun est composé de 250 brins torsadés et isolés électriquement. Pour un fil de 3 m de longueur, nous avons séparé chaque sous-paquet aux deux extrémités et nous avons mesuré leurs rapports  $R_{ac}/R_{dc}$  comme le montre la Figure III-6(a). La Figure III-6(b) est un tableau qui récapitule les résultats de mesures au RLC mètre à 200 kHz pour chaque sous-paquet.

D'après ces mesures, nous remarquons que le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  n'est pas identique pour chaque sous-paquet du fil de Litz et que ce rapport demeure trop élevé. Cela peut s'expliquer par la constitution des sous-paquets de ce fil de Litz qui ne sont pas constitués eux-mêmes de sous-paquets torsadés comme dans le cas d'étude qui suit (fil de Litz de 250 x 71  $\mu\text{m}$ ). Nous pouvons faire l'hypothèse que plus le nombre de brins est important dans un sous-paquet (2500 ici), plus sera important l'effet de proximité inter-brins. Ceci explique les valeurs de rapport souvent supérieures à 3.

Ensuite, nous avons mesuré le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  en associant des sous-paquets de fil de Litz progressivement et nous avons remarqué que, pour les dix sous-paquets en parallèle, le rapport est de 3,90, une valeur non acceptable.



(a)

Numéro du sous-paquet	$R_{dc}$ (m $\Omega$ )	$R_{ac}$ (m $\Omega$ )	$R_{ac}/R_{dc}$	L ( $\mu$ H)
1	58,57	227,00	3,87	3,41
2	65,14	238,55	3,66	3,49
3	58,90	240,00	4,07	3,33
4	58,85	191,00	3,24	3,43
5	59,25	192,62	3,25	3,39
6	58,34	161,85	2,77	3,41
7	70,61	252,00	3,56	3,34
8	82,00	243,00	2,96	3,43
9	61,60	339,00	5,5	3,24
10	63,42	256,79	4,04	3,31

(b)

Figure III-6 : Fil de Litz de type 2500 x 71  $\mu$ m avec les dix sous-paquets séparés.

(a) : photographie du fil de Litz, (b) : tableau récapitulatif des résultats de mesure au RLC mètre à 200 kHz.

La même étude a été réalisée sur un autre fil de Litz de 1,9 mm de diamètre, 3 m de longueur, de type 250 x 71  $\mu$ m. A son tour, ce fil de Litz est constitué de dix sous-paquets de 25 brins chacun. Ce fil de Litz est exactement l'équivalent d'un sous-paquet du précédent fil de Litz (2500 x 71  $\mu$ m). Le Tableau III-4(a) récapitule les résultats de mesures sur dix fils de Litz de ce type. Ensuite, pour évaluer également l'effet de proximité entre conducteurs, nous

avons ajouté progressivement les dix fils de Litz en parallèle et nous avons mesuré le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  comme le montre le Tableau III-4(b). Si les valeurs de  $R_{dc}$  sont similaires, ce qui est cohérent au vu du type et du nombre constitutif de brins, les valeurs de  $R_{ac}$  sont 2 à 3 fois plus faibles. La structure interne ne peut être que l'explication.

Numéro du fil	Longueur (m)	$R_{dc}$ (m $\Omega$ )	$R_{ac}$ (m $\Omega$ )	$R_{ac}/R_{dc}$	L ( $\mu$ H)
1	3,40	62,09	96,28	1,55	3,97
2	3,15	56,39	92,22	1,63	4,01
3	3,20	56,87	100,1	1,76	3,91
4	3,20	56,59	92,12	1,62	3,90
5	3,06	55,59	85,83	1,54	3,92
6	3,14	59,31	95,18	1,60	3,62
7	3,37	60,26	93,14	1,54	4,16
8	3,25	60,68	104,20	1,71	4,15
9	3,05	54,07	82,16	1,51	3,74
10	3,20	57,90	91,69	1,58	3,70

(a)

Numéro du fil	$R_{dc}$ (m $\Omega$ )	$R_{ac}$ (m $\Omega$ )	$R_{ac}/R_{dc}$	L ( $\mu$ H)
2	62,09	96,28	1,69	2,79
3	56,39	92,22	1,56	2,06
4	56,87	100,1	1,59	1,89
5	56,59	92,12	1,53	1,54
6	55,59	85,83	1,44	1,40
7	59,31	95,18	1,40	1,40
8	60,26	93,14	1,56	1,39
9	60,68	104,20	1,78	1,15
10	54,07	82,16	1,74	1,01

(b)

Tableau III-4 : Résultats de mesure sur le fil de Litz de type 250 x 71  $\mu$ m.

(a) : mesure de chaque fil indépendamment, (b) : mesure avec connexion des dix fils de Litz en parallèle.

Au final, contrairement à la précédente étude, le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  pour les 10 fils de Litz de type 250 x 71  $\mu$ m est voisin de 1,6 en moyenne. Nous pouvons d'ores et déjà conclure qu'un mauvais torsadage, voire une absence de torsadage, au niveau des sous-paquets de fil de Litz



a engendré une augmentation du rapport  $R_{ac}/R_{dc}$ . Ceci a déjà été démontré par une autre étude réalisée dans [83]. Ils ont considéré le cas d'un fil de Litz avec deux sous-paquets mal torsadés qui ont entraîné des courants de circulation négatifs et il en a résulté une augmentation du rapport  $R_{ac}/R_{dc}$ . Comme deuxième test, les deux sous-paquets mal torsadés ont été déconnectés tout en conservant les huit sous-paquets restants. La répartition du courant était considérablement améliorée et le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  a diminué.

Cette étude comparative prouve l'influence de la mauvaise construction du fil de Litz à cette gamme de fréquence et de dimensions.

Ce problème de construction du fil de Litz a été également remarqué dans la thèse développée par A. Hammoud [26]. Pour la même section utile de  $13 \text{ mm}^2$ , trois échantillons de fils de Litz de 20 m ont été étudiés à 75 kHz. Le Tableau III-5 résume les résultats obtenus. Il a été remarqué que plus le nombre de brins est important, plus l'écart entre les résultats expérimentaux et les calculs analytiques est important.

	216 x 0,28 mm	729 x 0,15 mm	3360 X 0,071 mm
$(R_{ac}/R_{dc})_{\text{analytique/simulation}}$	2,6	1,4	1,1
$(R_{ac}/R_{dc})_{\text{expérimental}}$	3,5	2,9	4,4
Erreur relative (%)	35,3	115,9	307,1

Tableau III-5 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et analytiques de trois échantillons de fil de Litz de même section réalisé dans [26].

Nous avons modélisé ces configurations de fil de Litz avec notre modèle CST. Le Tableau III-6(a) récapitule les résultats de simulations de CST des différentes configurations testées dans la thèse [26]. Le Tableau III-6(b) résume les résultats expérimentaux et numériques de différentes configurations de fil de Litz testées au laboratoire. Le but de cette étude comparative est de vérifier la fiabilité du modèle numérique de CST.

Type de fil de Litz	$R_{ac}/R_{dc}$ CST	$R_{ac}/R_{dc}$ [26]
216 x 0,28 mm	3,70	3,50
729 x 0,15 mm	1,73	2,90
3360 x 71 $\mu\text{m}$	1,16	4,40

(a)

Type de fil de Litz	$R_{ac}/R_{dc}$ CST	$R_{ac}/R_{dc}$ expérimental
2500 x 71 $\mu\text{m}$	1,46	5,41
250 x 71 $\mu\text{m}$	1,02	1,55
1700 x 41 $\mu\text{m}$	1,13	1,85

(b)

Tableau III-6 : Résultats numériques et expérimentaux de différente configuration de fil de Litz.

(a) : configurations des fils de [26], (b) : configurations des fils du laboratoire.

Que ce soit pour les configurations testées au laboratoire ou les configurations évaluées dans la thèse [26], nous remarquons une grande cohérence entre les résultats de CST et les résultats expérimentaux pour les configurations de fil de Litz de faible nombre de brins. En revanche, l'écart entre ces résultats devient plus important si le nombre de brins augmente et si leurs diamètres diminuent.

D'après ces différentes études, nous avons conclu les points suivants :

- Le modèle numérique n'est adapté que pour les fils de Litz de faible nombre de brins (inférieurs à 2000).
- Les hypothèses selon lesquelles les brins sont parfaitement torsadés et les courants qui y circulent sont homogènes ne sont valables que pour les fils de faible nombre de brins.
- Pour une même section utile, le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  est d'autant plus faible et cohérent avec la modélisation que le diamètre des brins est grand et le nombre de brins est petit.
- Le fil de Litz de type 2500 x 71  $\mu\text{m}$  n'est pas correctement torsadé et il est donc problématique d'en mettre plusieurs en parallèle.
- Le fil de Litz de type 250 x 71  $\mu\text{m}$  est parfaitement torsadé et cela n'est pas problématique d'en mettre plusieurs en parallèle. Pour cette raison, nous avons adopté ce type de fil de Litz pour les coupleurs électromagnétiques optimisés présentés dans la section 6 de ce chapitre et dans le Chapitre IV .

Malheureusement, le problème de la structuration interne du fil de Litz a été remarqué après une période avancée dans la thèse. Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus majoritairement pour un coupleur électromagnétique dont le choix des fils de Litz n'est pas idoine. La section suivante traite les différents essais expérimentaux réalisés sur ce coupleur torique. La dernière section de ce chapitre présentera un autre coupleur électromagnétique toujours de forme torique mais avec un fil de Litz dont le diamètre est plus fin.

#### 4. Essais Expérimentaux

Les essais expérimentaux du système complet ont été réalisés en utilisant la configuration de la Figure III-7. En raison du niveau de puissance élevé, une disposition avec un recyclage de puissance est adoptée. A l'entrée du coupleur électromagnétique, le convertisseur DC/AC est connecté à une alimentation DC. A la sortie du coupleur électromagnétique, un deuxième convertisseur est utilisé pour assurer le redressement au secondaire. La puissance de sortie est réinjectée à l'entrée.

Avant de développer un système de dissipation thermique pour le coupleur électromagnétique, les performances électriques du système doivent être vérifiées. Pour cette raison, la seule possibilité de tester le coupleur toroïdal à un niveau de puissance élevé sans l'endommager est d'utiliser le mode pulsé. Dans ce régime, le système ne fonctionne que pendant une très courte période (0,25 % de temps par exemple) et s'arrête une longue durée avant le cycle suivant qui aura lieu un laps de temps après (1 seconde par exemple). De cette façon, le système n'aura pas assez de temps pour chauffer.

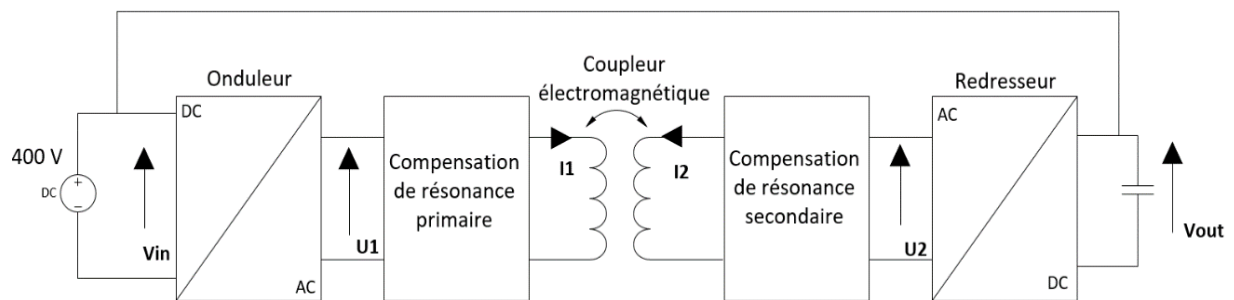


Figure III-7 : Schéma équivalent du montage mis en place pour la réalisation des essais expérimentaux.

Dans la première partie de cette section, chaque bloc de la chaîne de transmission est décrit. Ensuite, des mesures de pertes en puissance et de l'efficacité DC-DC du système global sont présentées pour le cas d'alignement parfait des bobines. Pour clôturer l'étude expérimentale, les mêmes essais expérimentaux sont vérifiés en cas de désalignement des bobines du coupleur électromagnétique.

##### 4.1. Description du dispositif expérimental

La Figure III-8 décrit la mise en œuvre du système de transfert de puissance inductif pour le chargement sans contact en revenant sur chaque brique le constituant.

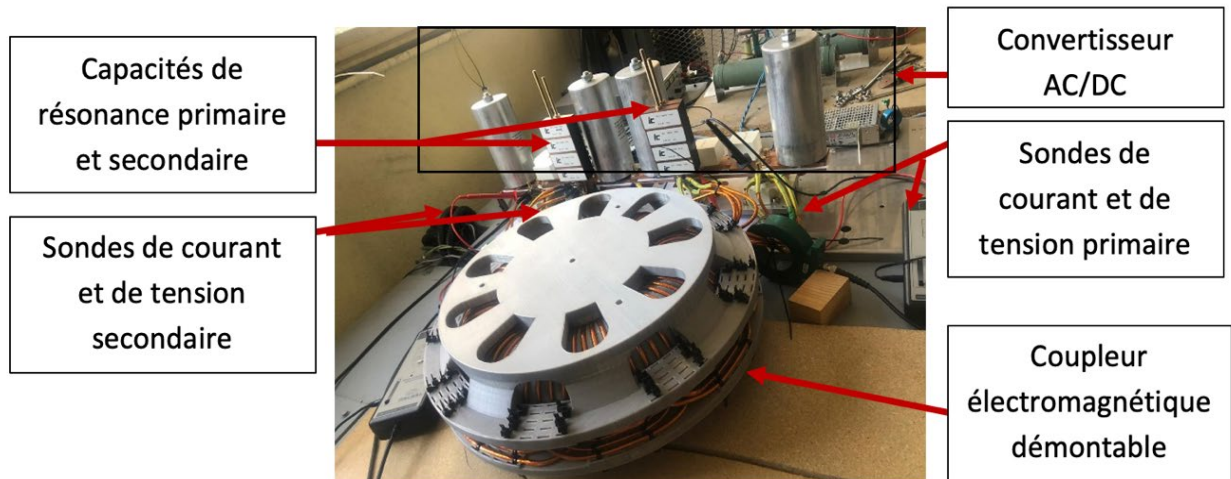


Figure III-8 : Photographie du dispositif expérimental.

#### A- Convertisseur DC/AC

Une alimentation DC variable pouvant fournir jusqu'à 1000 V – 350 mA est utilisée comme source d'énergie. Le stockage de l'énergie est assuré par des condensateurs de type (1ER300UAVT8) 300  $\mu$ F / 1,2 kV de marque SCR. Grâce au banc de capacités composé de trois de ces condensateurs, l'énergie délivrée par l'alimentation DC est stockée puis transmise au convertisseur DC/AC. Ce système soulage l'alimentation en courant continu lors des demandes de puissances élevées en empêchant une chute excessive de la tension qu'elle délivre.

Sur la Figure III-9, on retrouve une photographie du convertisseur DC/AC avec ces composants.

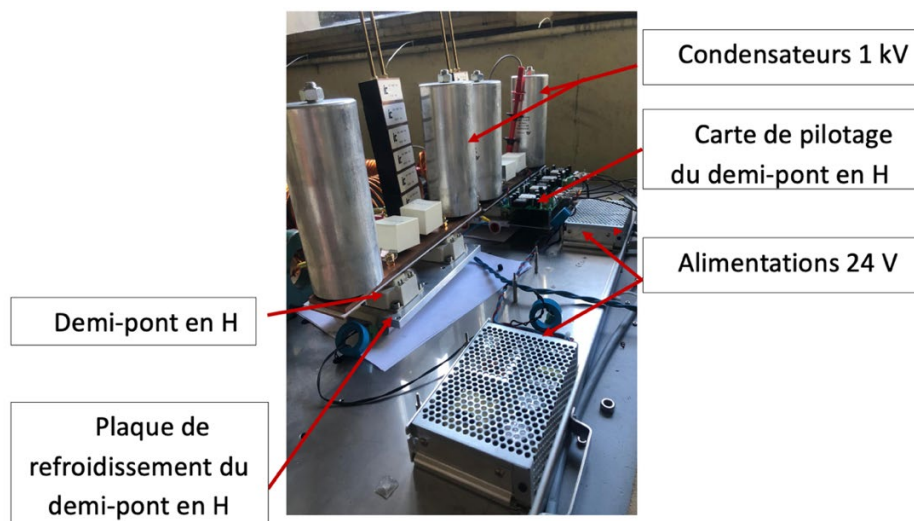


Figure III-9 : Photographie du convertisseur DC/AC.

Le convertisseur DC/AC repose sur des SiC-MOSFETs de la société Cree, les MOSFETs sont de type (cas300m12bm2) [84] 1,2 kV / 300 A rms ( $R_{DSon} = 4,2 \text{ m}\Omega$  à 25 °C). Ces derniers peuvent fonctionner à une fréquence de commutation qui peut atteindre plus de 200 kHz. La tension de blocage élevée du MOSFET permettra de futures expériences avec une tension continue plus élevée jusqu'à 1 kV. L'ensemble comprend une carte électronique pour contrôler le convertisseur de puissance du pont en H et un système de mesures est configuré pour ajuster la commande en temps réel. Cette carte électronique est alimentée par une alimentation de 24 V.

### B- Coupleur électromagnétique

Le coupleur électromagnétique torique développé ainsi que ses caractéristiques ont été présentés dans la section précédente de ce chapitre.

### C- Compensation série-série

La topologie de compensation SS a été choisie pour les raisons évoquées dans la section 3.2 du Chapitre II . Selon l'équation 2.27, des condensateurs de 250 nF au niveau des circuits primaire et secondaire sont nécessaires pour assurer une meilleure efficacité de transmission de puissance. Pour cette fonction, des condensateurs résonants haute puissance de la société Illinois Capacitor (104HC1102K2SM6) ont été utilisés.

Selon la fiche technique [85], la résistance série équivalente du composant à 20°C est de 1,5 m $\Omega$ . Pour avoir une capacité équivalente de 250 nF, trois capacités de 50 nF et une capacité de 100 nF ont été mises en parallèle. La résistance équivalente devient égale à 0,38 m $\Omega$ . Ces capacités sont présentées dans la Figure III-10. Cependant, pour la tenue mécanique de ces capacités, des tiges filetées sont utilisées. Il s'avère que ces dernières sont très résistives. Leurs résistances AC ont été mesurées à 13 m $\Omega$ .



Figure III-10 : Capacités dédiées pour un fonctionnement hautes fréquences de chez Illinois Capacitor [85].

### D- Redresseur

Un circuit de diodes de redressement est situé à la sortie du système. Les diodes utilisées sont celles du pont à MOSFETs de la société Cree (cas300m12bm2) [84].

E- Sondes de courant et de tension

Les mesures de courant sont réalisées à l'aide de sondes de courant de la marque Pearson. Notre choix s'est porté sur le modèle 3972 dont les caractéristiques sont présentées dans la Figure III-11.



<b>Pearson modèle 3972</b>
<b>Sensibilité : 0,1 V/A ±1%</b>
<b>Courant crête maximum : 5 kA</b>
<b>Courant moyen maximum : 50 A</b>
<b>I x t : 0,6 A.s</b>
<b>Bande passante à -3 dB : 1 Hz – 20 MHz</b>

Figure III-11 : Photographie et caractéristiques de la sonde Pearson modèle 3972 [86].

Le principe de fonctionnement de la sonde repose sur l'utilisation d'un transformateur de courant à faible couplage. Quand la sonde de courant est placée autour d'un conducteur parcouru par un courant, un transformateur de courant est alors créé. Le primaire correspond au conducteur parcouru par le courant à mesurer et le secondaire au bobinage de la sonde comportant un nombre de spires terminé par une charge résistive. Le transformateur de courant est caractérisé par sa sensibilité (en V/A) qui exprime le rapport de la tension mesurée aux bornes de la résistance sur le courant qui circule dans le conducteur de mesure [87].

Les mesures de tensions sont réalisées à l'aide de la sonde de tension différentielle TESTEC TT-SI 9010A présentée sur la Figure III-12. Les caractéristiques principales de cette sonde sont également présentées par la même figure.



<b>TESTEC TT-SI 9010A</b>
<b>Précision : ± 2 %</b>
<b>Tension efficace maximale : 5 kV</b>
<b>Rapport d'atténuation : 1 :100 / 1 :1000</b>
<b>Temps de montée : 5 ns</b>
<b>Bande passante à -3 dB : DC- 70 MHz</b>

Figure III-12 : Photographie et caractéristiques de la sonde de tension différentielle TT-SI 9010A [88].

L'utilisation de ces divers moyens de mesure permettra de vérifier expérimentalement l'efficacité du coupleur électromagnétique en mesurant la puissance moyenne à sa sortie ainsi que ses pertes Joule. Ensuite, grâce au mode recyclage adopté, l'efficacité DC-DC du système est mesurée à partir d'une mesure directe des pertes de puissances totales fournies par l'alimentation à l'entrée du système.

#### 4.2. Mesure de l'efficacité DC-DC en cas d'alignement parfait

Les formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant (coupleur électromagnétique et capacités de résonance) pour un alignement parfait sont illustrées par la Figure III-13 pendant la transmission d'une puissance moyenne de 200 kW à une fréquence de 200 kHz.

La tension d'entrée  $U_1$  et le courant d'entrée  $i_1$  du système sont représentés par les courbes bleue et orange respectivement. La tension de sortie du système  $U_2$  et le courant  $i_2$  sont les courbes grise et jaune respectivement.

Les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire sont 359 A et 326 A respectivement. Les tensions maximales primaire et secondaire sont 710 V et 808 V.

En utilisant la fonction mathématique de l'oscilloscope, le produit de la tension  $U_1(t)$  et le courant  $i_1(t)$  sur une période a été mesuré. Ainsi, la puissance moyenne d'entrée est de 205 kW. En procédant de même, la puissance moyenne transmise à la sortie a été mesurée égale à 201 kW. L'efficacité mesurée du coupleur électromagnétique est alors de 98 %.

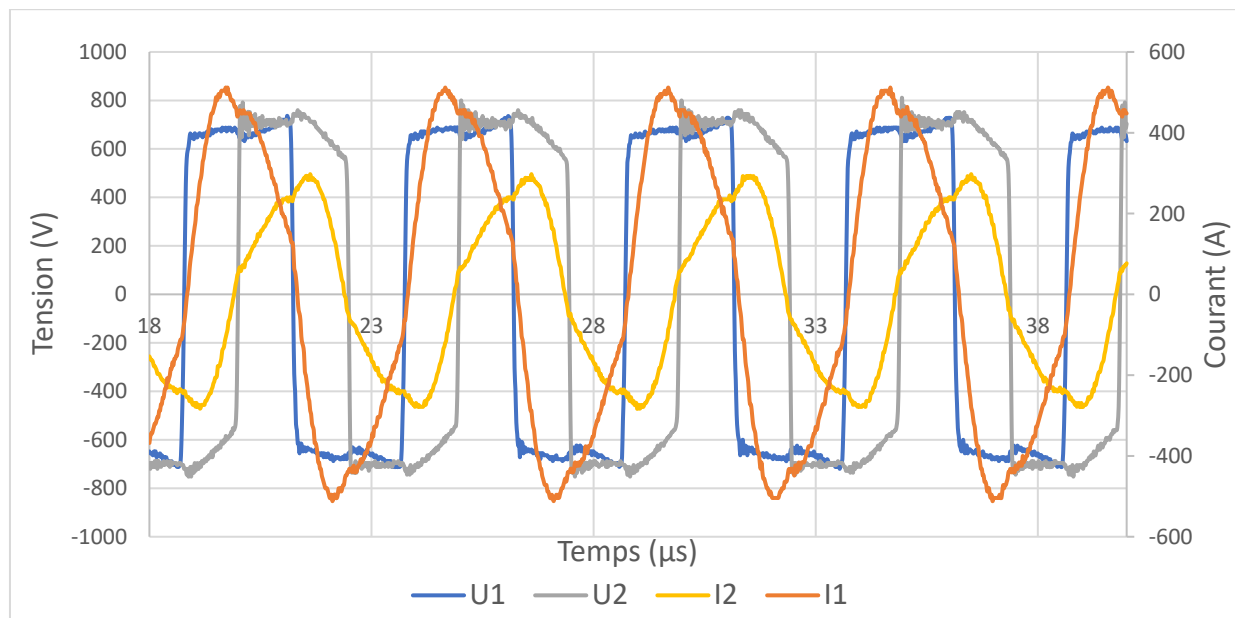


Figure III-13 : Formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant.

Les résultats de mesure des pertes DC-DC de toute la chaîne de transmission ainsi que les pertes calculées sont présentées par la Figure III-14. Les pertes totales calculées sont déterminées à partir des équations mathématiques présentées dans la section 1.2 de ce chapitre.

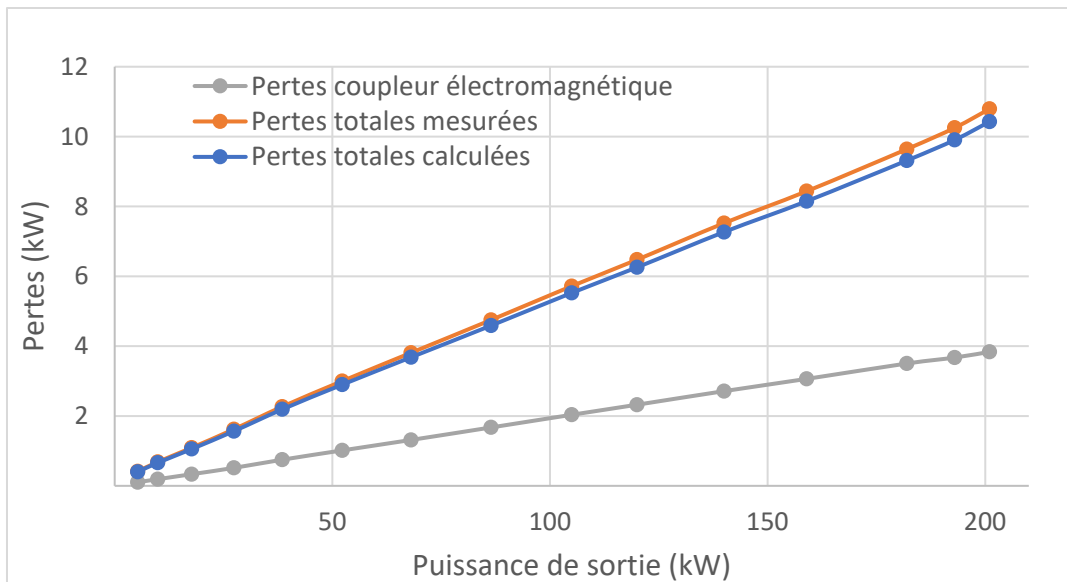


Figure III-14 : Comparaison entre données expérimentales et simulées pour le cas d'un alignement parfait des bobines : évolution des pertes totales mesurées et calculées ainsi que les pertes du coupleur électromagnétique en fonction de la puissance de sortie.

A 200 kW, les pertes totales mesurées s'élèvent à 10,8 kW contre 10,4 kW de pertes prédites théoriquement. Pour ce point de fonctionnement, le détail de calcul de chaque bloc de la chaîne de transmission est présenté :

- Les pertes dans les MOSFETs :

Nous avons quatre MOSFETs dans le convertisseur DC/AC, donc les pertes par commutation totales sont égales à  $4 * P_{commutation\_MOSFETs}$  présentées par l'équation (III.7). Étant donné que seulement deux MOSFETs conduisent en même temps, les pertes par conduction totales sont  $2 * P_{conduction\_MOSFETs}$  présentée par l'équation (III.6). Nous rappelons que  $R_{DS(on)} = 5,3 \text{ m}\Omega$ ,  $I_{1eff} = 359 \text{ A}$ ,  $C_{oss} = 2,5 \text{ nF}$  selon la datasheet du constructeur,  $V = 710 \text{ V}$  et  $f = 200 \text{ kHz}$ .

Donc les pertes totales dans les MOSFETs sont égales à :

$$P_{totale\_MOSFETs} = ((2,5 \cdot 10^{-9} * 710^2 * 200 \cdot 10^3 * 4) + (5,3 \cdot 10^{-3} * 359^2 * 2)) = 2,37 \text{ kW}$$

- Les pertes dans les diodes :

Les pertes dans les diodes sont exprimées par (III.8). Nous rappelons que la tension  $V_{DS}$  est donnée par le constructeur du MOSFETs et dépend de la tension  $V_{GS}$  appliquée, dans notre



cas elle est égale à 0 V. La valeur de  $V_{DS}$  pour un courant efficace de sortie de 326 A est égale à 1,75 V.

Les pertes totales sont alors égale à 1,14 kW ( $2 * 326 * 1,75$ ) car nous avons deux diodes de redressement.

- Les pertes dans les capacités de résonance :

Les pertes dans les capacités de résonance sont définies par (III.5). Nous avons quatre capacités en parallèle au primaire et au secondaire donc  $R_{eq1,2} = 0,38 \text{ m}\Omega$ . Nous ajoutons à cette résistance les résistances des tiges filetées qui sont égales à 13 m $\Omega$  pour le primaire et pour le secondaire.

Les pertes totales des capacités sont alors :

$$P_{condensateurs} = (13,38.10^{-3} * 359^2) + (13,38.10^{-3} * 326^2) = 3,17 \text{ kW}$$

- Les pertes du coupleur électromagnétique :

Il demeure uniquement les pertes AC dues aux résistances AC primaire et secondaire du fil de Litz. Les pertes AC totales sont alors :

$$P_{coupleur} = (16,2.10^{-3} * 359^2 + 16,2.10^{-3} * 326^2) = 3,8 \text{ kW}$$

Les pertes totales sont alors égales à la somme des pertes dans tous les blocs de la chaîne de transmission, elles sont calculées à 10,4 kW. La bonne concordance entre les pertes totales mesurées et calculées démontre la précision des modèles de calcul proposés.

La Figure III-15 présente la répartition des pertes mesurées dans la chaîne de transmission à 200 kW. Les pertes du coupleur électromagnétique sont de 3,83 kW et représente 38 % des pertes totales, c'est le pourcentage le plus grand de toute la chaîne de transmission. Ceci est expliqué par la valeur élevée de la résistance AC des fils des Litz.

Des efforts devront également être effectués pour réduire les pertes des tiges filetées, ces pertes contribuent à hauteur de 29 % des pertes totales.

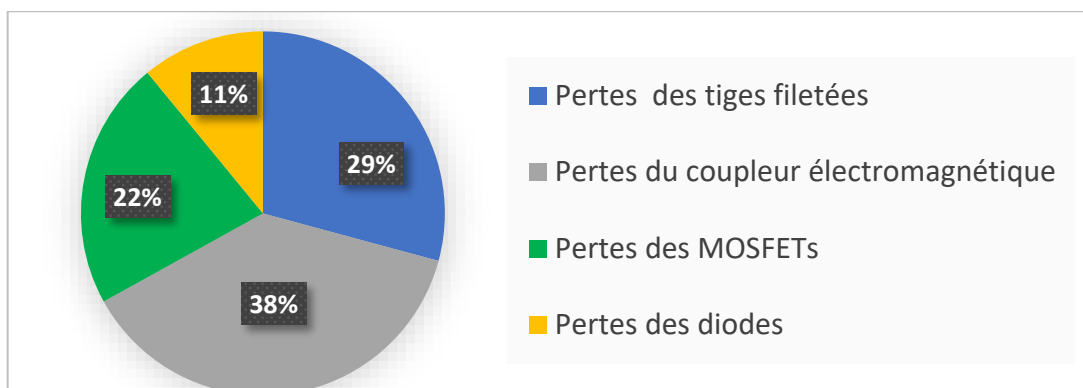


Figure III-15 : Répartition des pertes totales mesurées de la chaîne de transmission à 200 kW.

La Figure III-16 représente l'évolution de l'efficacité en fonction de la puissance de sortie. L'efficacité DC-DC du système s'améliore avec l'augmentation de la puissance. Cela peut s'expliquer par le fait qu'en augmentant la tension, les pertes dans les MOSFETs et les diodes diminuent selon les caractéristiques de ces deux composants [84]. A partir de 140 kW, l'efficacité DC-DC commence à se stabiliser. L'efficacité maximale du système complet mesurée est de 95 % à 200 kW.

L'écart entre les résultats des efficacités mesurée et calculée est de 3,5 % uniquement. Cet écart peut néanmoins être expliqué par la difficulté d'estimer avec précision la valeur de la résistance de la tige filetée qui est responsable d'une partie importante des pertes dans la chaîne de transmission.

L'efficacité du coupleur électromagnétique n'a pas été présentée car elle est constante à 98 % sur toute la plage de la puissance de sortie.

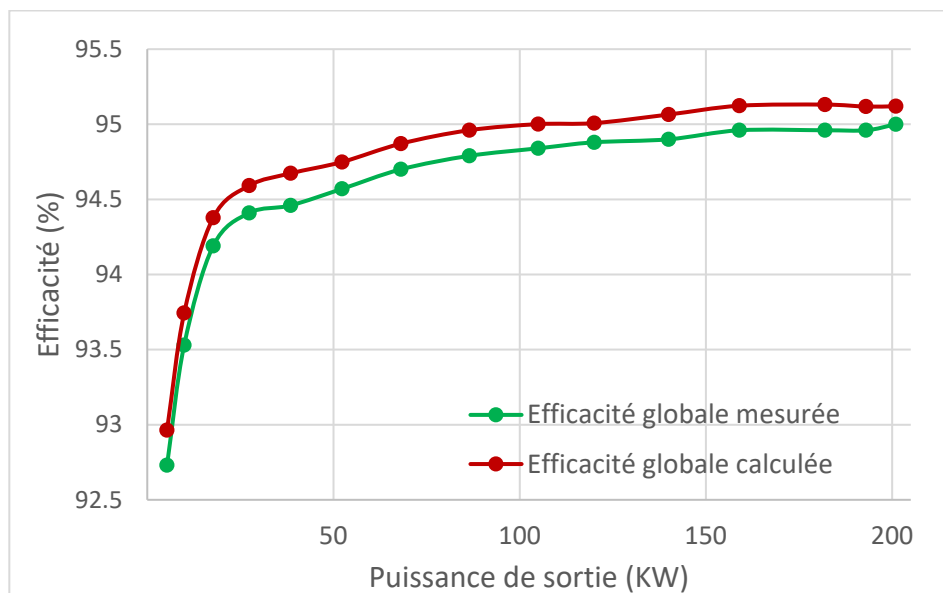


Figure III-16 : Évolution des efficacités DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie.

Ces performances démontrent que les systèmes de chargement inductifs sont capables d'atteindre une efficacité similaire à celle des systèmes filaires.

#### 4.3. Mesure de l'efficacité DC-DC en cas de désalignement

Après avoir présenté les résultats des essais expérimentaux du système TPI avec un alignement parfait des bobines primaire et secondaire du coupleur électromagnétique, des mesures sont réalisées pour évaluer l'impact d'un désalignement vertical des bobines.

Les résultats de mesure des pertes totales ainsi que les pertes du coupleur électromagnétique sont indiqués sur Figure III-17 avec les pertes calculées. Ce sont des résultats des mesures expérimentales pour le cas d'un désalignement vertical de 1 cm de la bobine primaire par rapport à la bobine secondaire. Ces mesures sont également comparées aux mesures en cas d'alignement parfait présentées dans la section 4.2. A 200 kHz, les pertes totales ont augmenté de 400 W par rapport à la configuration où l'alignement des bobines est parfait, elles sont égales à 11,6 kW. Les pertes qui ont augmenté le plus sont les pertes du coupleur électromagnétique et les pertes dans les tiges filetées. Les pertes des MOSFETs et des diodes ne semblent pas être impactées par ce désalignement.

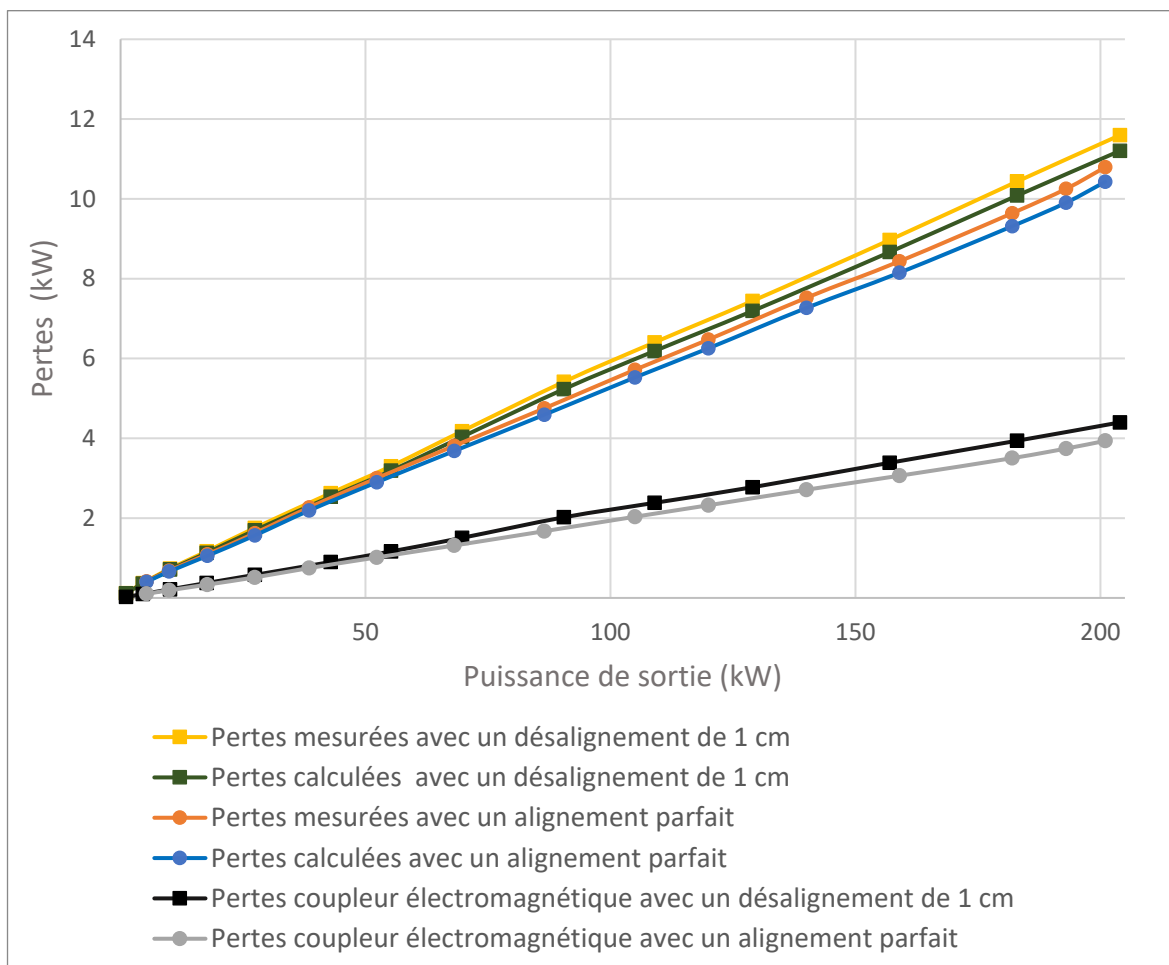


Figure III-17 : Évolution des pertes totales mesurées et calculées ainsi que des pertes du coupleur électromagnétique en fonction de la puissance de sortie.

Les efficacités DC-DC mesurée et calculée pour le cas d'un désalignement vertical de 1 cm sont représentées sur la Figure III-18. Ces mesures sont également comparées aux mesures en cas d'alignement parfait présentées dans la section 4.2. Cette efficacité a diminué d'environ 0,3 % avec un désalignement vertical de 1 cm, elle est égale à 94,7 %. Cette différence est expliquée par le fait que le courant primaire efficace passe de 360 A à 370 A.

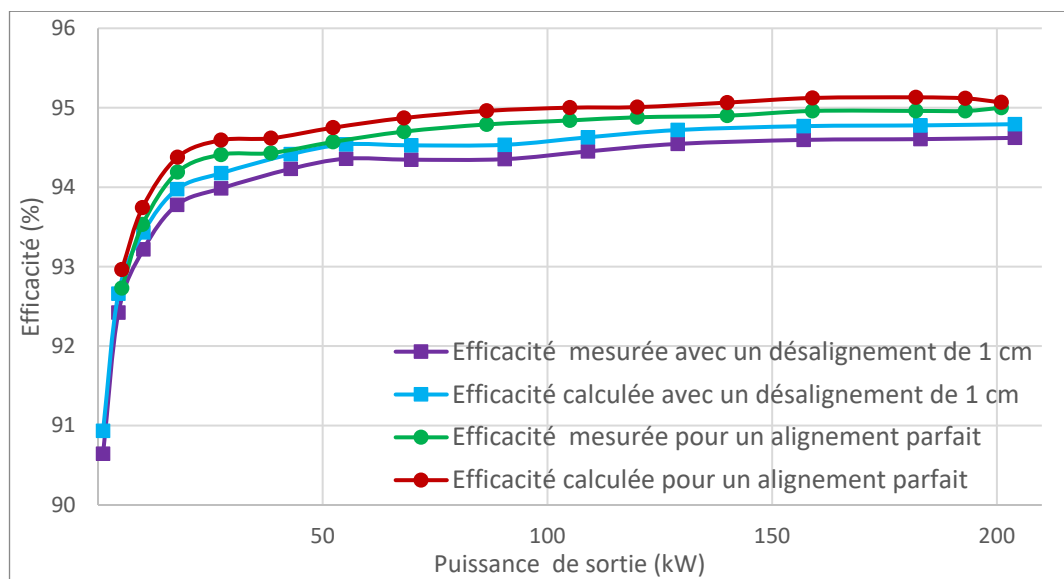


Figure III-18 : Évolution des efficacités DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie.

Les essais expérimentaux ont démontré des performances excellentes du coupleur électromagnétique torique qu'il soit aligné ou faiblement désaligné. Ces performances sont un critère mais il faut également y associer des mesures sécuritaires vis-à-vis des utilisateurs. Dans la section suivante, les mesures expérimentales des champs électromagnétiques aux alentours du coupleur sont présentées comparativement à la norme ICNIRP 2010.

### 5. Évaluation de l'émission des champs magnétique et électrique - ICNIRP 2010

Le respect des normes existantes en matière de sécurité est un élément essentiel pour la commercialisation d'un nouveau produit. Le contrôle de l'exposition des personnes aux champs électromagnétiques constitue alors un problème pertinent pour l'acceptation du coupleur électromagnétique sans matériau magnétique. En effet, un corps humain exposé à un champ électromagnétique variable induit des courants électriques qui peuvent exciter le système nerveux, causer des stimulations musculaires ou même des échauffements du tissu humain [89].

Dans la première partie de cette section, la norme ICNIRP 2010 est décrite en détails. Afin de vérifier la conformité à cette norme, des simulations et des mesures de densité du flux magnétique et de champ électrique ont été entreprises pour analyser les émissions parasites autour du système. Les simulations ont été menées avec le logiciel CST et les mesures ont été effectuées par l'appareil de mesure commercial SMP2 de la société Wavecontrol avec ces deux sondes WP400 et WP400-3. La deuxième partie de cette section décrit alors l'appareil de mesure utilisé et la troisième partie présente les méthodes de mesure puis discute les résultats de simulation et de mesures effectuées aux alentours du coupleur électromagnétique.

### 5.1. La norme ICNIRP 2010

Pour que la protection contre les effets néfastes sur la santé soit assurée, il faut que les valeurs limites d'exposition à la densité du flux magnétique et de champ électrique variables dans le temps ne soient pas dépassées. Ces limites sont à évaluer à l'intérieur du corps humain, mais étant donné la difficulté de la mesure, des niveaux de référence à respecter à l'extérieur du corps sont alors définies par la norme ICNIRP 2010. Cette dernière distingue deux populations concernées par des valeurs limites d'expositions différentes [89].

- L'exposition professionnelle : la population exposée dans un milieu professionnel est généralement composée d'adultes qui sont formés à identifier le risque et à prendre les précautions nécessaires pour se protéger. De plus, les conditions d'exposition sont généralement connues.
- L'exposition du grand public : cette population est composée de personnes de tout âge et de tout état de santé ignorant généralement qu'elles sont exposées à des champs électromagnétiques. Ces dernières sont incapables de prendre les précautions requises pour se protéger.

Ces différences de comportement entre ces deux populations ont imposé des restrictions plus sévères aux expositions du grand public.

La norme ICNIRP distingue aussi deux gammes de fréquences différentes représentées sur la Figure III-19 [89].

- Une gamme de basses fréquences allant de 1 Hz jusqu'à 10 MHz. Dans cette gamme, les effets néfastes sur la santé humaine sont représentés par des stimulations électriques sur les fonctions du système nerveux.
- Une gamme de radiofréquences entre 100 kHz et 300 GHz. Dans cette gamme, les risques sont représentés par l'absorption d'énergie électromagnétique qui se traduit par un stress thermique au niveau du corps entier ou un échauffement localisé excessif des tissus.

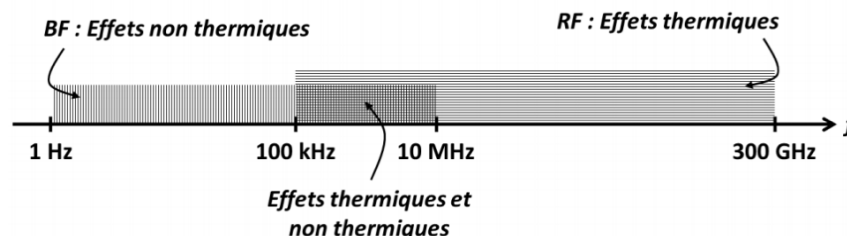


Figure III-19 : Gamme de fréquences distinguées par leurs effets sur la santé [89].

Dans ce projet, notre travail se penche principalement sur l'exposition aux champs magnétique et électrique du grand public dans le domaine des basses fréquences. Nous rappelons que, pour cette catégorie, la norme ICNIRP 2010 exige que l'être humain ne soit pas exposé à une densité du flux magnétique supérieure à 27  $\mu\text{T}$  et à un champ électrique supérieur à 83 V/m.

## 5.2. Présentation de l'appareil SMP2 et des sondes WP400 et WP400-3

L'appareil de mesure SMP2 associé aux sondes WP400 et WP400-3 de la société Wavecontrol est conçu dans le but de mesurer la densité du flux magnétique et le champ électrique en basses fréquences à un point donné et d'évaluer l'exposition du public.

Cet outil de mesure est constitué d'un instrument de contrôle et de traitement et de deux sondes externes WP400 et WP400-3 de volume différent comme le montre la Figure III-20 [90].

- Une grande sonde (WP400) de section transversale de 100  $\text{cm}^2$  qui permet d'effectuer des mesures plus sensibles mais dans des zones peu confinées.
- Une petite sonde (WP400-3) de section transversale de 3  $\text{cm}^2$  qui permet d'effectuer des mesures dans les zones étroites.



Figure III-20 : Appareil de mesure des champs B et E avec la sonde WP400 (section transversale de 100  $\text{cm}^2$ ) et la sonde WP400-3 (section transversale de 3  $\text{cm}^2$ ) [90].

Ces sont des sondes triaxiales composées de trois boucles. La présence de ces trois boucles permet d'accéder à la valeur des trois composantes de la densité du flux magnétique et du champ électrique qui sont des valeurs vectorielles jusqu'à la limite de la bande passante de mesure de l'appareil qui est de 400 kHz [90].

L'appareil propose deux modes d'utilisation principaux :

- Le mode « intensité du champ » qui permet de mesurer en temps réel la valeur efficace ou crête de la densité du flux magnétique B ou du champ électrique E.

- Le mode « indice d'exposition » qui permet d'évaluer à partir des mesures en temps réel la valeur des champs et de les afficher directement comme un pourcentage des niveaux de référence préconisés par la norme ICNIRP 2010.

Pour que les mesures de champs soient représentatives de la réalité, celles-ci doivent être effectuées dans un milieu où le champ mesuré est homogène. Cependant, lors de nos mesures expérimentales, la sonde est approchée au plus près de la source rayonnante, donc dans une zone où le champ mesuré est hétérogène. Ce caractère est pris en compte par le constructeur et la mesure obtenue reste approximative.

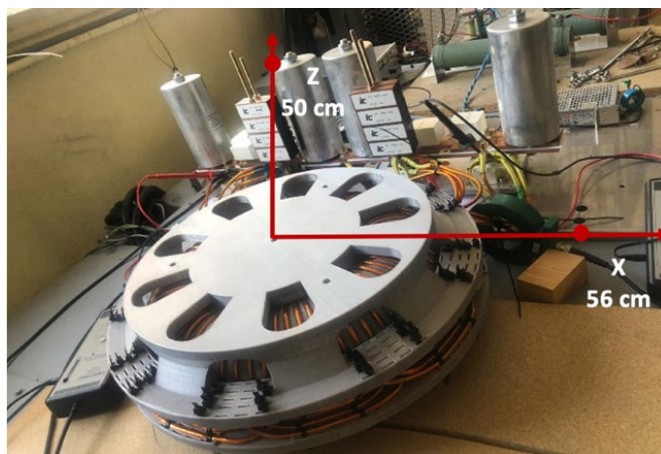
Finalement, pour que la sonde ne modifie pas la distribution du champ à évaluer, un calibrage est effectué régulièrement par le constructeur [89]. Il est aussi fortement conseillé d'éliminer tout rayonnement complémentaire en blindant toute autre source rayonnante et que les matériaux polymères utilisés aient une permittivité proche de 1.

### 5.3. Vérification expérimentale comparativement à la norme ICNIRP 2010

Pour l'évaluation de la densité du flux magnétique et du champ électrique rayonnés par le coupleur pendant la transmission de 200 kW à 200 kHz, les sondes WP400 et WP400-3 décrites dans la section précédente sont utilisées. Ces mesures ont été également confrontées à des simulations menées via le logiciel CST.

Les mesures de la densité du flux magnétique et du champ électrique sont effectuées en espace ouvert. Dans un premier temps, la sonde est déplacée le long de l'axe horizontal X. Ensuite, une deuxième mesure est effectuée en déplaçant la sonde le long de l'axe vertical Z. La même procédure est suivie pour refaire la même mesure avec la deuxième sonde.

L'origine de la mesure se situe au centre du coupleur électromagnétique comme expliqué dans la Figure III-21(a).



(a)

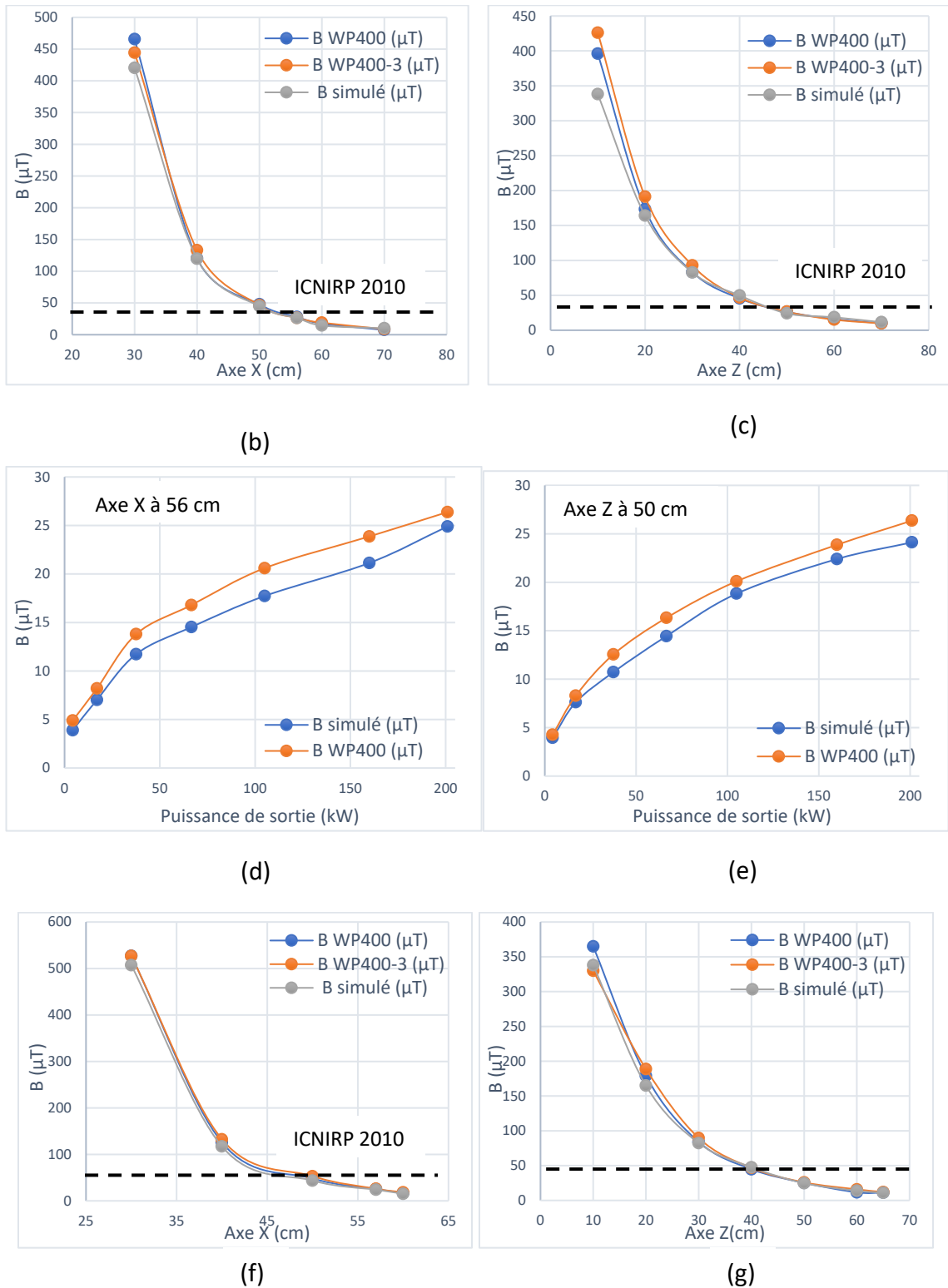


Figure III-21 : Mesure de la densité du flux magnétique aux alentours du coupleur.

(a) : axes utilisés pour la mesure de référence, (b) : selon l'axe X en (cm) pour un alignement parfait, (c) : selon l'axe Z en (cm) pour un alignement parfait, (d) : mesure de la densité de flux magnétique  $B$  en fonction de la puissance à 56 cm selon l'axe X en (cm) pour un alignement parfait, (e) : mesure de la densité de flux magnétique  $B$  en fonction de la puissance à 50 cm selon l'axe Z en (cm) pour un alignement parfait, (f) : mesure de la densité de flux magnétique  $B$  selon l'axe X en (cm) pour un désalignement de 1 cm, (g) : mesure de la densité de flux magnétique  $B$  selon l'axe Z en (cm) pour un désalignement de 1 cm.



La Figure III-21(b) et la Figure III-21(c) montrent l'évolution de la densité du flux magnétique en fonction de la distance selon les axes X et Z respectivement. Les mesures de la densité du flux magnétique obtenues sont comparées aux résultats de modélisation numérique 3D. L'écart entre les valeurs mesurées avec la sonde WP400-3 et les résultats de simulation varie entre 1 % et 23 %, ce qui est un résultat cohérent et satisfaisant. En revanche, l'écart entre les résultats mesurés avec la sonde WP400 et les résultats de simulation est plus important. Cet écart varie entre 1 % et 34 %. Cette différence entre la simulation et la mesure est probablement due d'une part à l'incertitude de mesure de la sonde qui est estimée à 5 %, à laquelle il faut ajouter l'erreur de position qui est de +/- 1 cm, et, d'autre part, au fait que la simulation englobe un certain nombre de simplifications qui peuvent nuire à la précision du calcul.

Pour une puissance moyenne de 200 kW et une fréquence de 200 kHz, la norme ICNIRP 2010 est respectée, en ce qui concerne la densité du flux magnétique, à partir d'une distance de 56 cm du centre du coupleur électromagnétique selon l'axe X et de 50 cm selon l'axe Z pour un alignement parfait.

Pour un désalignement vertical de 1 cm, la norme ICNIRP 2010 est respectée à partir d'une distance de 57 cm selon l'axe X et de 50 cm selon l'axe Z comme nous pouvons le constater sur la Figure III-21(f) et la Figure III-21(g). Un désalignement de 1 cm ne modifie donc quasiment pas la répartition spatiale des fuites.

La Figure III-21(d) et la Figure III-21(e) présentent l'évolution de la densité du flux magnétique en fonction de la puissance de sortie à une distance de 56 cm selon l'axe X et à une distance de 50 cm selon Z. Évidemment la densité du flux magnétique augmente avec la puissance de sortie transmise.

	Puissance de sortie (kW)	X (cm)			Z (cm)		
		Mesurée	Simulée	Erreur (%)	Mesurée	Simulée	Erreur (%)
Alignement parfait	67	45	47,6	5,7	48	43,0	10,4
Alignement parfait	200	56	58,8	5,0	60	54,0	10,0
Désalignement de 1 cm	67	50	48,0	4,0	50	43,6	12,8
Désalignement de 1 cm	200	57	59,2	3,8	62	54,8	11,6

Tableau III-7 : Détermination de la distance correspondant aux limites imposées par la norme ICNIRP 2010 (champ électrique est inférieur à 83 V/m) par mesure expérimentale et par simulation numérique 3D pour deux niveaux de puissance (67 kW et 200 kW).

Le champ électrique a été également évalué. Le Tableau III-7 présente les mesures expérimentales ainsi que les résultats de simulation pour deux puissances différentes. A 200 kW, le champ électrique est inférieur à 83 V/m à partir d'une distance de 56 cm selon l'axe X et 60 cm selon l'axe Z à partir du centre du coupleur pour un alignement parfait. Les résultats montrent également un bon accord avec les résultats de simulation. L'erreur maximale selon l'axe X est égale à 6 %. Cette erreur est plus importante selon l'axe Z : elle est égale à 13 %. Nous expliquons cela par le rayonnement supplémentaire dû aux appareils électriques qui se trouvent à proximité du coupleur.

Évidemment à 67 kW, la norme ICNIRP 2010 est respectée à partir d'une distance plus courte. Cette distance augmente légèrement dans le cas de désalignement des bobines.

Encore une fois le coupleur électromagnétique respecte les normes internationales si l'utilisateur est à plus d'un mètre du centre.

Ces résultats sont très encourageants pour un système fonctionnant à un tel niveau de puissance sans aucune utilisation d'écrantage magnétique. Le coupleur électromagnétique développé dans le projet CEMPER est alors conforme aux exigences des normes internationales à très courte distance du centre.

En dépit du problème de la résistance AC du fil de Litz, le coupleur électromagnétique torique a des performances prometteuses en termes d'efficacité, de puissance transmise et de compacité. Ces performances sont obtenues grâce à la géométrie torique adoptée. Pour cette raison, le coupleur optimisé gardera toujours la même géométrie torique, seule la forme circulaire des enroulements et les fils de Litz seront changés.

### 6. Coupleur électromagnétique en forme de D12 optimisé

La nouvelle génération du coupleur électromagnétique vise d'un côté à améliorer les performances électriques du système et d'un autre côté à transférer plus de puissance.

Le premier problème à résoudre est celui de la résistance AC du fil de Litz. Il a été clairement démontré que la configuration du fil de Litz choisi pouvait engendrer des valeurs élevées de cette résistance. Donc, remplacer ce fil de Litz avec une meilleure configuration était le point de départ du dimensionnement de la nouvelle génération de coupleur.

Pour pouvoir faire circuler 400 A rms, le nombre d'enroulements en parallèle doit être augmenté afin de réduire la valeur du courant par enroulement et pouvoir choisir un fil de Litz avec une faible section et un faible nombre de brins. Ceci contribue à la diminution de la résistance AC et donc du rapport  $R_{ac}/R_{dc}$ .

Les quatre enroulements en parallèle de l'ancienne génération ont été alors remplacés par douze enroulements primaires et douze secondaires toujours mis en parallèle. Le fil de Litz choisi pour cette structure a un diamètre de 1,8 mm et une section utile de 0,98 mm<sup>2</sup>. Ce

fil de Litz est de type 250 brins x 71  $\mu\text{m}$  avec un rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  très faible (1,1) comme cela a été démontré dans la section 3 de ce chapitre. Ceci permettra de réduire les pertes du coupleur électromagnétique.

En revanche, pour pouvoir passer le courant souhaité (33,3 A /enroulement), il faut absolument que le système de dissipation thermique soit capable de refroidir les fils de Litz aussi car sa section reste quand même faible.

Ensuite, pour améliorer les performances du coupleur électromagnétique, il est recommandé d'augmenter au possible la valeur du coefficient de couplage entre le primaire et le secondaire. Pour cela, il faut diminuer le rayon central et rapprocher les enroulements primaires et secondaires. Ceci a été obtenu en changeant la forme circulaire des enroulements par une forme en D.

Cette géométrie a permis :

- d'une part d'augmenter le coefficient de couplage en raison de la proximité accrue entre le primaire et le secondaire et de réduire le rayonnement magnétique,
- d'autre part, de maximiser l'inductance propre tout en minimisant la longueur des fils ce qui permet de réduire le courant, à une puissance donnée, et d'augmenter la puissance transmise en augmentant la tension.

Théoriquement et par simulation numérique, ce coupleur pourrait transmettre une puissance allant jusqu'à 400 kW.

Le coupleur électromagnétique optimisé est alors plus compact, son rayon extérieur ne dépasse pas 12 cm et son rayon interne est de 1,2 cm. Le primaire et le secondaire sont identiques. Ils sont constitués de douze enroulements en parallèle et chaque enroulement (primaire et secondaire) comporte sept spires. Ce coupleur sera intitulé « coupleur D12 » pour le différencier du coupleur électromagnétique également en forme de D présenté dans le chapitre IV.

La Figure III-22(a) présente le support en polymère des câbles pour une seule pièce (primaire ou secondaire). La Figure III-22(b) montre les deux pièces imbriquées formant ainsi un coupleur électromagnétique torique.

Le prototype du coupleur électromagnétique D12 n'a pu être réalisé mécaniquement et donc testé au moment de la rédaction du manuscrit, c'est pourquoi seuls les résultats de modélisation numérique 3D sont présentés ici. Un autre coupleur ayant les mêmes caractéristiques mais dont le primaire et le secondaire ne sont pas séparables sera modélisé, testé expérimentalement et analysé dans le quatrième chapitre.

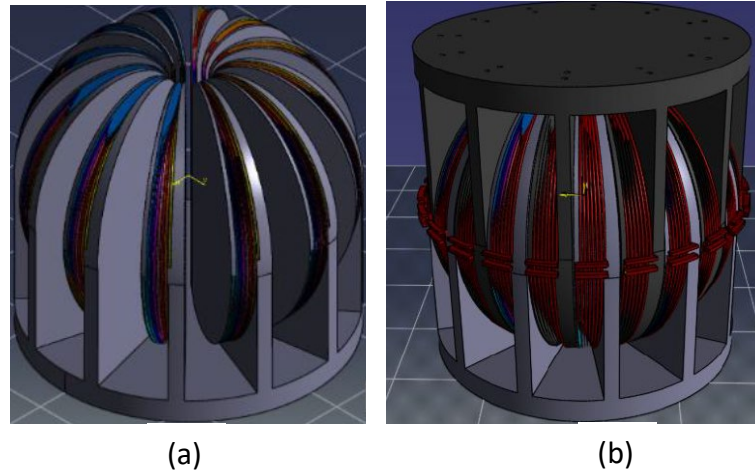


Figure III-22 : Coupleur électromagnétique démontable D12.

(a) : pièce primaire montrant les 12 enroulements et les sept spires en série pour chaque enroulement, (b) : deux pièces imbriquées formant le coupleur électromagnétique.

La Figure III-23 présente le coupleur électromagnétique D12 modélisé avec le logiciel CST sans le support mécanique des câbles. Les enroulements en violet représentent les enroulements primaires qui sont entrelacés avec les enroulements secondaires représentés en rose.

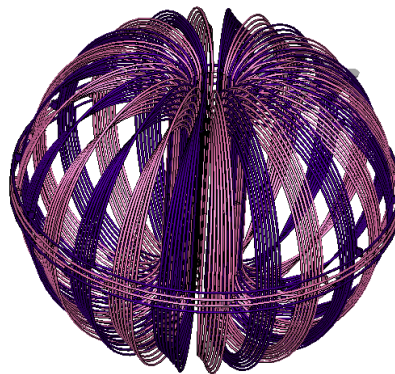


Figure III-23 : Coupleur électromagnétique démontable D12 modélisé avec le logiciel CST.

Paramètres électriques	Résultats par modélisation
$L_1, L_2$	2,93 $\mu\text{H}$
$M$	2,52 $\mu\text{H}$
$L_\sigma$	0,76 $\mu\text{H}$
$k$	0,86
$R_{ac}$	7,07 $\text{m}\Omega$
$R_{dc}$	6,53 $\text{m}\Omega$
$R_{ac}/R_{dc}$	1,08

Tableau III-8 : Paramètres électriques du circuit équivalent du coupleur électromagnétique démontable D12.

Le Tableau III-8 récapitule les paramètres électriques du coupleur électromagnétique D12. Comme prévu, le coupleur optimisé a une inductance propre et un coefficient de couplage plus élevés et un rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  plus faible que son prédécesseur. Avec une résistance AC équivalente de 7,07 mΩ et un courant efficace de 400 A, les pertes totales du coupleur électromagnétique à évacuer seront de l'ordre de 2 kW. Ces pertes sont réduites de moitié par rapport au précédent système.

La Figure III-24(a) représente la répartition de la densité du flux magnétique à la puissance visée (400 kW) autour du coupleur torique pour une valeur de  $27 \mu T < B < 100 \mu T$ . La norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique est respectée à partir de 24,2 cm et pour l'exposition professionnelle à partir de 21,8 cm à partir du centre du coupleur selon l'axe X.

La Figure III-24(b) représente la répartition du champ électrique E autour du coupleur pour une valeur de  $83 V/m < E < 170 V/m$ . Ces deux valeurs limites sont respectées à partir de 35 cm et 30 cm respectivement à partir du centre du coupleur toujours selon l'axe X.

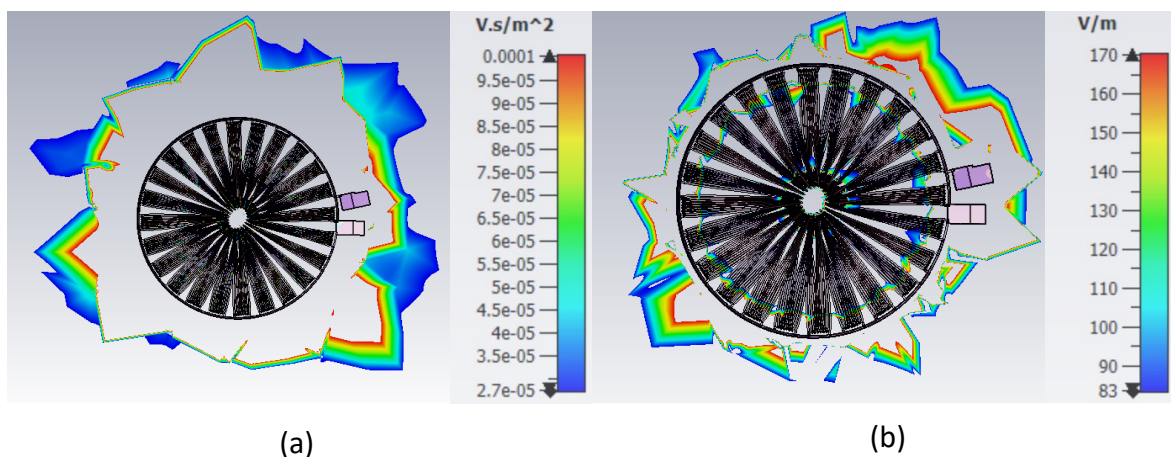


Figure III-24 : Modélisation de la répartition de la densité du flux magnétique et du champ électrique avec le logiciel CST.

(a) : distribution de la densité du flux magnétique pour des valeurs de B comprises entre  $27 \mu T$  et  $100 \mu T$ ,

(b) : distribution du champ électrique pour des valeurs de E comprises entre 83 V/m et 170 V/m.

Ce coupleur électromagnétique a une faible émission des champs magnétique et électrique. Si nous comparons ces résultats à ceux du coupleur présenté précédemment, dans les mêmes conditions (360 A), nous respectons la norme ICNIRP du grand public à partir de 56 cm à partir du centre du coupleur.

Cependant, la distribution des champs n'est pas sous forme d'un cercle autour du coupleur torique comme c'était le cas pour les systèmes de la première génération avec enroulements circulaires. Ceci est probablement dû à la forme de D du coupleur.

### 7. Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, deux coupleurs électromagnétiques très compacts sans matériau magnétique, dédiés à la technologie de chargement ultra-rapide sans contact ont été présentés. Le système initial qui occupe un volume global de quatorze litres a été étudié, simulé, construit et testé. Une configuration de mesure avec retour de puissance a été conçue pour mener des expériences à 200 kW avec le système TPI complet. Afin d'obtenir un coefficient de couplage magnétique élevé et une faible émission des champs magnétique et électrique, une géométrie toroïdale a été choisie.

Ce coupleur électromagnétique n'a pas été développé avec un fil de Litz optimal permettant de réduire le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$ . Ceci a impacté l'efficacité du coupleur torique. La campagne de mesure réalisée sur les différentes configurations du fil de Litz ont permis de mettre en évidence que la structure interne du fil de Litz 2500 brins x 71  $\mu\text{m}$  avait une forte incidence sur l'augmentation de ce rapport.

En outre, pour améliorer la capacité de transmission de puissance, une topologie de compensation SS a été adoptée.

Le second coupleur électromagnétique possède une géométrie optimale obtenue après un long procès d'optimisation. Par manque de temps, uniquement les résultats de modélisation numérique 3D ont pu être présentés. Ce système est encore plus compact avec un rayon extérieur de 12 cm uniquement (contre 18 cm pour l'autre coupleur) et un volume de douze litres. De plus, grâce à son inductance propre élevée, ce coupleur est capable de transmettre une puissance moyenne allant jusqu'à 400 kW.

En somme, la densité des puissances importante, la fréquence de fonctionnement élevée ainsi que l'efficacité DC-DC du système complet sont les résultats majeurs obtenus et qui ont permis de dépasser l'état de l'art actuel de la technologie TPI.

Les principaux résultats de ce chapitre sont résumés comme suit :

- Un coupleur électromagnétique torique très compact de 7 kg et d'un rayon extérieur de 18 cm a été conçu et développé.
- Le coupleur électromagnétique conçu fait preuve d'une efficacité élevée de 98 % pour une puissance moyenne transmise de 200 kW à 200 kHz.
- L'efficacité globale du système incluant les convertisseurs d'électronique de puissance à l'entrée et à la sortie a été mesurée à 95 % pour une puissance transmise de 200 kW à 200 kHz.

- Le coupleur électromagnétique conçu répond aux directives de la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition du grand public au champ magnétique à une distance horizontale de 56 cm et une distance verticale de 50 cm du centre du coupleur pour une puissance transmise de 200 kW à 200 kHz.
- Le coupleur électromagnétique répond encore une fois aux directives de la norme ICNIRP 2010 concernant le champ électrique à une distance horizontale de 56 cm et une distance verticale de 70 cm à partir du centre du coupleur, toujours pour une puissance moyenne de 200 kW.
- Un désalignement vertical de 1 cm des bobines n'a que très peu d'influence sur les performances du coupleur électromagnétique torique.
- Les mesures de l'efficacité, des pertes totales et des champs magnétique et électrique parasites au voisinage du coupleur sont en bonne concordance avec les valeurs prédites. Ceci vérifie les modèles de calculs théoriques proposés et les simulations numériques utilisées pour l'étude du système TPI.
- Le fil de Litz de type 2500 x 71  $\mu\text{m}$  n'est pas correctement torsadé ce qui engendre une résistance AC importante. Dans le second coupleur électromagnétique, ce fil a été alors remplacé par un fil de Litz de type 250 x 71  $\mu\text{m}$  qui semble parfaitement torsadé.
- Les résultats de modélisation du second coupleur électromagnétique prévoient un coefficient de couplage de 0,86 et une efficacité de 99 %. Ce système a été conçu pour transférer une puissance moyenne de 400 kW avec une efficacité DC-DC globale de 97 %. Les pertes du coupleur électromagnétique sont alors estimées à 2 kW, soit la moitié des pertes du premier système.

Le prochain et dernier chapitre présente des études préliminaires sur des réflexions futures indispensables, notamment sur la gestion thermique des coupleurs toriques. Dans cette vision, un modèle thermique qui permet de déterminer l'élévation de température dans une géométrie torique a été développé. Il est basé sur une structure non démontable, d'où le développement du premier coupleur électromagnétique.

Le second coupleur non démontable appartenant à la seconde génération a été aussi étudié, pour le moment, il sera testé simplement comme un isolant galvanique. Mais, il a été développé dans l'optique de pouvoir l'utiliser comme un élévateur ou abaisseur de tension pour le transport de puissance entre deux points distants. Pour cette raison, une modélisation numérique complète combinant le modèle 3D et la simulation circuit du coupleur D en configuration élévateur de tension sera présentée dans la section 3.2 du Chapitre IV.

## Chapitre IV- Perspectives fonctionnelles : études préliminaires





Deux fonctionnalités n'ont été que partiellement abordées lors des études décrites dans les chapitres qui précèdent. Même si l'efficacité des coupleurs est excellente, il y aura nécessité d'étudier leur dissipation thermique au vu des puissances mises en jeu. De plus, une des applications possibles des coupleurs est le transfert de puissance entre deux points distants. Pour cela un fonctionnement en élévateur ou abaisseur de tension AC doit être envisagé. Ce chapitre pose les bases de ces deux évolutions.

Le fonctionnement à haut niveau de puissance dans un petit volume nécessite une étude avancée sur la gestion thermique de ces systèmes. C'est le défi majeur rencontré lors du développement des coupleurs toriques présentés dans le chapitre III. En fait, il n'existe que très peu d'études en littérature ayant traité de l'aspect thermique d'un coupleur torique [91][92][93]. Ces travaux concernaient des transformateurs toriques à noyau magnétique. A notre connaissance, aucun travail publié dans la littérature ne s'est intéressé à des systèmes toriques dont le noyau est un polymère.

Comme cette question devra être abordée avant tout essai en continu et à pleine puissance, nous nous sommes intéressés à la gestion thermique de nos coupleurs électromagnétiques afin de proposer par la suite une solution de refroidissement potentielle. Dans ce contexte, il était nécessaire de simplifier l'étude. Un autre coupleur torique dont la partie primaire et la partie secondaire sont sur le même support a été développé. Il a les mêmes caractéristiques dimensionnelles que le coupleur torique présenté dans la première partie du chapitre III. Ses performances électriques et thermiques seront présentées dans les deux premières sections de ce chapitre.

Le problème du fil de Litz soulevé lors de notre étude, nous a poussés à développer une nouvelle génération de coupleurs électromagnétiques. La structure du fil de Litz et la forme des enroulements ont été changées. L'impression en 3D du support des câbles en version déconnectable avec des enroulements en forme de D (le système présenté dans la section 6 du Chapitre III) est extrêmement longue. Cette dernière a été estimée à trois mois si aucun problème ne surgit lors de l'impression. Nous avons alors décidé de développer, une version non déconnectable qui ne nécessite qu'une semaine d'impression. Les performances de ce système sont alors présentées dans la dernière section de ce chapitre. C'est sur ce prototype que seront étudiées les problématiques de conversion de niveau de tension. Ces systèmes sont en effet de très bons candidats pour le transport de puissance entre deux points distants.

Pour commencer ce chapitre, les paramètres électriques du coupleur torique non démontable de la première génération sont discutés en détail à travers les résultats de la simulation puis validés grâce au prototype du coupleur électromagnétique conçu.

Ensuite, une simulation expérimentale est menée pour vérifier les performances du système dans son environnement de travail. Pour conclure l'étude expérimentale, la densité du flux magnétique et le champ électrique autour du coupleur ont été simulés, mesurés et discutés au regard de la norme ICNIRP 2010.

Dans la deuxième section, un modèle thermique analytique simplifié est développé pour étudier l'élévation de la température du coupleur. Ces résultats sont ensuite comparés à ceux de la modélisation numérique de la dissipation thermique du même coupleur torique.

Enfin, dans la troisième section, pour le transfert entre deux points distants, un autre coupleur torique avec  $2 \times 10$  enroulements en forme de D est étudié, modélisé et construit. On appellera ce coupleur « coupleur D10 » pour le distinguer du coupleur torique présenté dans la section 6 du Chapitre III. Les diverses connexions possibles des dix enroulements permettent de proposer des solutions de conversion de tension AC. Dans la première partie de cette section, le coupleur D10 a été étudié en tant qu'un isolant galvanique. Dans la seconde partie, les performances du même coupleur ont été analysées par modélisation numérique, mais cette fois-ci, en tant qu'un élévateur de tension.

### 1. Coupleur électromagnétique non démontable avec enroulements circulaires

Le premier coupleur électromagnétique étudié dans ce chapitre est la version non démontable (bobines primaire et secondaire sur le même support) du coupleur torique présenté dans les sections 2 à 5 du Chapitre III. Il garde les mêmes caractéristiques dimensionnelles et les mêmes performances électriques.

#### 1.1. Détermination des paramètres électriques du schéma équivalent

D'une façon totalement identique aux précédents systèmes, l'étude commence par la détermination des paramètres électriques du coupleur torique par modélisation numérique via le logiciel CST 3D. Ces paramètres seront ensuite vérifiés par des mesures au RLC mètre à la fréquence de fonctionnement.

##### 1.1.1. Par modélisation numérique

La Figure IV-1 présente le coupleur électromagnétique modélisé. On rappelle qu'il est constitué de quatre enroulements de neuf tours primaires en parallèle (en rouge) et de quatre enroulements de neuf tours secondaires en parallèle (en bleu), chaque enroulement est constitué de fils de Litz de type 2500 brins  $\times 71 \mu\text{m}$ . A noter que le développement de ce coupleur torique s'est fait simultanément à celui de son similaire en version démontable. Le problème du fil de Litz a été remarqué après une période plus avancée de l'étude. Le rayon extérieur du coupleur est de 17,8 cm et le rayon des boucles est de 5,5 cm. Ce système fonctionne également à 200 kHz. Le fait que la partie primaire et la partie secondaire soient

sur le même support rend la structure plus facile à étudier. La longueur du fil est plus courte que celle de la version démontable ; ceci influe sur les paramètres électriques du système présentés dans le Tableau IV-1. Les inductances propres et mutuelle, le coefficient de couplage ainsi que le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  de ce système sont plus faibles en comparaison des mêmes paramètres du coupleur démontable.

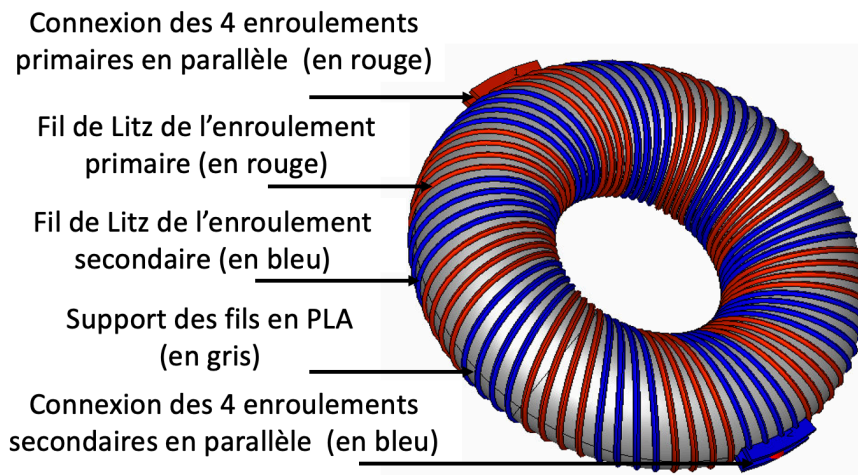


Figure IV-1 : Coupleur toroidal non démontable. L'enroulement primaire est présenté par la couleur rouge et le secondaire est présenté par le bleu. Le gris présente le support des câbles en PLA.

Paramètres électriques	Résultats par modélisation
$L_1, L_2$	1,86 $\mu\text{H}$
M	1,20 $\mu\text{H}$
$L_\sigma$	1,08 $\mu\text{H}$
k	0,64
$R_{dc}$	1,95 $\text{m}\Omega$
$R_{ac}$	2,32 $\text{m}\Omega$
$R_{ac}/R_{dc}$	1,19

Tableau IV-1 : Paramètres électriques simulés du coupleur torique non démontable.

La Figure IV-2(a) et la Figure IV-2(b) présentent la distribution de la densité du flux magnétique et du champ électrique à 200 kHz et pour une puissance de 198 kW selon la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique et professionnelle.

Pour l'exposition professionnelle (100  $\mu\text{T}$  et 170  $\text{V}/\text{m}$ ), la norme est respectée à partir d'un rayon de 31 cm et de 35 cm respectivement à partir du centre du coupleur.

Pour l'exposition publique (27  $\mu\text{T}$  et 83  $\text{V}/\text{m}$ ), la norme est respectée à partir d'un rayon de 40 cm et de 44 cm respectivement à partir du centre du coupleur.

D'une manière générale, ce coupleur respecte la norme ICNIRP 2010 à une distance plus faible de quasiment 10 cm en comparaison de son identique en version démontable.

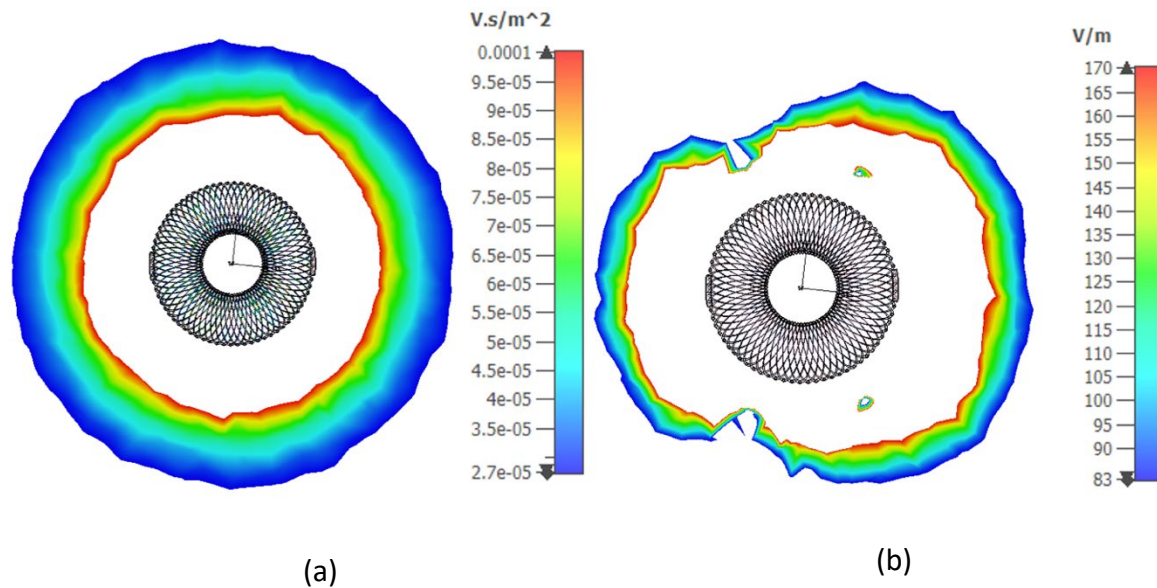


Figure IV-2 : Distribution de la densité du flux magnétique et du champ électrique pour une puissance de 198 kW selon la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique et pour l'exposition professionnelle.

(a) : pour  $27 \mu\text{T} < B < 100 \mu\text{T}$ , (b) : pour  $83 \text{ V/m} < E < 170 \text{ V/m}$ .

Forts de l'intérêt présenté par ces résultats obtenus en simulation, un prototype de support PLA a été réalisé par le biais d'une imprimante 3D. Les parties suivantes présentent les premières caractérisations expérimentales.

### 1.1.2. Par mesure au RLC mètre

Comme le montre la Figure IV-3, le volume limité de l'imprimante (51 litres) ne nous a pas permis d'imprimer le support de câble en une seule pièce et nous a conduit à le réaliser en trois sections. La réalisation du coupleur torique a nécessité une impression de trois jours et de deux kilos de filament PLA.

Le coupleur électromagnétique est dimensionné pour fonctionner à 200 kHz et peut transférer 198 kW de puissance moyenne. Le poids total du coupleur torique est de 5 kg, il en résulte une densité de puissance gravimétrique de 40 kW/kg. Le volume du coupleur est de 13 dm<sup>3</sup> et son aire est de 39 dm<sup>2</sup> ce qui donne une densité de puissance volumique de 15 kW/dm<sup>3</sup> et une densité de puissance surfacique de 5 kW/dm<sup>2</sup>. Ces performances montrent l'importante densité de puissance transférée du système. Elles sont légèrement supérieures à celles du même coupleur en version démontable, car ce dernier a une partie « non active » dans son support de câble qui est utilisée uniquement pour le rendre déconnectable. Encore, ces performances sont amplement meilleures à celles observées dans la littérature.

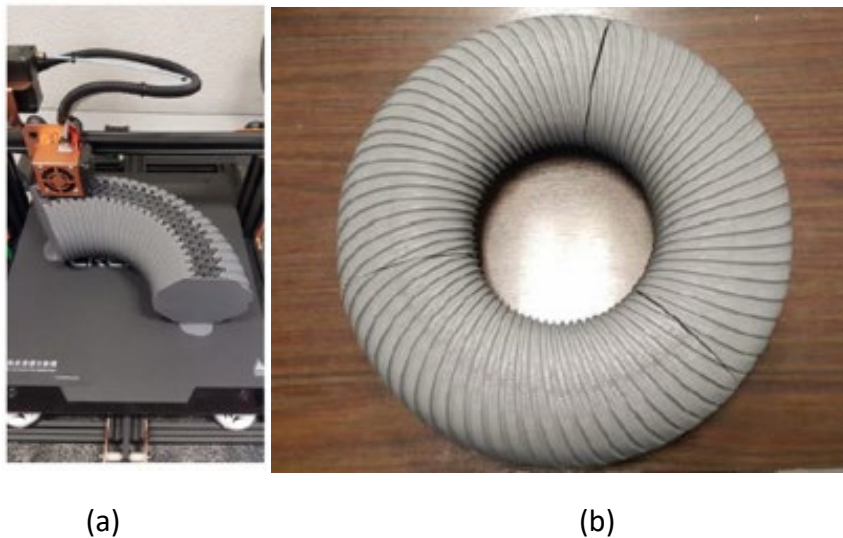


Figure IV-3 : Support de câble PLA imprimé en 3D.

(a): pendant le processus d'impression, (b): support du coupleur assemblé.

Le Tableau IV-2 est une comparaison entre les paramètres de circuits équivalents mesurés et simulés incluant l'erreur des simulations par rapport aux mesures.

Paramètres électriques	Résultats mesurés	Résultats simulés	Erreur (%)
$L_1, L_2$	1,73 $\mu\text{H}$	1,86 $\mu\text{H}$	7,5
M	1,14 $\mu\text{H}$	1,20 $\mu\text{H}$	5,3
$L_\sigma$	0,97 $\mu\text{H}$	1,08 $\mu\text{H}$	11,3
k	0,66	0,64	3,0
$R_{dc}$	2,20 m $\Omega$	1,95 m $\Omega$	11,4
$R_{ac}$	13,80 m $\Omega$	2,32 m $\Omega$	83,4
$R_{ac}/R_{dc}$	6,27	1,19	81,0

Tableau IV-2 : Paramètres électriques mesurés et simulés du coupleur électromagnétique non démontable avec enroulements circulaires.

Le système développé a un bon coefficient de couplage : cette valeur de 0,64 est largement supérieure par rapport aux systèmes trouvés dans la littérature.

Comme prévu, les inductances propres et mutuelle sont plus faibles que celles de la version démontable. Ceci engendrera, à tension donnée, une consommation de courant plus importante et une efficacité moins bonne. En outre, l'utilisation du même fil de Litz, inadapté, de la version démontable a engendré l'augmentation du rapport  $R_{ac}/R_{dc}$ , ce qui a accru les pertes Joule. Cet inconvénient a bien été pris en compte lors du développement de la deuxième génération du coupleur électromagnétique.

Outre ce rapport, les résultats de mesure sont en accord avec les valeurs prédites par la modélisation numérique. Ceci valide les simulations numériques utilisées pour l'étude du système TPI.

Dans la section suivante, le coupleur électromagnétique développé est simulé expérimentalement dans son environnement de travail.

### 1.2. Vérification expérimentale des performances du système de transfert de puissance inductif

Les essais expérimentaux du système global ont été effectués en mode recyclage de puissance, en régime pulsé, comme cela a été expliqué dans le chapitre III. Dans la première partie de cette section, les mesures des pertes totales ainsi que l'évaluation de l'efficacité DC-DC sont présentées. Dans la deuxième partie, les mesures de la densité du flux magnétique et du champ électrique pour vérifier si le système est conforme aux directives de la norme ICNIRP 2010 sont déterminées et comparées aux valeurs obtenues en simulation.

#### 1.2.1. Mesure de l'efficacité DC-DC

La Figure IV-4 présente la mise en œuvre du système de transfert de puissance inductif. Les mêmes blocs ainsi que les mêmes appareils de mesure de la chaîne de transmission inductive décrits dans le chapitre III sont utilisés. Nous avons remplacé uniquement le coupleur torique démontable par le système développé dans ce chapitre. La topologie de compensation adoptée est toujours la SS. Les inductances propres sont plus faibles pour ce système donc la valeur des capacités de résonance est plus élevée, elle est égale à 350 nF. Pour obtenir cette valeur, cinq capacités de 50 nF ainsi qu'une capacité de 100 nF sont mises en parallèle. Il en résulte une résistance équivalente en série de 0,25 m $\Omega$ . Malheureusement, comme précédemment, la tige filetée utilisée pour la tenue mécanique des capacités en parallèle génère une résistance AC parasite de 13 m $\Omega$ .

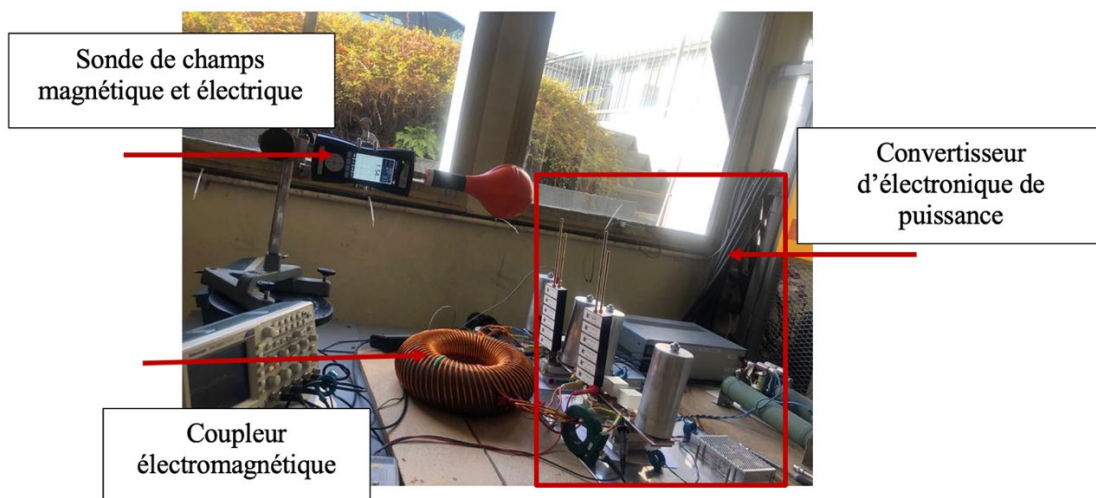


Figure IV-4 : Dispositif expérimental du coupleur électromagnétique non démontable.

La Figure IV-5 reproduit les formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant (coupleur électromagnétique et capacité de résonance) pendant la transmission d'une puissance moyenne de 198 kW à une fréquence de 200 kHz. La tension d'entrée  $U_1$  et le courant d'entrée  $i_1$  du système sont représentés par les courbes bleue et orange respectivement. La tension de sortie du système  $U_2$  et le courant  $i_2$  sont les courbes grise et jaune respectivement.

Les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire sont 400 A et 372 A respectivement. Les tensions maximales primaire et secondaire sont 632 V et 696 V. La puissance moyenne transmise est de 198 kW et la puissance moyenne d'entrée est de 202 kW ce qui permet d'obtenir une efficacité de 97,9 % pour le coupleur électromagnétique.

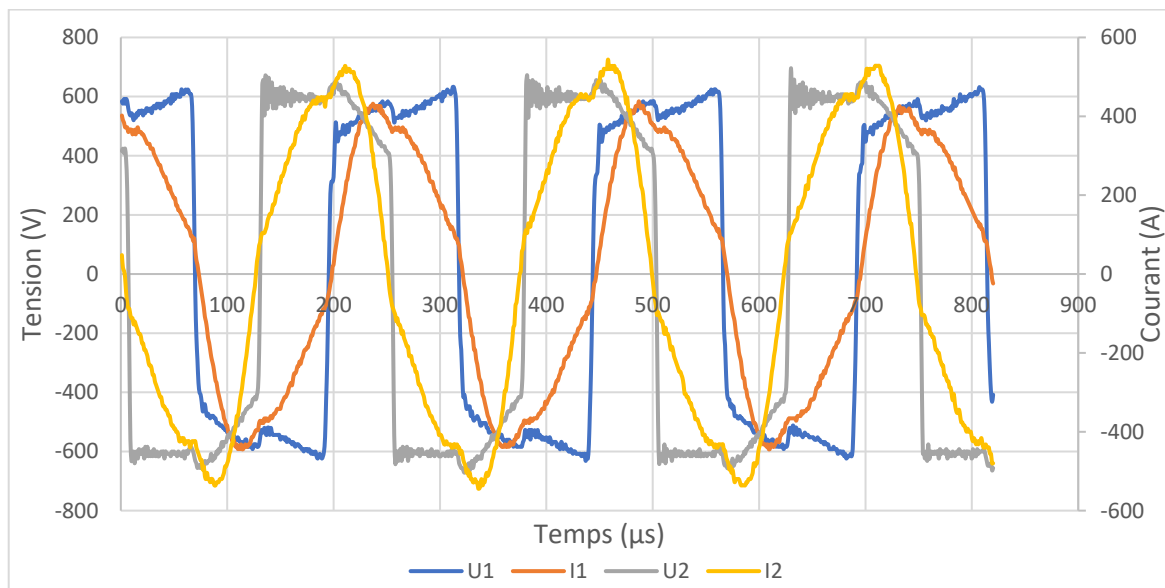


Figure IV-5 : Formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant du système non démontable (puissance moyenne de 198 kW).

La Figure IV-6(a) présente l'évolution des pertes totales mesurées et calculées ainsi que les pertes au niveau du coupleur électromagnétique en fonction de la puissance moyenne de sortie. Les pertes totales calculées sont déterminées à partir des équations mathématiques présentées dans la section 1.2 du Chapitre III. La bonne concordance entre les pertes totales mesurées et calculées démontre, encore une fois, la précision des modèles de calcul proposés.

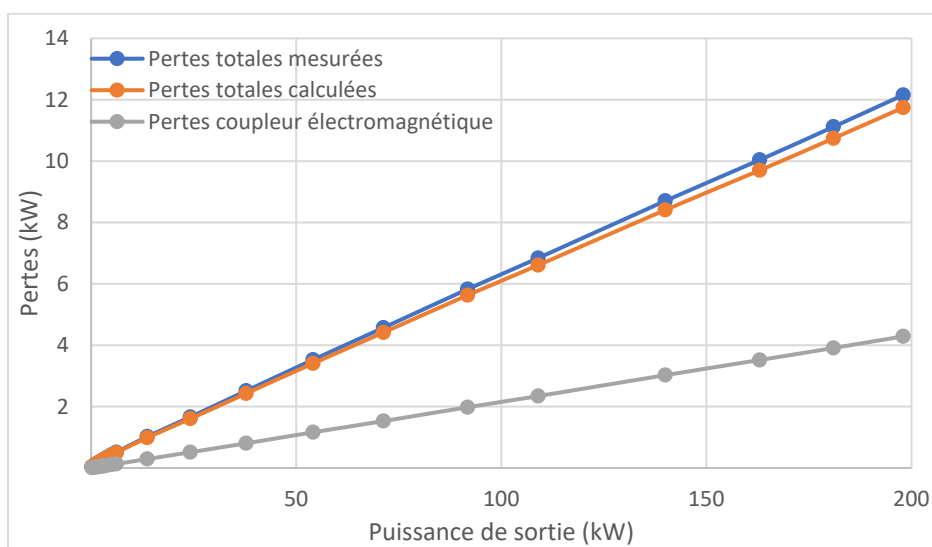
A 198 kW, les pertes totales s'élèvent à 11,7 kW. Elles sont réparties comme suit :

- Les pertes dans le coupleur électromagnétique représentent 37 % des pertes totales, elles sont égales à 4,3 kW. Ce sont ces pertes qui serviront à l'étude thermique qui suit.
- Les pertes dues aux tiges filetées pour la tenue mécanique des capacités de résonance représentent 33 % des pertes totales, soit 3,9 kW.

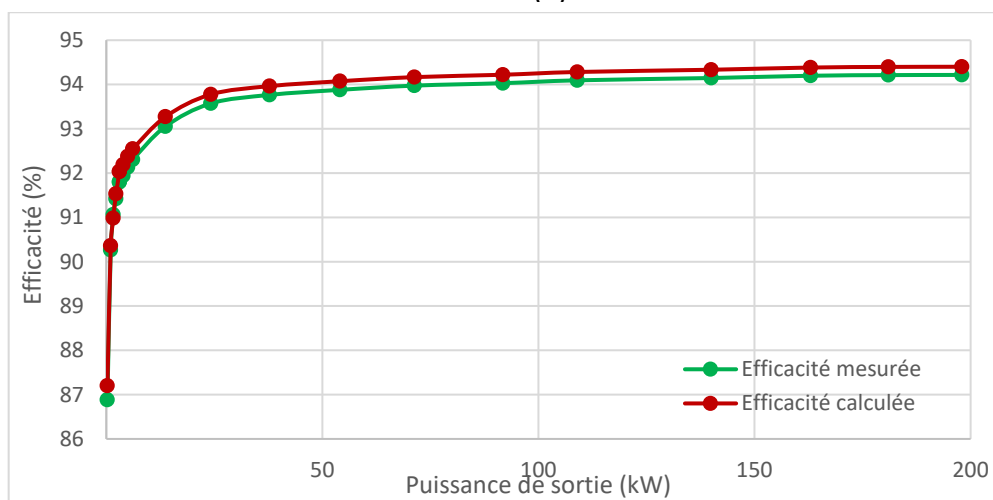


- Les pertes dans les MOSFETs du convertisseur DC/AC à l'entrée du système résonant représentent 20 % des pertes totales, soit 2,3 kW.
- Finalement, les pertes les plus faibles sont les pertes des diodes de redressement à la sortie du système résonant. Elles ne représentent que 10 % des pertes totales, soit 1,2 kW.

La Figure IV-6(b) présente l'évolution de l'efficacité DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance. L'efficacité DC-DC du système s'améliore avec l'augmentation de la puissance. A partir de 54 kW, cette efficacité se stabilise au tour de 94 %. Néanmoins, l'efficacité maximale mesurée l'est à 198 kW, elle est égale à 94,4 %.



(a)



(b)

Figure IV-6 : Comparaison entre données expérimentales et simulées du coupleur électromagnétique non démontable.

(a) : évolution des pertes totales mesurées et calculées ainsi que les pertes du coupleur électromagnétique en fonction de la puissance de sortie, (b) : évolution de l'efficacité DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie.

Grâce à sa structure torique, le coupleur électromagnétique bénéficie d'un coefficient de couplage élevé qui permet d'obtenir une efficacité particulièrement prometteuse. De plus, la non utilisation des plaques d'écrantage magnétique permet de simplifier l'étude et la réalisation du système ainsi que de conserver sa légèreté.

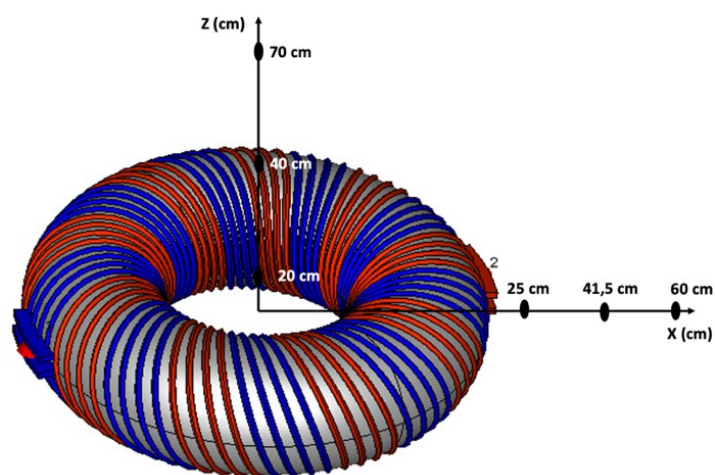
Dans la section qui suit, la vérification de la conformité du coupleur torique à la norme ICNIRP 2010 en termes de rayonnements magnétique et électrique est étudiée.

### 1.2.2. Vérification de la conformité à la norme ICNIRP 2010

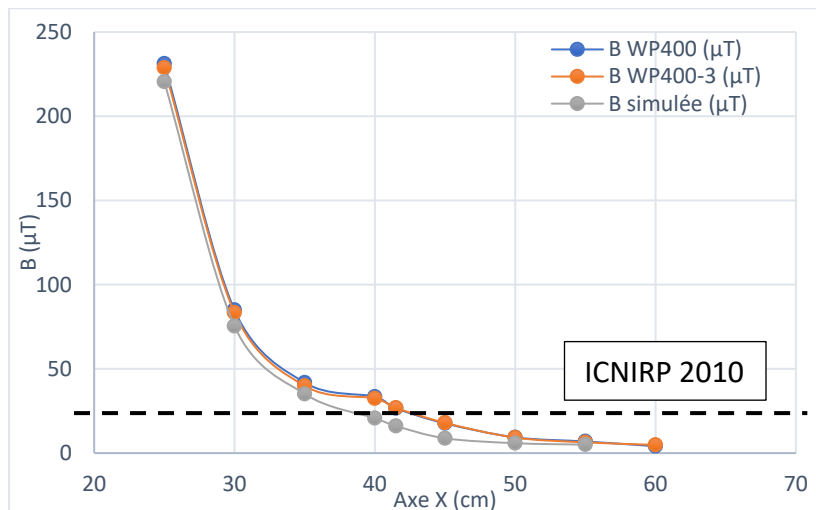
Pour la vérification de la densité du flux magnétique et du champ électrique parasites pendant la transmission de 198 kW à 200 kHz, la même procédure de mesure que celle décrite dans le chapitre III est suivie. L'origine de la mesure se situe au centre du coupleur électromagnétique comme expliqué dans la Figure IV-7(a).

La Figure IV-7(b) et la Figure IV-7(c) présentent la valeur de la densité du flux magnétique en fonction de la distance selon les axes X et Z respectivement. Les mesures présentées montrent que le coupleur électromagnétique développé répond aux directives de la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition à la densité du flux magnétique du grand public à partir de 41,5 cm du centre du coupleur selon l'axe X et de 40 cm selon l'axe Z pour une puissance transmise de 198 kW.

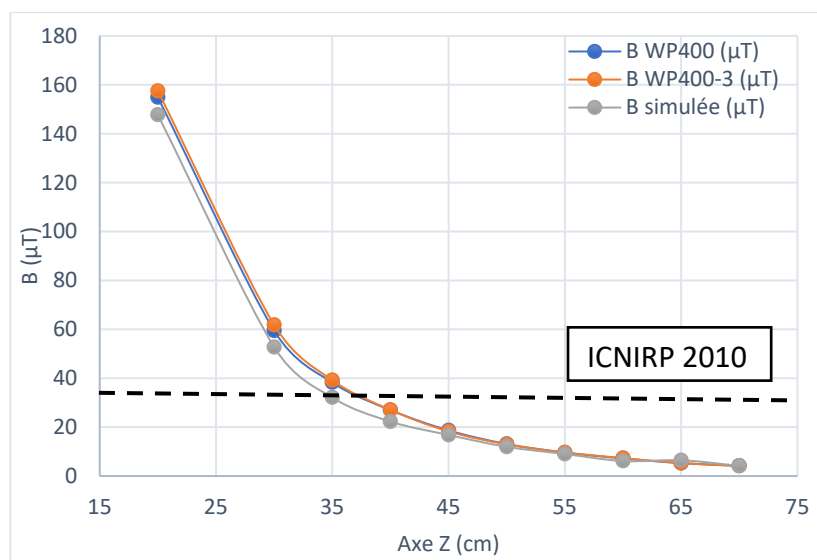
La différence entre la mesure de la densité du flux magnétique avec la sonde WP400 et celle avec la sonde WP400-3 est très faible : l'erreur ne dépasse pas 2 %. Cette différence est plus importante en comparant les résultats de simulation aux résultats de mesure, elle s'élève à 17 %. Cet écart est lié d'une part à l'incertitude de mesure de la sonde à laquelle il faut ajouter l'erreur de position et d'autre part à la simulation numérique qui contient un certain nombre de simplifications qui sont susceptibles de nuire à la précision du calcul.



(a)



(b)



(c)

Figure IV-7 : Évolution de la densité du flux magnétique B.

(a) : axes utilisés pour la mesure de référence, (b) : selon l'axe X en (cm), (c) : selon l'axe Z en (cm).

La distance pour laquelle le champ électrique est inférieur à la valeur exigée (83 V/m) par la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique a aussi été déterminée de manière expérimentale. Cette valeur est respectée à partir d'une distance de 44 cm selon l'axe X et 72 cm selon l'axe Z comme présenté dans le Tableau IV-3. De plus, les résultats numériques et expérimentaux sont en bon accord avec une erreur de 7,3 % pour l'axe X et 2,7 % pour l'axe Z.

En somme, le coupleur électromagnétique non démontable respecte également les directives de la norme ICNIRP 2010 sans recours à l'utilisation de l'écrantage magnétique.

Puissance de sortie (kW)	X (cm)			Z (cm)		
	Mesurée	Simulée	Erreur (%)	Mesurée	Simulée	Erreur (%)
198	41	44	7,3	72	70	2,7

Tableau IV-3 : Détermination de la distance, par mesure expérimentale et par simulation numérique 3D, à partir de laquelle le champ électrique est inférieur à 83 V/m pour une puissance de sortie de 198 kW.

En dépit de l'efficacité élevée de 98 % du coupleur électromagnétique, ce dernier dissipe des pertes Joule de 4,3 kW. Pour éviter l'échauffement excessif du coupleur, un système de dissipation thermique doit donc être étudié.

## 2. Étude préliminaire de la gestion thermique du coupleur électromagnétique toroïdal

Étant donné que le support des câbles ne doit contenir que des matériaux non conducteurs afin d'éviter les pertes par courants de Foucault, il a été réalisé en PLA. Ce matériau n'est certainement pas le choix optimal pour un système fonctionnant à haute puissance, mais sa facilité d'impression était, dans un premier temps, le critère fondamental pour notre choix.

Propriétés	Valeurs
Conductivité thermique	$k = 0.13 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$
Masse volumique	$\rho = 1240 \text{ kg.m}^{-3}$
Diffusivité thermique	$\alpha = 5.8 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2.\text{s}^{-1}$
Capacité calorifique	$C_p = 1800 \text{ J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$
Température de fusion	$T_{\text{fusion}} = 60^\circ\text{C}$

Tableau IV-4 : Principales propriétés thermophysiques du PLA [94].

Le Tableau IV-4 présente ses principales propriétés thermophysiques [94]. Il est à noter que la déformation et la fusion du PLA se produisent à des températures nettement inférieures aux températures maximales de fonctionnement des fils de Litz (120°C). La température de fonctionnement maximale du PLA est légèrement inférieure à 60°C. Par

conséquent, le support des câbles (et non pas les parties actives i.e. les fils de Litz) est le composant thermiquement critique du coupleur électromagnétique.

Pour réduire son temps d'impression en 3D, le support des câbles n'est pas plein à 100 %, mais plutôt creux (à 85 %) sous forme de nids d'abeille comme le montre la Figure IV-8(a). Aussi, pour simplifier l'étude thermique, le support torique est considéré comme creux avec 15 % de matière réparties sur l'extérieur comme le montre la Figure IV-8(b) sur laquelle  $R$  est le rayon moyen du tore creux et  $r_1$  et  $r_2$  sont les rayons interne et externe du tube torique. Cette géométrie est également choisie dans la perspective d'installation future d'un système de refroidissement par l'intérieur.

Dans notre cas, l'échange thermique se fait par convection et il est caractérisé par le coefficient de transfert de chaleur  $h$  qui modélise les échanges de chaleur entre la paroi (interne ou externe) et le milieu ambiant (ici l'air) [91]. Ce coefficient dépend de la géométrie, des propriétés thermophysiques du fluide et des conditions d'écoulement (régime laminaire ou turbulent).

En raison de la complexité des situations d'écoulement interne et externe qui peuvent intervenir du fait des régimes d'écoulement et de convection (naturel ou forcé), nous avons choisi d'utiliser dans ce travail des coefficients de transfert de chaleur moyens constants pour la surface d'échange externe  $h_{ext}$  ainsi que pour la surface interne  $h_{int}$ . Nous sommes conscients qu'il s'agit d'une forte approximation, mais dans un premier temps ne sachant pas quelle solution technique sera utilisée ni comment les flux seront dirigés vers les surfaces du coupleur toroïdal à refroidir, nous avons opté pour cette simplification.

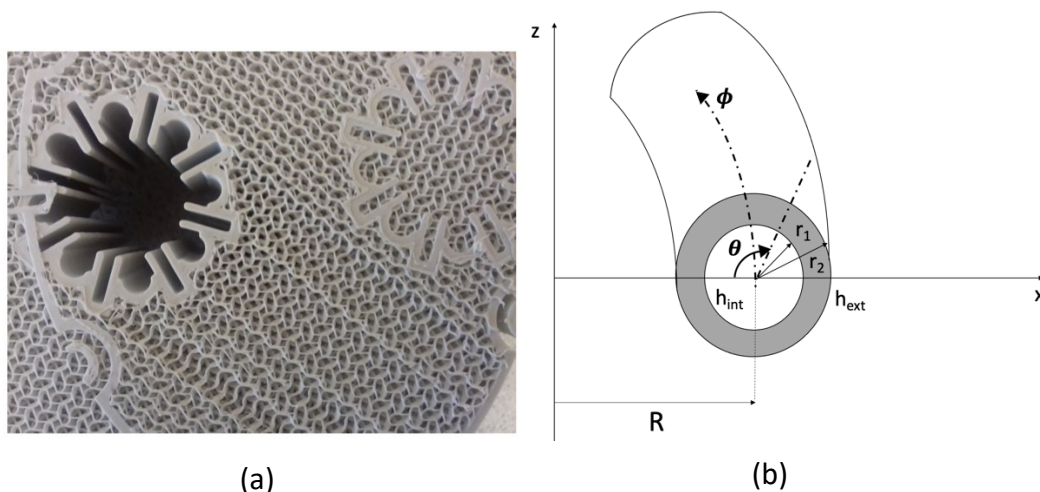


Figure IV-8 : Support des câbles en PLA.

(a) : impression 3D du support creux à 85 % sous forme de nids d'abeille, (b) : paramétrisation d'un tore creux par les coordonnées  $(R, r)$  et les angles  $(\theta, \phi)$ .

Pour la gestion thermique du coupleur torique, nous avons d'abord réalisé une modélisation thermique analytique. Pour simplifier, la chaleur générée par effet Joule par les

enroulements primaire et secondaire est considérée comme un flux de chaleur réparti sur la surface du support en PLA. En conséquence, le coupleur peut être considéré comme un tore creux qui est uniquement soumis à un flux thermique pariétal (les pertes Joule) et à un refroidissement convectif externe et interne.

Le problème du transfert de chaleur dans un tore creux avec des conditions aux limites convectives n'a, selon nos recherches, jamais été étudié analytiquement ni numériquement dans la littérature. Les seuls travaux que nous avons trouvés pour le transfert de chaleur au sein d'un tore sont ceux de S. Der Wiesche [93], R.S. Alassar et M.A. Abushoshah [95][96] mais ils concernent d'autres types de conditions aux limites.

Nous souhaitons dans un premier temps calculer les coefficients de transfert de chaleur convectif interne et externe optimaux pour lesquels la température à l'intérieur du support PLA demeure inférieure à 60 °C. Ensuite, nous cherchons à préciser la répartition de la chaleur dans le support torique en PLA et si, en plus d'un refroidissement externe, un refroidissement interne aura un intérêt. Pour cela, l'optimisation va se faire de manière paramétrique, ce qui signifie qu'un seul paramètre (par exemple, température interne ou externe, rayon mineur ( $r_2$ ) ou majeur ( $R$ ), ...) varie tandis que les autres restent fixes.

Nous soulignons que la modélisation analytique considère les enroulements comme une source de chaleur surfacique. Nous n'avons pas pris en compte la géométrie complète du coupleur électromagnétique. Il est donc intéressant de calculer la température à l'intérieur du coupleur en considérant également les enroulements primaire et secondaire. Pour ce faire, nous allons nous appuyer sur des simulations numériques 3D utilisant ANSYS-Fluent. Nous utiliserons la valeur optimale du coefficient de transfert de chaleur externe obtenue avec la modélisation analytique pour comparer les deux approches (analytique et numérique 3D).

### 2.1. Modèle analytique

La première partie de cette section établit les paramètres géométriques d'un tore creux en coordonnées poloïdales, puis l'équation de la chaleur avec des conditions aux limites convectives. La seconde partie présente les résultats numériques, ils comprennent l'élévation de température à l'intérieur du coupleur ainsi que l'optimisation paramétrique donnant les coefficients de transfert de chaleur optimaux pour lesquels le support PLA n'est pas détérioré.

A partir de la Figure IV-8(b), les coordonnées d'un tore creux sont représentées par :

$$\begin{cases} x(r, \theta, \phi) = (R + r \cdot \cos(\theta)) \cos(\phi) \\ y(r, \theta, \phi) = (R + r \cdot \cos(\theta)) \sin(\phi) \\ z(r, \theta, \phi) = r \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où  $(\theta, \phi) \in [0, 2\pi] \times [0, 2\pi]$  sont les angles dans les directions poloïdale et toroïdale respectivement et  $r_1 \leq r \leq r_2$ .

L'équation de conduction thermique transitoire à résoudre est :

$$\nabla T^2 = \frac{1}{\alpha} \frac{\partial T}{\partial t} \quad (IV.2)$$

Où T est la température,  $\alpha$  est la diffusivité thermique du matériau et t est le temps.

Les conditions aux limites sont :

$$\begin{aligned} r = r_2 : -k \frac{\partial T}{\partial t} &= -\frac{Q}{S_{ext}} - h_{ext} k (T_{r=r_2} - T_{ext}) \\ r = r_1 : k \frac{\partial T}{\partial t} &= h_{int} (T_{r=r_1} - T_{int}) \end{aligned} \quad (IV.3)$$

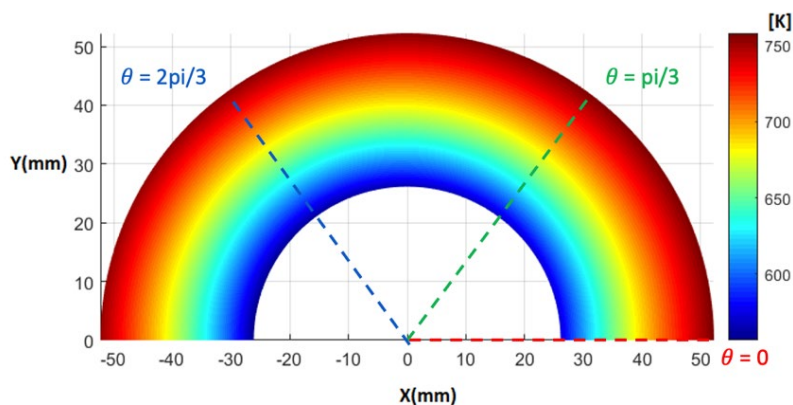
Où Q est le flux de chaleur, dans notre cas, il est égal à 4,5 kW.  $S_{ext}$  est la surface extérieure du coupleur, elle est déterminée par  $S_{ext} = 4\pi^2 r_2 R$ .  $T_{int}$  et  $T_{ext}$  sont les températures interne et externe du fluide respectivement.

Ces équations thermiques sont résolues à l'aide du code éléments finis Free-Fem++.

Nous avons tout d'abord étudié l'élévation de température du tore avec convection naturelle. Pour cela, le coefficient de transfert de chaleur externe est choisi égal à 25 W/(m<sup>2</sup>K) et le coefficient de transfert de chaleur interne est égal à 5 W/(m<sup>2</sup>K).

La Figure IV-9(a) présente l'élévation de température au niveau d'une coupe de section du tube du coupleur électromagnétique. Grâce à la symétrie axiale du tube et parce que les coefficients d'échange thermique sont considérés constants, seule la moitié du tube est présentée.

A partir de cette figure, on peut remarquer que la température est plus faible au rayon intérieur du tube (présenté en bleu) et atteint sa valeur maximale sur la surface externe (présenté en rouge). La température maximale atteinte est de 758 K (485°C). Il est évident qu'à un tel niveau de flux de chaleur, la montée en température serait trop importante et le coupleur électromagnétique devra être refroidi.



(a)

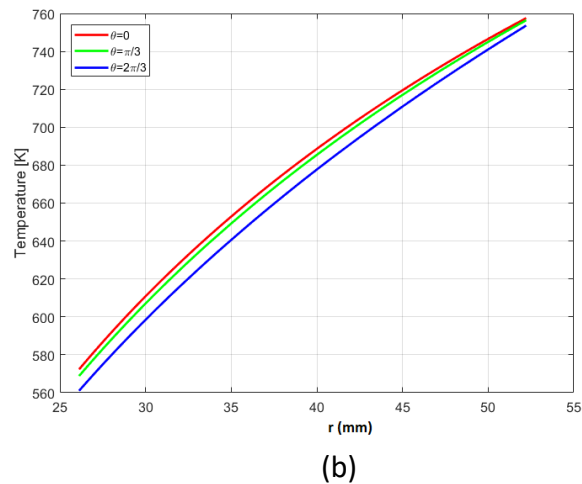


Figure IV-9 : Élévation de température avec convection naturelle ( $h = 25 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ).

(a) : au niveau d'un demi-tube du coupleur torique, (b) : à trois endroits différents ( $\theta = 0, \theta = \pi/3, \theta = 2\pi/3$ ).

La Figure IV-9(b) montre l'évolution de la température pour différents angles  $\theta$ . La courbe rouge est pour  $\theta = 0$ , qui est à l'extrémité du tube comme le montre la Figure IV-9(a). La courbe verte est pour  $\theta = \pi/3$  et la courbe bleue est pour  $\theta = 2\pi/3$ . Ceci montre clairement que la distribution de température n'est pas homogène sur toute la surface du tube puisque, en coordonnées poloïdales, il n'y a pas de symétrie selon  $\theta$ . Nous soulignons que c'est la principale différence entre la résolution du système en coordonnées cylindriques et en coordonnées poloïdales.

Nous pouvons remarquer de ce qui précède que le coupleur électromagnétique a besoin d'un coefficient de transfert de chaleur  $h$  externe et éventuellement interne plus élevé afin d'éviter la destruction du matériau. Il est alors possible de déterminer numériquement la valeur minimale du coefficient de transfert de chaleur par convection externe pour laquelle le PLA ne fondra pas. On notera par  $h_{ext}^{min}$  la valeur minimale du coefficient de transfert de chaleur externe pour que la température maximale du tore ne dépasse pas  $60^\circ\text{C}$ . Ce dernier est donc défini par :

$$h_{ext}^{min} = \min \{h_{ext} \text{ tel que } T < T_{max} = 60^\circ\text{C}\}.$$

Où  $T$  est la température calculée à partir des équations thermiques ( IV.2) et ( IV.3).

Le Tableau IV-5 récapitule les différents cas d'étude. Dans le premier cas, nous étudions la variation de  $h_{ext}^{min}$  en fonction de la température extérieure, les autres paramètres ( $r_1, r_2, R$  et  $h_{int}$ ) sont fixes. Dans le deuxième cas,  $r_1, r_2, R$  et  $T_{ext}$  sont fixes, nous étudions l'influence de  $h_{int}$  sur  $h_{ext}$ . Dans le troisième et quatrième cas, nous étudions l'influence des rayons  $r_2$  et  $R$  respectivement sur  $h_{ext}^{min}$ . Pour tous les cas, l'étude a été faite pour trois niveaux de flux de chaleur qui sont 4,5 kW, 5 kW et 5,5 kW afin de considérer leur influence sur la valeur de  $h_{ext}^{min}$ .

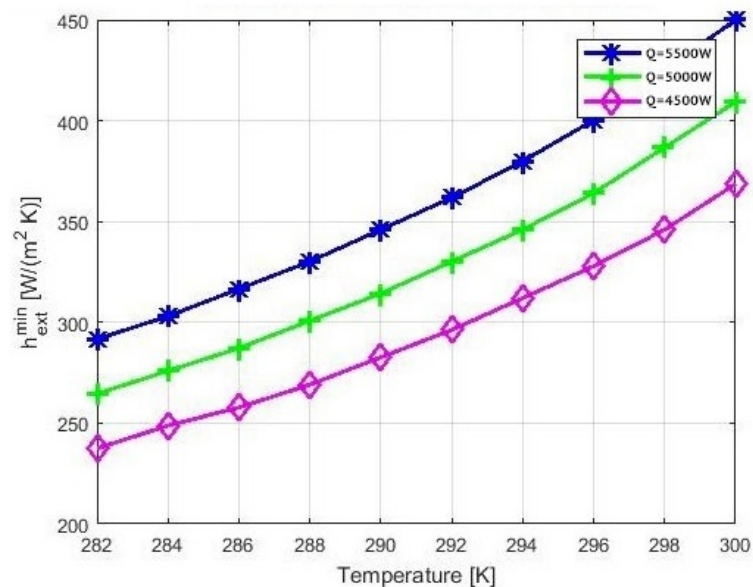


	$T_{ext}$ (K)	$T_{int}$ (K)	$r_1$ (mm)	$r_2$ (mm)	R (mm)	$h_{int}$ W/(m <sup>2</sup> K)
Cas 1	-	$T_{ext}$	26,12	52,25	178,75	5
Cas 2	300	300	26,12	52,25	178,75	-
Cas 3	300	300	26,12	-	178,75	5
Cas 4	300	300	26,12	52,25	-	5

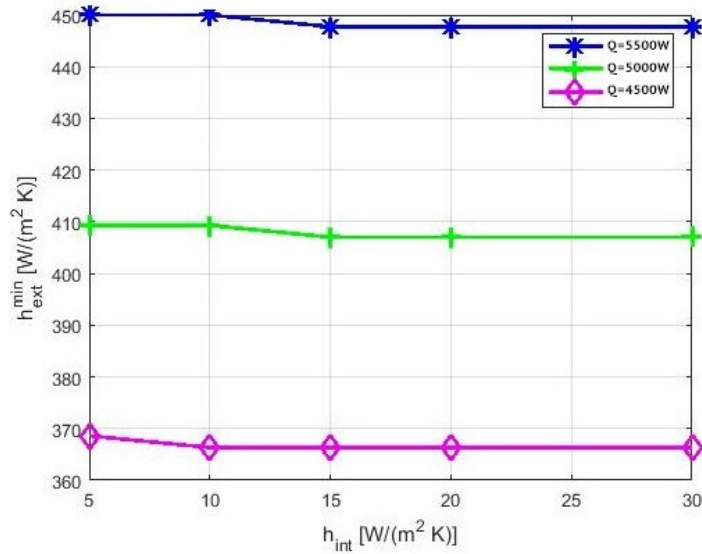
Tableau IV-5 : Différents cas de l'étude paramétrique sur  $h_{ext}^{min}$ .

L'étude paramétrique a été également réalisée avec le code Free-Fem++ [97]. La et la Figure IV-11 récapitulent les résultats numériques de l'étude.

À partir des résultats numériques, nous pouvons tirer les conclusions suivantes. Premièrement, la valeur de  $h_{ext}^{min}$  augmente avec le flux de chaleur Q et avec les températures extérieure et intérieure (Figure IV-11(a)). De plus, comme le montre la Figure IV-11 (b), le coefficient d'échange  $h_{ext}^{min}$  n'est pas affecté par la valeur du coefficient de transfert de chaleur intérieur  $h_{int}$ , ce qui indique que ça ne vaut pas la peine d'essayer de refroidir le coupleur électromagnétique par l'intérieur. Nous pensons que ce résultat est dû à deux raisons principales. D'abord, la conductivité thermique du matériau PLA est faible, ce matériau est donc un bon isolant thermique. De plus, la puissance est dissipée sur la surface extérieure du coupleur torique. En fait, tout le travail de refroidissement est effectué par le coefficient de transfert de chaleur externe et l'augmentation du coefficient de transfert de chaleur interne n'affecte guère le refroidissement.



(a)

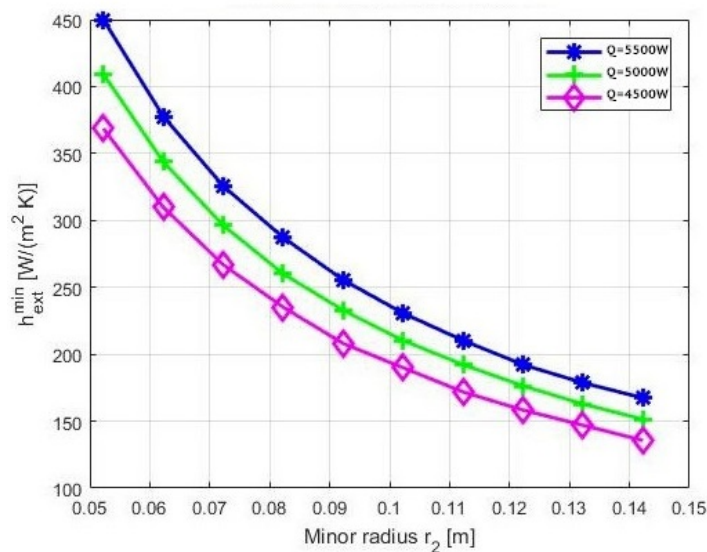


(b)

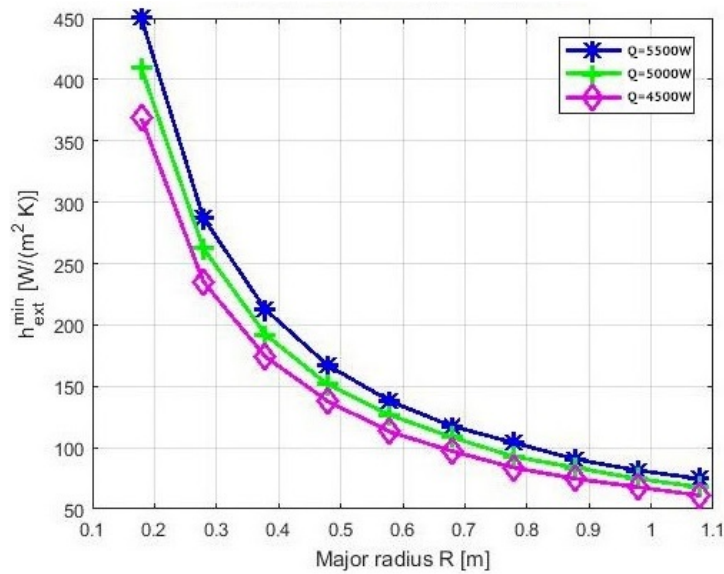
Figure IV-10 : Variations du coefficient de transfert de chaleur externe minimum en fonction de ( $h_{int}$  et  $T_{ext}$ ) pour trois niveaux de pertes (4,5 kW, 5 kW et 5,5 kW).

(a) : cas 1, en fonction de la température externe, (b) : cas 2, en fonction du coefficient de transfert de chaleur interne.

A partir de la Figure IV-11(a) et de la Figure IV-11(b), nous remarquons que la valeur de  $h_{ext}^{min}$  diminue au fur et à mesure que le rayon de la boucle  $r_2$  et le rayon extérieur  $R$  du coupleur électromagnétique augmentent. Ceci est évident, car plus la surface d'échange est grande, plus le refroidissement est facile. Dans les deux cas, en doublant le rayon ( $r_2$  ou  $R$ ), la valeur du coefficient  $h_{ext}^{min}$  nécessaire pour maintenir le PLA à une température acceptable est divisée par deux (d'une valeur de 400 W/(m<sup>2</sup>K) à une valeur proche de 200 W/(m<sup>2</sup>K)).



(a)



(b)

Figure IV-11 : Variations du coefficient de transfert de chaleur externe minimum en fonction de ( $r_2$  et R) pour trois niveaux de pertes (4,5 kW, 5 kW et 5,5 kW).

(a) cas 3, en fonction du rayon du tube torique  $r_2$ , (b) : cas 4, en fonction du rayon moyen du coupleur électromagnétique R.

Nous utiliserons la valeur optimale du coefficient de transfert de chaleur externe (305 W/(m<sup>2</sup>K)) obtenue avec la modélisation mathématique pour simuler en 3D l'élévation de température du coupleur électromagnétique à une puissance de sortie de 200 kW avec une convection naturelle et forcée.

## 2.2. Modélisation numérique 3D par ANSYS-Fluent

Dans cette section, nous réalisons une simulation numérique 3D qui prend en compte les fils de Litz pour vérifier le modèle mathématique. L'analyse thermique en régime permanent du coupleur électromagnétique a été entreprise à l'aide du logiciel commercial ANSYS-Fluent.

La géométrie simulée comprend le support de câble en PLA et les enroulements des fils de Litz primaire et secondaire. Le logiciel prend comme source de chaleur, des pertes Joule primaire de 2,3 kW et des pertes Joule secondaire de 2,2 kW.

Afin de simplifier ces simulations numériques, les hypothèses suivantes sont faites :

- La température ambiante est constante et égale à 20°C.
- Il n'y a pas d'influence de l'élévation de température sur les propriétés thermiques des matériaux (PLA et cuivre).
- Les pertes de chaleur sont constantes et uniformément réparties sur chaque tour des fils Litz.

Tout d'abord, l'élévation de température dans le système par convection naturelle a été déterminée. Le support de câble et les enroulements ont été maillés par des éléments de volume tétraédriques générés automatiquement. Il comporte 165 658 nœuds et 80 163 éléments. Pour obtenir ces résultats, 8 heures de temps CPU ont été nécessaires en utilisant un serveur PC avec 8 processeurs (3,6 GHz de processeur et 64 Go de RAM).

L'élévation de la température dans le coupleur électromagnétique torique est illustrée par la Figure IV-12 pour un coefficient de transfert de chaleur convectif de  $25 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ .

La température la plus élevée dans le coupleur électromagnétique est la température de l'enroulement qui est égale à  $471^\circ\text{C}$ . D'après le modèle mathématique présenté dans la section 2.1 de ce chapitre, l'élévation de température avec convection naturelle s'est avérée être de  $485^\circ\text{C}$ , ce qui signifie que la différence entre les deux méthodes n'est que de 2,9%.

La température atteinte est bien supérieure à la température limite supportée par le PLA. Il est bien évidemment obligatoire de mettre en place un système de dissipation thermique efficace afin d'éviter de dépasser la limite de température tolérée par le PLA. Par conséquent, le coefficient de transfert de chaleur par convection forcée doit être déterminé pour tenir compte de l'effet du fluide sur le solide. Généralement, ce coefficient peut être fourni en utilisant certains tests expérimentaux. Dans notre cas, ce coefficient est déterminé en utilisant l'approche analytique expliquée dans la section 2.1.

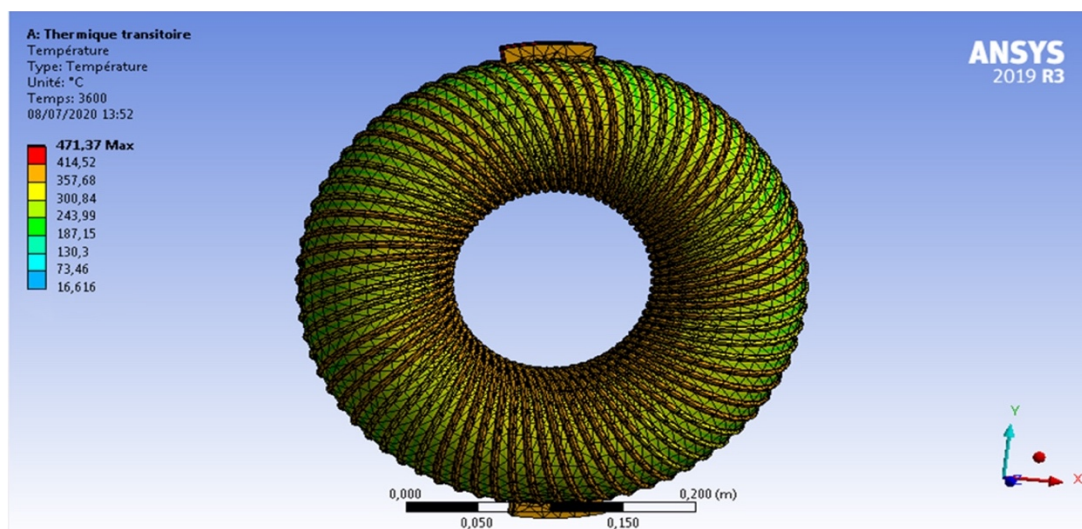


Figure IV-12 : Élévation de température du coupleur torique avec convection naturelle ( $h = 25 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ) modélisée en 3D avec le logiciel ANSYS Fluent.

A partir des résultats de la Figure IV-10 et tenant compte des dimensions du coupleur électromagnétique (Figure IV-11), du flux de chaleur de  $4,5 \text{ kW}$  et de la température extérieure de  $20^\circ\text{C}$ , la valeur calculée du coefficient de transfert de chaleur externe est de

305 W/(m<sup>2</sup>K) pour les bobines primaire et secondaire ainsi que pour le support des câbles en PLA.

Comme illustrée par la Figure IV-13, la température maximale atteinte dans les enroulements primaire et secondaire est alors de 57°C et pour le support des câbles en PLA est de 38°C. Dans ce cas, les limites thermiques des différents composants du système sont respectées.

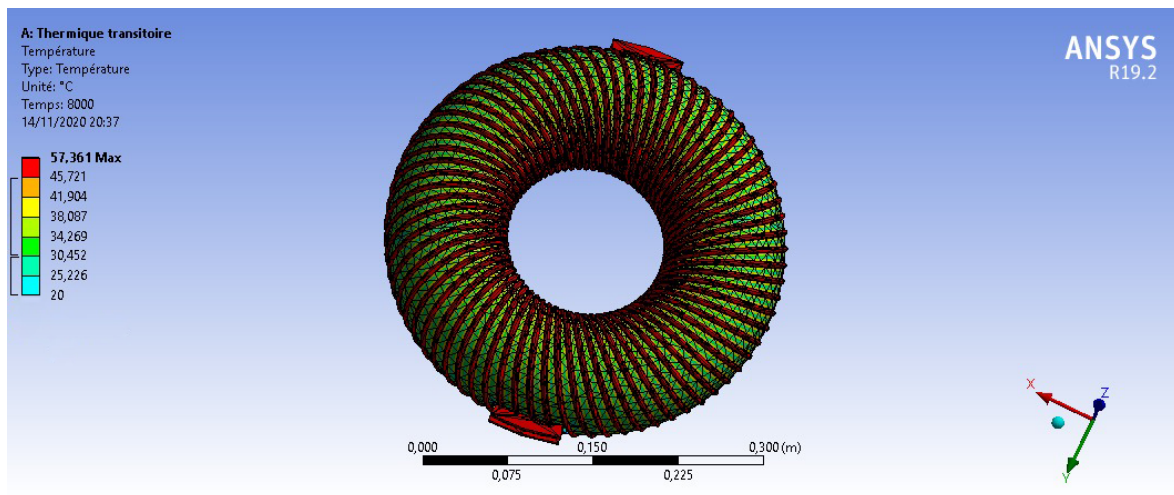


Figure IV-13 : Élévation de température du coupleur torique avec convection forcée ( $h = 305 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ ) modélisée en 3D avec le logiciel ANSYS Fluent.

La Figure IV-14 représente l'élévation de température du tube du coupleur électromagnétique à convection forcée en utilisant le modèle analytique développé dans la section 2.1. Pour un même coefficient de transfert de chaleur externe, la température maximale atteinte est de 332 K (60°C). Par rapport au modèle numérique, la différence entre les deux méthodes n'est que de 4,3%, ce qui montre une très grande cohérence entre les deux méthodes utilisées.

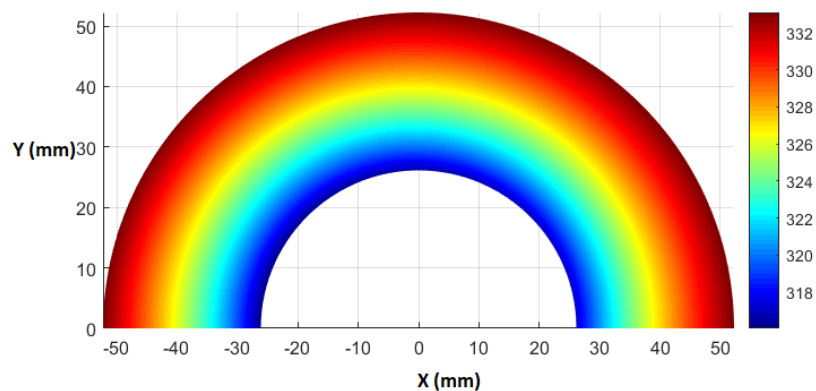


Figure IV-14 : Distribution de température au sein d'un demi-tube du coupleur torique avec convection forcée ( $h = 305 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ )

D'après les résultats de simulation présentés dans cette section, il est indispensable de changer le PLA (matériau pour les supports des câbles), sa température de fusion limitée complexifie la gestion thermique du coupleur électromagnétique.

Parmi les systèmes de refroidissement les plus répandus, on peut noter l'utilisation de ventilateurs de refroidissement [25]. Ces systèmes ont montré leur efficacité et leur simplicité mais ils peuvent s'avérer insuffisants pour les systèmes de fortes puissances induisant des pertes élevées tels que le nôtre.

En revanche, refroidir le coupleur torique avec un fluide à l'intérieur du support des câbles serait une solution plus efficace et innovante à condition de remplacer le PLA par un matériau avec une conductivité thermique plus élevée pour assurer un bon échange thermique comme cela a été discuté précédemment. Le problème d'étanchéité du matériau imprimé par technique filaire doit également être considéré.

En se basant sur le modèle analytique développé, nous avons étudié le cas d'un refroidissement interne par eau. Les propriétés thermophysiques du PLA ont été remplacées par les celles du TC poly présentées dans le Tableau IV-6 et qui présente l'avantage d'avoir une meilleure conductivité thermique et une température de fusion de 175°C.

Propriétés	Valeurs
Conductivité thermique	$k = 4 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$
Masse volumique	$\rho = 1450 \text{ kg.m}^{-3}$
Capacité calorifique	$C_p = 1100 \text{ J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$
Température de fusion	$T_{\text{fusion}} = 175^\circ\text{C}$

Tableau IV-6 : Propriétés thermophysiques du TC poly [98].

Pour une valeur du coefficient de transfert de chaleur interne fixe, nous avons fait varier le coefficient de transfert de chaleur externe. A partir de la Figure IV-15, nous remarquons qu'en augmentant le  $h_{\text{ext}}$  de 5 W/(m<sup>2</sup>K) à 20 W/(m<sup>2</sup>K), la température maximale diminue de quasiment 14 % pour les trois cas. Elle passe de 210 °C à 172 °C pour un  $h_{\text{int}} = 305 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$  et 192°C à 165°C pour un  $h_{\text{int}} = 400 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ .

En revanche, pour une même augmentation du coefficient  $h_{\text{int}}$ , la température diminue à peine de 5 %, elle passe de 208 °C à 192°C pour un  $h_{\text{ext}} = 5 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$  et de 172°C à 165°C pour  $h_{\text{ext}} = 20 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$ .

Comparé au PLA, la gestion thermique du TC poly semble plus réalisable :

- D'un côté sa température de fusion élevée permettrait de se contenter d'un refroidissement par air.
- D'un autre côté, grâce à sa conductivité thermique, il est même possible d'envisager un refroidissement interne.

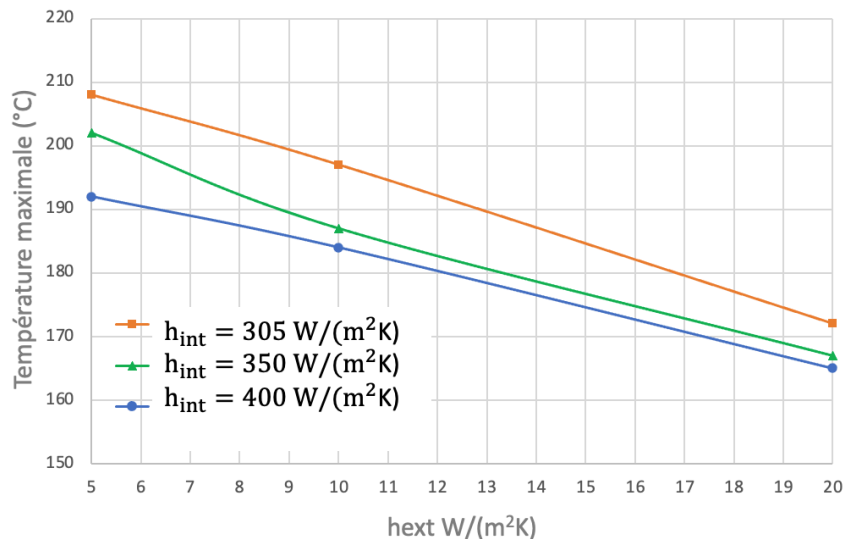


Figure IV-15 : Évolution de la température maximale du coupleur torique à 200 kW en fonction du coefficient  $h_{ext}$  pour ( $h_{int} = 305$   $W/(m^2K)$ ,  $h_{int} 350$   $W/(m^2K)$ ,  $h_{int} 400$   $W/(m^2K)$ ).

Pour assurer un refroidissement efficace du coupleur torique fonctionnant à haute puissance, il est peut-être plus judicieux de combiner deux solutions de refroidissement : un refroidissement interne (à l'intérieur du support des câbles) par eau en plus d'une utilisation de ventilateurs avec une faible vitesse pour assurer un refroidissement surfacique car la puissance est dissipée sur la surface extérieure du coupleur torique.

Une autre possibilité consisterait à remplacer les supports de câbles imprimés en 3D par des polymères chargés en céramique. Cette solution serait pénalisante au niveau de sa légèreté mais assurerait une gestion thermique plus aisée.

Dans ce contexte, un projet de recherche en cours entre le laboratoire IPREM et la société privée RESCOLL étudie une formulation avec un polymère thermostable qui a une tenue en température supérieure à 200°C. Elle intègre des charges de type nitrure de bore (céramique) pour avoir une bonne conductivité thermique. L'objectif du projet est de faire évoluer cette dernière de 0,2  $W/(m.K)$  pour le polymère seul à 2  $W/(m.K)$  pour le composite entier. A ce jour, les dernières formulations ont permis d'atteindre une conductivité thermique de 0,8  $W/(m.K)$ . Cette conductivité est six fois plus importante que celle du PLA.

En dépit de l'efficacité excellente du coupleur torique, la gestion thermique à très haut niveau de puissance s'avère complexe au vu des pertes Joule élevées dues aux fils de Litz. Pour simplifier la gestion thermique et pallier les problèmes de la résistance AC évoqués précédemment, un coupleur torique optimisé à dix enroulements a été développé.

### 3. Optimisation du coupleur électromagnétique : structure en D10

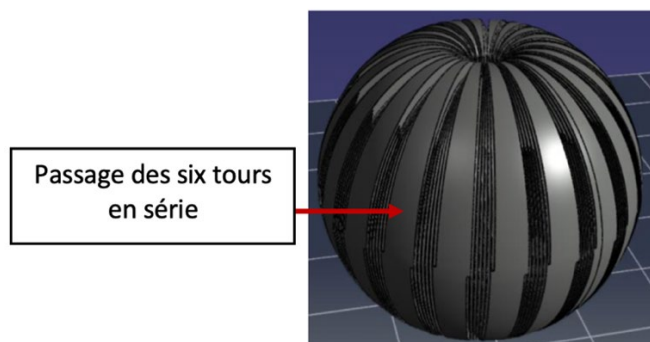
Les caractéristiques et la forme du coupleur électromagnétique torique optimisé sont identiques à celles du coupleur en forme de D démontable présenté dans la section 6 du Chapitre III avec une différence au niveau du nombre d'enroulements primaires et secondaires en parallèle et du nombre de tours pour chacun d'eux. Ce système est composé de dix enroulements primaires et de dix enroulements secondaires de six tours chacun. Le rayon extérieur du coupleur est le même : il est égal à 12 cm. Ce choix autorise diverses possibilités de connexions qui permettent de faire de ce coupleur un système élévateur ou abaisseur de tension ou simplement un coupleur isolant galvanique. C'est dans ce dernier mode qu'il sera, dans un premier temps, simulé et testé expérimentalement en haute puissance. Dans un second temps, le coupleur sera étudié par simulation numérique en tant qu'un potentiel élévateur de tension.

#### 3.1. Coupleur D10 : isolant galvanique

D'une façon totalement analogue aux précédents systèmes, l'étude commence par la modélisation numérique du coupleur torique. Ensuite, le prototype du système est réalisé et les mesures expérimentales des paramètres électriques du schéma équivalent, de l'efficacité DC-DC, de la densité du flux magnétique et du champ électrique sont présentées.

##### 3.1.1. Modélisation numérique et préparation de prototype

L'étude commence d'abord par la détermination numérique des paramètres électriques du schéma équivalent du coupleur torique. La Figure IV-16(a) montre le support des câbles avec le passage des six tours en série pour une meilleure tenue des câbles. Le rapprochement accru des enroulements primaires présentés en rouge (Figure IV-16(b)) et des enroulements secondaires présentés en bleu (Figure IV-16(b)) peut être remarqué à partir du rayon interne qui est très petit ne dépassant pas 1,2 cm.



(a)



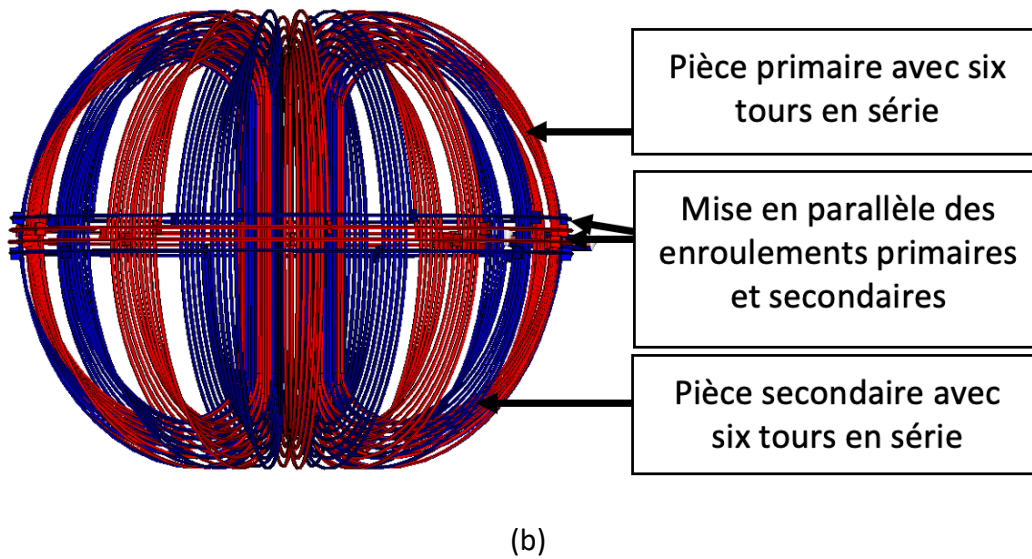


Figure IV-16 : Coupleur électromagnétique non démontable en forme D10 (isolant galvanique).

(a) : support des câbles montrant le passage des fils de Litz pour une meilleure tenue. (b) : système modélisé avec le logiciel CST. La partie primaire est présentée en rouge et la partie secondaire en bleue, les enroulements primaire et secondaire sont en forme de D et ils sont mis en parallèle.

Les paramètres électriques simulés sont récapitulés dans le Tableau IV-7. Avec une valeur de 0,82, ce coupleur a un coefficient de couplage important et un rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  proche de 1 ce qui va permettre d'améliorer l'efficacité du système.

Paramètres électriques	Résultats par modélisation
$L_1, L_2$	3,15 $\mu\text{H}$
M	2,59 $\mu\text{H}$
$L_\sigma$	1,03 $\mu\text{H}$
k	0,82
$R_{dc}$	9,42 m $\Omega$
$R_{ac}$	10,20 m $\Omega$
$R_{ac}/R_{dc}$	1,08

Tableau IV-7 : Paramètres électriques du coupleur non démontable en forme de D modélisés avec le logiciel CST en mode isolant galvanique.

Le prototype du coupleur électromagnétique a été construit. Pour optimiser le temps de l'impression du support des câbles, deux imprimantes 3D d'un volume de 51 litres et de 125 litres ont été utilisées. Le coupleur électromagnétique a été imprimé en quatre pièces que nous avons collé par la suite comme le montre la Figure IV-17.

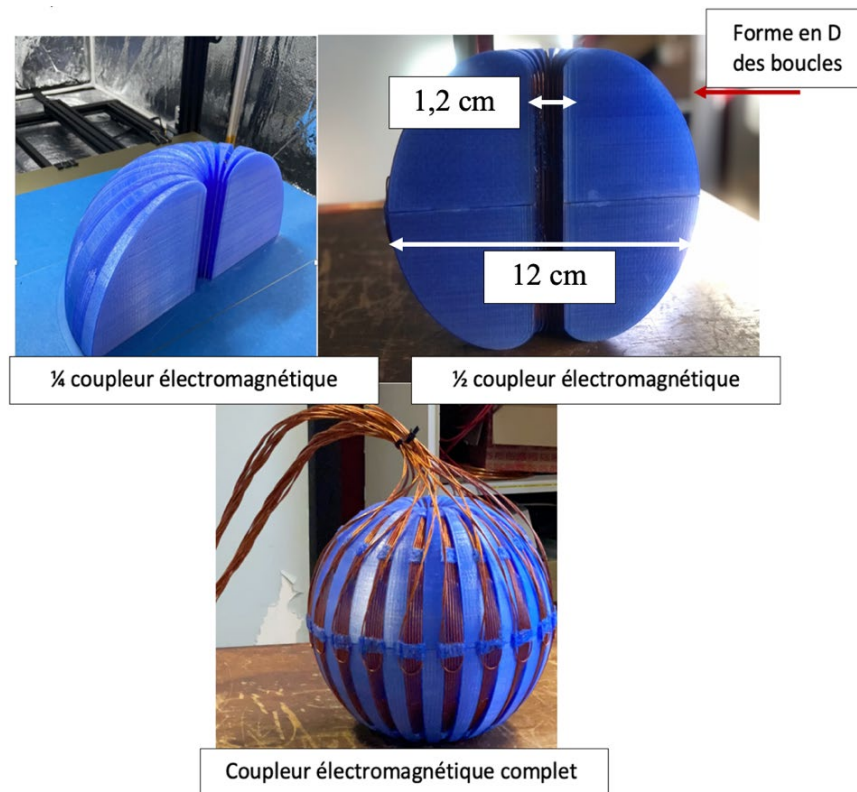


Figure IV-17 : Prototype du coupleur électromagnétique non démontable D10 en mode isolant galvanique.

Chaque section nécessitait presque trois jours d'impression, le coupleur entier a été imprimé en une semaine en utilisant les deux imprimantes et un kilo et demi de PETG (Polyéthylène Téréphtalate Glycolisé). Ce matériau, comparé au PLA, est plus résistant à la chaleur, plus résistant à l'humidité, plus flexible, moins cassant et peut être collé facilement. Sa température de fusion est de 90°C [99]. Comme pour le PLA, ce matériau n'est pas le choix le plus adapté pour un fonctionnement haute puissance. Il a été choisi pour sa facilité d'impression et il sera remplacé par la suite avec un autre matériau de meilleure conductivité thermique. A ce stade de l'étude, le but principal est d'évaluer les performances électriques du coupleur torique. La gestion thermique du système est une étape qui nécessite une étude plus avancée. Elle sera réalisée par la suite. C'est l'une des perspectives majeures de ce travail.

Ensuite, le coupleur a été bobiné avec un fil de Litz d'un diamètre de 1,9 mm de type 250 brins x 71  $\mu\text{m}$  pour les raisons évoquées dans la section 3 du Chapitre III.

Le poids total du coupleur électromagnétique est de 3 kg, il en résulte une densité de puissance gravimétrique de 105 kW/kg. Le volume du coupleur est de 7,5 dm<sup>3</sup> et sa surface est de 18 dm<sup>2</sup>, ce qui donne une densité de puissance volumique de 42 kW/dm<sup>3</sup> et une densité de puissance surfacique de 17,5 kW/dm<sup>2</sup>.

La modification des enroulements a rendu le système plus compact et plus léger, ceci est clairement visible au niveau de l'évolution des densités de puissance gravimétrique,

volumique et surfacique. Ces dernières sont quasiment trois fois plus élevées pour le système non démontable avec des enroulements en forme de D comparativement aux systèmes avec des enroulements circulaires.

Le Tableau IV-8 présente une comparaison entre les paramètres de circuits équivalents mesurés et simulés ainsi que l'erreur calculée entre les deux valeurs.

Paramètres électriques	Résultats mesurés	Résultats simulés	Erreur (%)
$L_1, L_2$	3,39 $\mu\text{H}$	3,15 $\mu\text{H}$	7,0
M	2,71 $\mu\text{H}$	2,59 $\mu\text{H}$	4,4
$L_\sigma$	1,20 $\mu\text{H}$	1,03 $\mu\text{H}$	14,1
k	0,80	0,82	2,5
$R_{dc}$	9,46 m $\Omega$	9,42 m $\Omega$	0,4
$R_{ac}$	11,70 m $\Omega$	10,20 m $\Omega$	12,8
$R_{ac}/R_{dc}$	1,23	1,08	12,2

Tableau IV-8 : Paramètres électriques mesurés et simulés du coupleur électromagnétique non démontable D10 en mode isolant galvanique.

La valeur de l'inductance propre mesurée est légèrement plus importante que celle estimée par simulation. Ce faible écart est dû à la longueur supplémentaire du fil de Litz utilisé pour les interconnexions.

En revanche, pour déterminer les valeurs des résistances DC et AC, la simulation a tenu compte de la longueur supplémentaire d'interconnexion. Les résultats expérimentaux et modélisés sont en bon accord avec un écart maximal de 12,2 %. Le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  est légèrement supérieur à 1 ce qui prouve que l'effet de proximité a été fortement réduit avec le fil de Litz de type 250 brins x 71  $\mu\text{m}$  mais qu'il n'est jamais complètement annulé.

La nouvelle structure du coupleur électromagnétique en utilisant la configuration adaptée du fil de Litz de type 250 brins x 71  $\mu\text{m}$  a permis de régler le problème de la résistance AC. Dans la section suivante, nous allons voir l'influence de cette amélioration sur les performances du système complet.

### 3.1.2. Essais expérimentaux

Comme pour les systèmes précédents, les essais expérimentaux ont été réalisés en régime pulsé et en mode recyclage de puissance. Le même modèle mathématique a été adopté pour l'estimation des pertes et de l'efficacité. Finalement, la densité du flux magnétique et le champ électrique ont été également déterminés expérimentalement pour s'assurer de la distance nécessaire afin de respecter la norme ICNIRP 2010.

Le coupleur torique D10 développé est intégré dans la chaîne de transfert de puissance inductif comme indiqué sur la photo de la Figure IV-18. La topologie de compensation adoptée est toujours la SS. Les inductances propres sont plus élevées pour ce système donc la valeur des capacités de résonance est plus faible : elle est égale à 200 nF. Pour obtenir cette valeur, quatre capacités de 50 nF sont mises en parallèle, il en résulte une résistance équivalente série de 0,375 m $\Omega$ . La résistance de la tige filetée a été mesurée à 8 m $\Omega$ .

De plus, une longueur de 50 cm de fil de Litz pour le primaire et pour le secondaire a été utilisée pour la connexion du coupleur électromagnétique avec les convertisseurs de puissance ce qui a engendré une augmentation de l'inductance propre de 50 nH. Cette inductance d'interconnexion a alors modifié légèrement la fréquence de résonance de 200 kHz à 192 kHz.

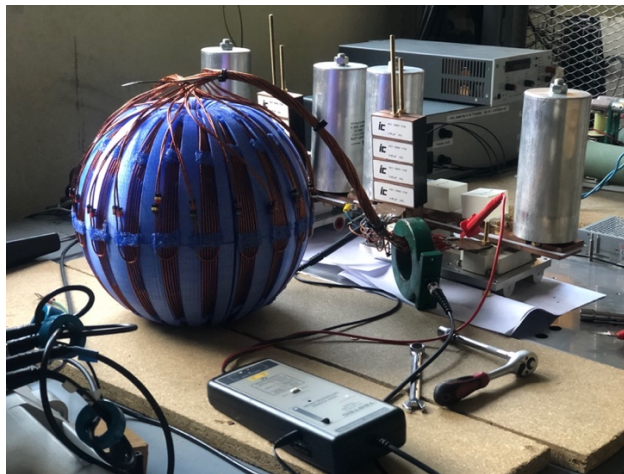


Figure IV-18 : Dispositif expérimental pour l'évaluation des performances du coupleur D10 optimisé.

Les formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant (coupleur électromagnétique et capacité de résonance) pendant la transmission d'une puissance moyenne de 316 kW à une fréquence de 192 kHz sont présentés sur la Figure IV-19.

Les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire sont de 392 A et 381 A respectivement. Les tensions maximales primaire et secondaire sont de 940 V et 1000 V. L'efficacité mesurée du coupleur électromagnétique est de 99,2 % pour une puissance moyenne d'entrée de 319 kW et de sortie de 316 kW.

Parmi les avantages principaux de ce système, on note que la valeur de l'inductance propre élevée permet de consommer moins de courant pour une tension d'entrée donnée, ce qui offre la possibilité d'augmenter la puissance transmise à 316 kW. En revanche, la section du fil de Litz est faible par rapport au courant circulant dans ces derniers. En mode continu, il sera indispensable de refroidir le fil de Litz afin qu'il ne soit pas détérioré.

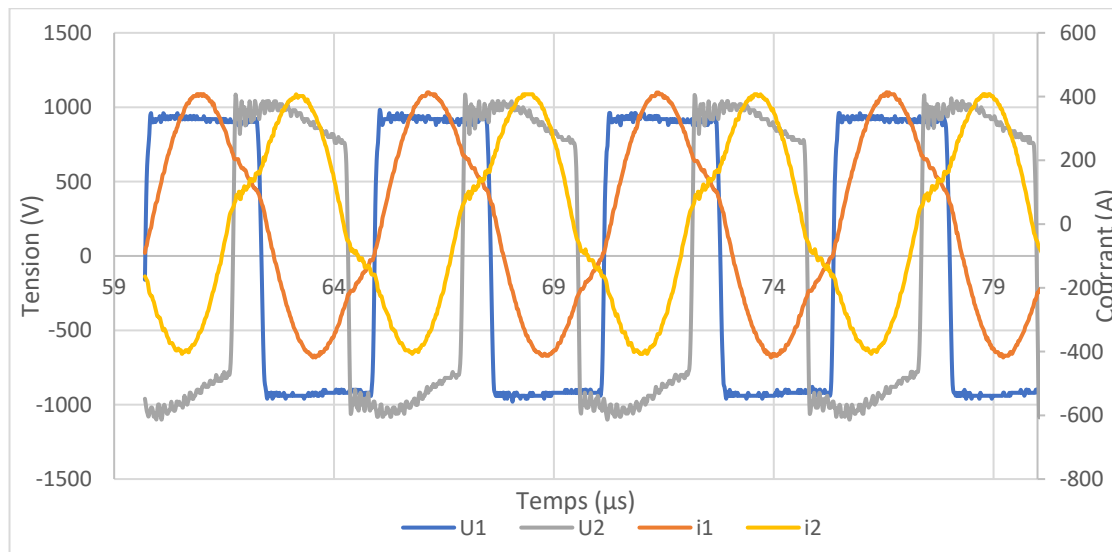


Figure IV-19 : Formes d'onde des courants et des tensions aux bornes du système résonant du système non démontable D10 (isolant galvanique).

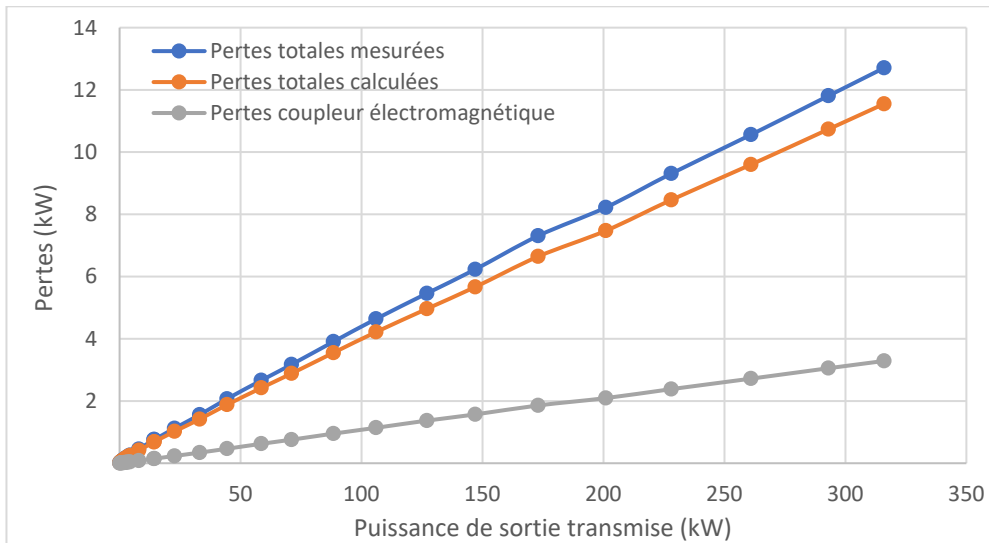
La Figure IV-20(a) présente les résultats de mesure des pertes DC-DC de toute la chaîne de transmission. A 316 kW, les pertes totales mesurées s'élèvent à 12,7 kW contre 11,6 kW pour les pertes totales estimées. A 200 kW, les pertes totales sont de 8 kW, comparé aux précédents systèmes présentés, les pertes totales ont chuté de presque de 3 kW pour la même puissance. Cette baisse contribuera à relâcher les contraintes thermiques.

La différence entre les résultats expérimentaux et les résultats analytiques est de 10 %. Ce faible écart confirme encore une fois la bonne précision du modèle analytique.

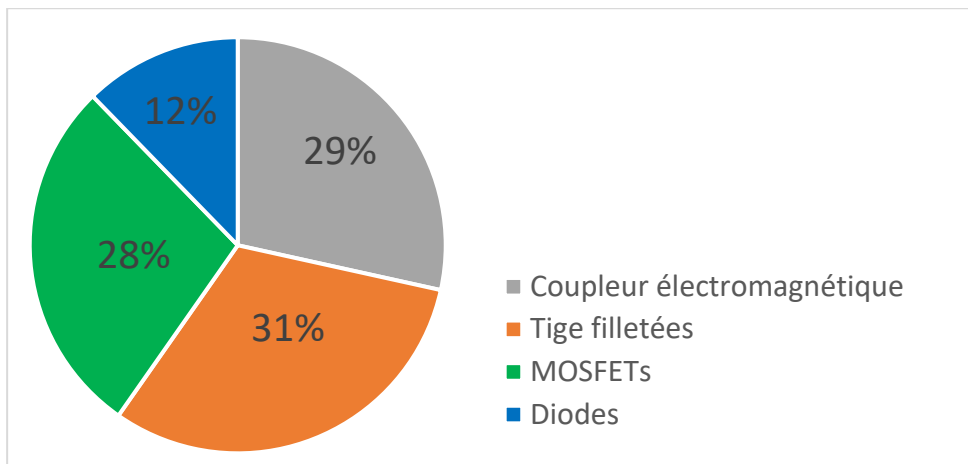
La Figure IV-20(b) présente la répartition des pertes dans la chaîne de transmission à 316 kW. Les pertes du coupleur électromagnétique sont égales à 3,3 kW et représentent 29 % des pertes totales. Ces pertes sont plus faibles de 23 % par rapport aux pertes dans le coupleur électromagnétique non démontable avec enroulements circulaires présenté dans la section 1.2.1 de ce chapitre. Elles sont aussi plus faibles de 16 % par rapport au coupleur démontable avec enroulements circulaires présenté dans le chapitre III pour une puissance transmise plus importante.

A 200 kW, les pertes du coupleur électromagnétique chutent d'à peu près 2,3 kW, soit 51 % par rapport au coupleur non démontable aux enroulements circulaires et de 50 % par rapport à son similaire en version démontable. Cette amélioration permettra de rendre plus aisée encore la dissipation thermique du coupleur torique.

Encore une fois, nous soulignons que des efforts devront être effectués pour réduire les pertes des tiges filetées, ces pertes contribuent à hauteur de 31 % des pertes totales.



(a)



(b)

Figure IV-20 : Comparaison entre données expérimentales et simulées du coupleur électromagnétique non démontable D10.

(a) : évolution des pertes totales mesurées et calculées ainsi que des pertes du coupleur électromagnétique en fonction de la puissance de sortie, (b) : répartition des pertes de la chaîne de transmission à 316 kW.

La Figure IV-21 présente l'évolution des efficacités DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie. L'efficacité DC-DC du système s'est également améliorée. A partir de 200 kW, elle se stabilise autour de 96 %. A 316 kW, elle est égale à 96,1 %

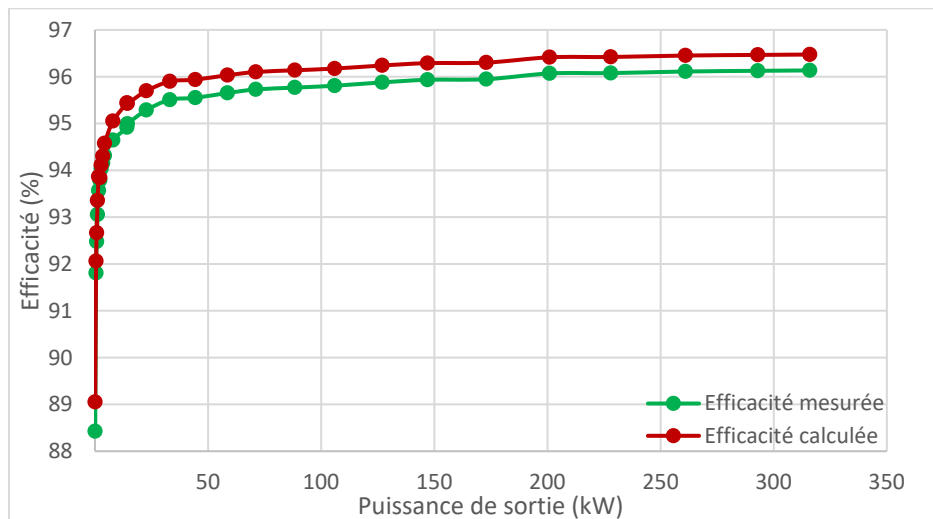


Figure IV-21 : Évolution de l'efficacité DC-DC mesurée et calculée en fonction de la puissance de sortie.

L'étude expérimentale se termine avec la vérification de la densité du flux magnétique et du champ électrique. Le Tableau IV-9 présente les mesures expérimentales ainsi que les résultats de simulation pour deux puissances différentes.

A 150 kW, selon l'axe X, la densité du flux magnétique est inférieure à 27  $\mu\text{T}$  à partir d'une distance de 25 cm à partir du centre du coupleur et le champ électrique est inférieur à 83 V/m à partir de 60 cm. Évidemment, à 316 kW, la norme ICNIRP 2010 est respectée à partir d'une distance supérieure. Pour la densité du flux magnétique, elle est respectée à partir de 28 cm et pour le champ électrique à partir de 70 cm.

Selon l'axe Z, la détermination de la distance pour laquelle la densité de flux magnétique est égale à 27  $\mu\text{T}$  n'était pas possible, le champ est inférieur à cette valeur au contact du coupleur. La hauteur totale du coupleur fait 35 cm et les mesures se font à partir du centre du coupleur. Pour 150 kW, à 20 cm à partir du centre du coupleur, soit à 3 cm de l'extrémité du coupleur, la densité du flux magnétique est déjà inférieure à 27  $\mu\text{T}$  et elle est égale à 11,5  $\mu\text{T}$ . Pour 316 kW, à 27 cm à partir du centre du coupleur, la densité du flux magnétique est égale à 13,3  $\mu\text{T}$ .

Ces courtes distances prouvent que le coupleur torique dont les enroulements sont en forme de D a une émission très réduite. Comparées aux précédents systèmes, ces distances ont diminué de près de 50 % pour une puissance transmise plus élevée.

La valeur du champ électrique est inférieure à la valeur préconisée dans la norme ICNIRP 2010 selon l'axe Z à 67 cm à partir du centre du coupleur pour une puissance de sortie de 150 kW et à 72 cm pour 316 kW.

Ces résultats montrent également une bonne concordance avec les résultats de simulation. L'erreur maximale selon l'axe X est égale à 8,5 %. Cette erreur est moins importante selon l'axe Z : elle est de 7 %.

Type de champ	Puissance de sortie (kW)	X (cm)			Z (cm)		
		Mesurée	Simulée	Erreur (%)	Mesurée	Simulée	Erreur (%)
Magnétique	150	25	24	4,0	-	-	-
Électrique	150	60	58	3,3	67	64	4,7
Magnétique	316	28	26	7,2	-	-	-
Électrique	316	70	64	8,5	72	67	7,0

Tableau IV-9 : Détermination de la distance, par mesure expérimentale et par simulation numérique 3D, à partir de laquelle la densité du flux magnétique et le champ électrique respectent la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique pour deux niveaux de puissance (150 kW et 316 kW).

Les performances prometteuses du coupleur D10 en mode isolant galvanique nous ont poussé à étudier ce coupleur en mode élévateur de tension. Ce dernier pourrait être un très bon candidat pour le transport de puissance entre deux points distants.

### 3.2. Coupleur D10 : élévateur de tension

La Figure IV-22 présente le coupleur D10 en mode élévateur de tension. Le primaire (en rouge) reste inchangé, il est constitué de dix enroulements en parallèle de six tours chacun. Le secondaire (en bleu) a été modifié : ses dix enroulements de 6 tours chacun sont maintenant mis en série.

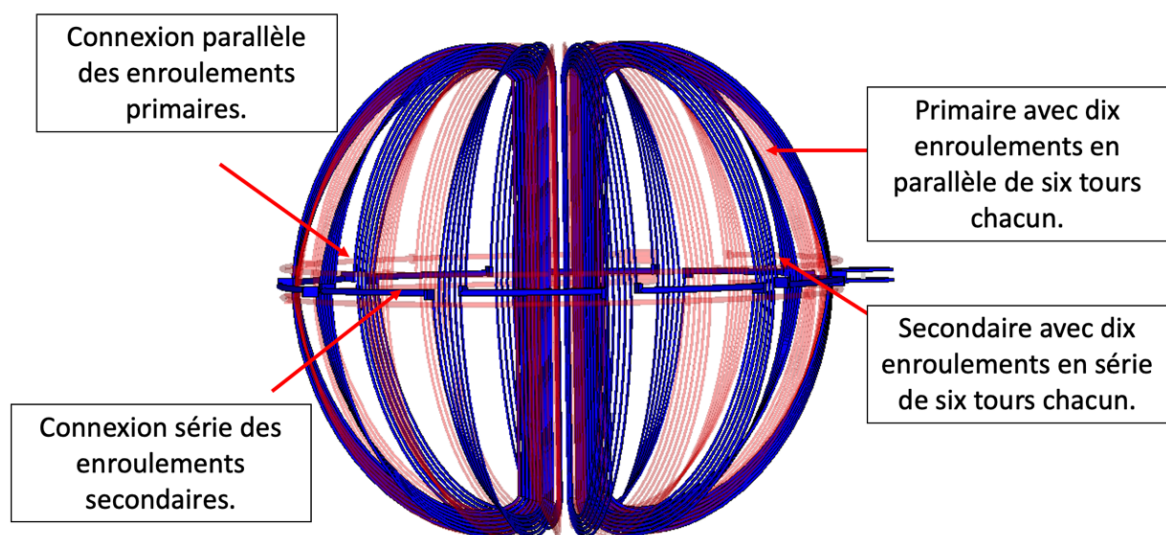


Figure IV-22 : Coupleur électromagnétique non démontable en forme D10 (élévateur de tension).

Pareillement pour ce système, la méthode proposée par M. Etemadzaei et al. [78] pour la modélisation du fil de Litz a été adoptée. Les paramètres électriques du coupleur dans sa fonction élévateur de tension sont récapitulés dans le Tableau IV-10.



Paramètres électriques	Résultats par modélisation
$L_1$	3,15 $\mu\text{H}$
$L_2$	300 $\mu\text{H}$
$M$	25,80 $\mu\text{H}$
$L_\sigma$	1,03 $\mu\text{H}$
$k$	0,82
$R_{dc1}$	9,42 $\text{m}\Omega$
$R_{ac1}$	10,20 $\text{m}\Omega$
$R_{dc2}$	942 $\text{m}\Omega$
$R_{ac2}$	1020 $\text{m}\Omega$
$R_{ac}/R_{dc}$	1,08
$B_x < 27 \mu\text{T}$	33 cm
$B_z < 27 \mu\text{T}$	37 cm
$E_x < 83 \text{V/m}$	65 cm
$E_z < 83 \text{V/m}$	67 cm

Tableau IV-10 : Paramètres électriques du coupleur non démontable en forme D10 modélisés avec le logiciel CST en mode élévateur de tension.

Évidemment, les paramètres électriques de la pièce primaire ainsi que le coefficient de couplage restent inchangés. En revanche, l'inductance propre secondaire et les résistances DC et AC secondaires sont plus élevées car les dix enroulements du secondaire sont en séries.

La densité du flux magnétique est inférieure à  $27 \mu\text{T}$  selon l'axe X à une distance de 33 cm et selon l'axe Z à une distance de 37 cm. Pour le champ électrique, la valeur de 83 V/m, qui correspond à la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique, est respectée à partir de distances de 65 cm et 67 cm selon les axes X et Z respectivement. Ces distances sont légèrement supérieures à celles mesurées dans le mode isolant galvanique.

Ensuite, le système global, y compris le modèle 3D du coupleur, a été simulé à l'aide du logiciel CST Design Studio avec une charge équivalente de  $250 \Omega$ . Cette dernière a été déterminée à partir de l'équation 2.22 du Chapitre II. Pour fonctionner à 200 kHz, des capacités de résonance d'une valeur de 201 nF au primaire et 2,11 nF au secondaire ont été utilisées comme le montre la Figure IV-23.

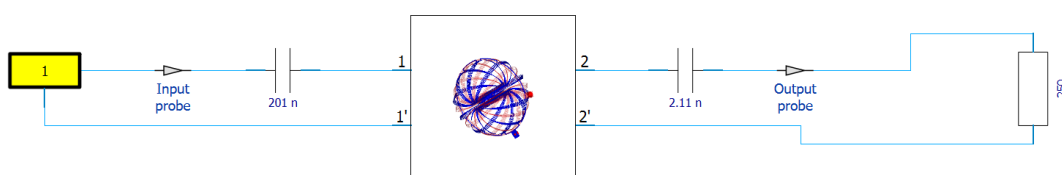


Figure IV-23 : Schéma électrique de la simulation globale combinant le modèle 3D avec les composants du circuit.

Pour évaluer l'efficacité du système, le signal de la tension d'entrée expérimentale du coupleur D10 en mode isolant galvanique a été injecté à l'entrée de la simulation. La Figure IV-24 montre les formes d'onde de la tension (en bleu) et du courant d'entrée (en orange), ces dernières sont en phase. La puissance moyenne injectée est égale à 235 kW pour une tension maximale de quasiment 1000 V et un courant efficace primaire de 332 A.

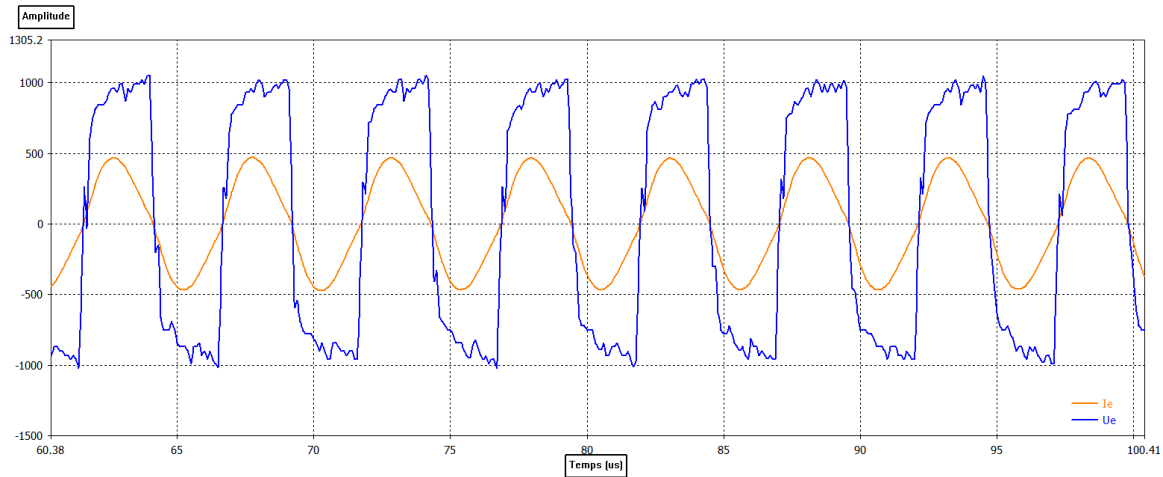
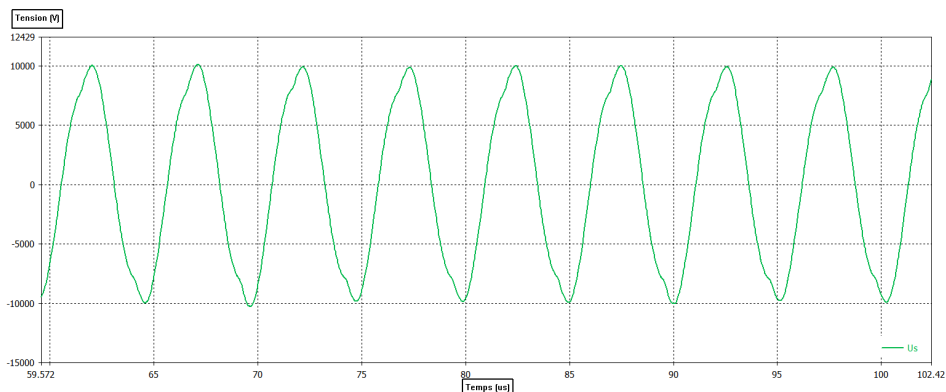


Figure IV-24 : Formes d'onde de la tension et du courant d'entrée du coupleur D10 (élévateur de tension).

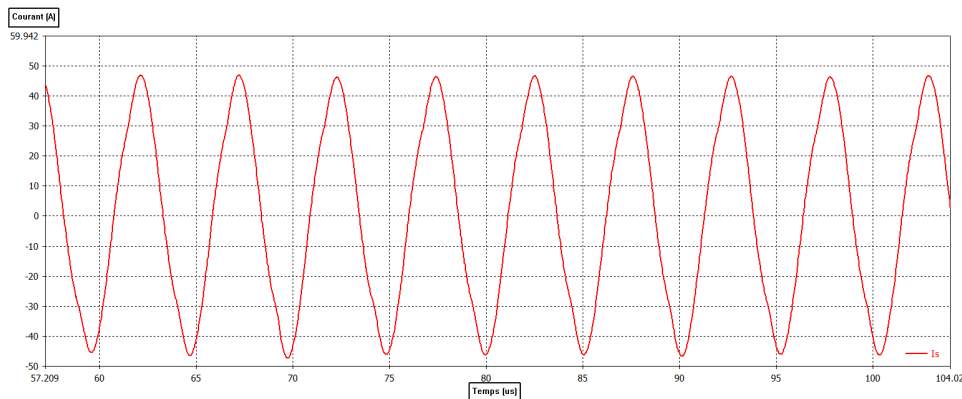
La Figure IV-25(a) montre la forme d'onde de la tension de sortie (en vert), comme prévue pour un élévateur de tension, la valeur maximale est multipliée par dix. La Figure IV-25(b) montre la forme du signal de courant de sortie (en rouge), sa valeur efficace est de 23 A.

La puissance moyenne de sortie est égale à 233 kW, l'efficacité du coupleur torique en mode élévateur de tension est de 99,1 %. Cette valeur est quasiment identique à celle mesurée expérimentalement en mode isolant galvanique.

En ce qui concerne l'efficacité DC-DC du système global, elle a été déterminée analytiquement en se basant sur le modèle mathématique présenté dans la section 1.2 du Chapitre III, elle est égale à 97 %. Par mesure expérimentale, cette dernière a été mesurée égale à 96,1 % en mode isolant galvanique. Cependant, pour la même tension d'entrée de 1000 V, la puissance transmise est plus faible, elle est de 233 kW en mode élévateur de tension contre 316 kW en configuration isolant galvanique.



(a)



(b)

Figure IV-25 : Formes d’onde à la sortie du coupleur D10 en élévateur de tension.

(a) : tension de sortie, (b) : courant de sortie.

Le Tableau IV-11 récapitule les pertes dans chaque bloc de la chaîne de transmission.

Pertes des MOSFETs (kW)	Pertes des capacités et tiges filetées (kW)	Pertes primaires du coupleur D10 en élévateur de tension (kW)	Pertes secondaires du coupleur D10 en élévateur de tension (kW)	Pertes des diodes (W)	Pertes totales (kW)
1,66	1,70	1,13	1,11	60	5,66

Tableau IV-11 : Pertes dans chaque bloc de la chaîne de transmission pour le coupleur D10 en élévateur de tension.

Les pertes dominantes sont les pertes du coupleur électromagnétique. Elles représentent 40 % des pertes totales. Les pertes du primaire et les pertes du secondaire du coupleur D10 sont quasiment identiques, certainement le courant primaire est dix fois plus élevé que le courant secondaire mais la résistance AC du fil de Litz secondaire est aussi dix fois plus élevée que la résistance AC primaire.

Les pertes des MOSFETs ne sont pas négligeables, elles s’élèvent à 1,66 kW et représentent 29 % des pertes totales.

Les pertes dans les diodes sont très faibles et ne représentent que 1 % des pertes totales, ce qui est normal car le courant efficace secondaire n’est que de 23 A seulement.

Les pertes des capacités de résonance et des tiges filetées ont été estimées en se basant sur les essais précédents, il est possible que ces pertes soient légèrement différentes lors des essais expérimentaux.

### 4. Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, pour étudier et anticiper des développements futurs, deux coupleurs électromagnétiques toroïdaux ont été développés. A la différence des coupleurs présentés dans le troisième chapitre, la structure a été simplifiée et n'est ici pas démontable. Le premier sert à une étude thermique, le second à une future élévation de tension.

La différence principale des systèmes présentés dans ce chapitre est liée à la géométrie des enroulements. Le premier a des enroulements circulaires tandis que le deuxième a des enroulements en forme de D. Leurs performances sont présentées ainsi :

- Le coupleur électromagnétique avec des enroulements circulaires fonctionne à 200 kHz. La puissance moyenne transmise est de 198 kW avec une efficacité de 97,7 % pour le coupleur et une efficacité de 95 % pour la chaîne de transmission complète.
- Pour le coupleur électromagnétique avec des bobines en forme de D, en mode isolant galvanique, la fréquence de fonctionnement avoisine 192 kHz. La compacité du système et la modification du type de fil de Litz ont permis d'améliorer l'efficacité du coupleur jusqu'à 99,2 % et d'augmenter la puissance moyenne transmise à une puissance qui dépasse 300 kW. L'efficacité DC-DC est aussi améliorée : elle est égale à 96 %.
- En mode élévateur de tension, bien que la puissance transmise soit plus faible, le coupleur D10 garde d'excellentes performances en termes d'efficacité et de rayonnement de champs magnétique et électrique. La modélisation 3D du coupleur D10 a montré que son efficacité est égale à 99,3 %. En intégrant ce coupleur dans la simulation circuit du système globale, l'efficacité DC-DC simulée est estimée à 97 %.

Pour évaluer expérimentalement le coupleur dans une configuration élévateur de tension, il faudrait développer un autre coupleur torique qui sera un abaisseur de tension. Ce dernier, sera utilisé à la sortie de la chaîne de transmission de puissance afin de baisser la tension produite pour revenir à la valeur de l'alimentation initiale.

Une étude de gestion thermique du coupleur électromagnétique en forme circulaire a été entreprise. Les points suivants ont été conclus :

- Le support des câbles est la partie la plus critique à gérer thermiquement car la température d'utilisation maximale du polymère est très limitée.

- Le PLA ne permettra pas un refroidissement interne car le matériau a une faible conductivité thermique et les pertes sont concentrées sur la surface externe du coupleur électromagnétique.
- Le PLA devrait être remplacé par un matériau plus conducteur de chaleur et avec une température de fusion plus élevée afin de simplifier la gestion thermique.
- Pour un refroidissement plus efficace, il est plus intéressant de combiner deux systèmes de refroidissement : un refroidissement par eau à l'intérieur du coupleur torique et par air forcé à l'extérieur du coupleur électromagnétique.
- Un modèle mathématique simplifié permettant de déterminer le coefficient de transfert de chaleur ainsi que l'élévation de température a été développé.

Une bonne concordance entre le modèle analytique simplifié et la modélisation numérique 3D a été obtenue (l'écart entre les deux méthodes ne dépasse pas 5 %). Ce qui démontre qu'il est possible de faire confiance au modèle analytique qui est plus rapide et plus facile à utiliser que les logiciels numériques 3D qui sont beaucoup plus complexes, plus lents et souvent très chers.

# Conclusion générale



## Conclusion générale

Ce travail de thèse, mené en collaboration entre l'entreprise EFFITECH et le laboratoire SIAME de l'UPPA, a été réalisé dans le cadre d'un programme RAPID dénommé CEMPER et financé par la DGA. L'objectif principal de cette thèse était de développer des coupleurs électromagnétiques toriques, sans aucun matériau magnétique, de très fortes puissances et à émissions réduites. Les systèmes devront répondre à la fois à des besoins civils et militaires.

Les différents systèmes développés utilisent la transmission de puissance par induction résonante. Compte tenu du contexte de la transition énergétique et environnementale, cette technologie est devenue un sujet au cœur de la recherche universitaire et industrielle.

Le Tableau présente un récapitulatif des caractéristiques et des performances des différents coupleurs électromagnétiques mis en œuvre dans le projet CEMPER.

La première génération des systèmes présente des performances prometteuses. Cependant, le problème de la résistance AC des fils de Litz a pesé grandement sur celles-ci. De plus, la faible valeur de leur inductance propre limite le transfert de puissance.

La seconde génération des coupleurs toriques a permis d'améliorer plusieurs points. La forme en D de leurs enroulements augmente le coefficient de couplage grâce à la proximité accrue des enroulements primaires et secondaires mais également l'inductance propre pour la même longueur de fil. Cette optimisation engendre la possibilité de transférer plus de puissance. Pour le même courant efficace de 400 A, la puissance transmise augmente de 200 kW à 316 kW voire 400 kW. De plus, l'utilisation d'un fil de Litz avec un nombre de brins réduit et donc un diamètre plus petit a limité l'effet de proximité inter-brins ce qui a eu pour effet de diminuer le rapport  $R_{ac}/R_{dc}$  et d'augmenter le coefficient de qualité. Cette amélioration engendre une augmentation de l'efficacité du coupleur torique et donc de l'efficacité DC-DC du système global. La répartition des pertes dans le système est modifiée. Les pertes du coupleur torique avec des enroulements circulaires étaient celles qui dominaient dans la chaîne de transmission. Elles ne le sont plus dans les systèmes avec le coupleur torique dont les enroulements sont en forme de D.

Le coupleur D10 en configuration élévateur de tension présente également d'excellentes performances en termes d'efficacité, d'amplification de tension et d'émission électromagnétique réduite. En revanche, la puissance transférée est plus faible et les pertes dominantes dans la chaîne de transmission sont ses pertes Joule.

Finalement, concernant la conformité à la norme internationale ICNIRP 2010 pour l'exposition publique, la densité du flux magnétique du coupleur torique en forme de D est inférieure à 27  $\mu\text{T}$  à une distance plus faible (moins de 37 cm) comparée aux coupleurs toriques avec boucles circulaires même pour une puissance transmise plus élevée.



## Conclusion générale

Pour le champ électrique, les deux générations de coupleurs semblent respecter la norme ICNIRP 2010 pour l'exposition publique à une courte distance (inférieure à 80 cm) même avec une puissance transmise plus élevée pour les coupleurs en forme de D.

Nom du coupleur	Ps (kW)	L (μH)	k	Q	$\eta_{\text{coupleur}}$ (%)	$\eta_{\text{DC-DC}}$ (%)	B = 27 μT à (cm)	E = 83 V/m à (cm)
Démontable avec enroulements circulaires	200	2,46	0,62	226	98,0	95,0	56	70
Non Démontable avec enroulements circulaires	198	1,73	0,64	158	97,7	94,5	41	72
Démontable avec enroulements en forme de D*	400	2,93	0,86	563	99,5	97,0	25	35
Non démontable avec enroulements en forme de D : isolant galvanique	316	3,39	0,80	361	99,2	96,1	28	72
Non démontable avec enroulements en forme de D : élévateur de tension*	233	L <sub>1</sub> = 3,15 L <sub>2</sub> = 300	0,82	378	99,1	97,0	37	67

Tableau 1 : Résumé des caractéristiques et des performances des différents coupleurs électromagnétiques étudiés dans le projet CEMPER.

Dès le début de ce manuscrit, nous avons souligné que les coupleurs électromagnétiques étudiés dans cette thèse ne pourront pas être utilisés actuellement pour le chargement sans-contact des véhicules électriques civils privés.

De nombreuses normes telles que la norme SAE J2954 dont la finalité est de standardiser les systèmes de charge par induction n'ont pas été prises en compte. Cette norme recommande une fréquence de fonctionnement égale à 85 kHz. Or, si nous souhaitons avoir un système compact et des convertisseurs d'électronique de puissance performants, nous sommes obligés de fonctionner à plus haute fréquence (200 kHz).

La norme a classé aussi les systèmes de charge par induction en fonction de leurs puissances nominales et de la distance entre la bobine primaire et secondaire. Ces puissances sont très faibles (22 kW maximum) et ne permettent donc pas de charger rapidement les

\* Les résultats présentés pour ce système sont les résultats de simulation : le prototype du coupleur électromagnétique n'a pas été développé au moment de la rédaction de ce manuscrit.

## Conclusion générale

véhicules électriques. Pour répondre aux contraintes militaires, des puissances plus importantes devront être mises en jeu et ceci n'est pas possible si la distance inter-bobines est grande. C'est pour cette raison que nous avons opté pour la géométrie torique. De plus, l'entrelacement du primaire et du secondaire améliore le coefficient de couplage et une puissance significative peut être transmise.

Malgré cela, la norme ICNIRP 2010 concernant l'exposition à la densité du flux magnétique et au champ électrique est respectée à une faible distance en dépit des courants importants générés. Nous soulignons que la structure torique a permis que le coupleur électromagnétique soit conforme à cette norme sans aucune utilisation d'écrantage magnétique. Ceci répond à une autre contrainte qui est la légèreté du système.

Avec l'apparition croissante des VEs, les systèmes de charge par induction seront amenés à se développer fortement et les normes internationales qui les organisent seront appelées à évoluer aussi afin de simplifier leur utilisation et contribuer à leur diffusion.

Plusieurs scénarios sont envisageables pour les systèmes du projet CEMPER. Ils seront facilement utilisables dans le domaine militaire pour le chargement ultra-rapide des véhicules électriques comme les drones étant donné que les normes régissant les systèmes de chargement inductif civils ne sont pas applicables dans le milieu militaire.

Toutefois, ils ont également un avenir dans le domaine du transport public. Une entreprise de bus électrique n'utilise pas forcément des stations de chargement publiques pour ses bus. Elle développe ses propres stations en répondant au mieux à ses besoins. À titre d'exemple, les systèmes de chargement sans contact de la société Bombardier fonctionnent à une fréquence de 200 kHz et arrivent à transmettre une puissance de 200 kW en rapprochant les bobines primaire et secondaire à une distance inférieure à 6 cm. Pour obtenir ces performances et faciliter l'utilisation de ces systèmes, cette entreprise n'a pas suivi les recommandations de la norme SAE J2954.

D'une façon totalement analogue, nos systèmes pourront contribuer à l'augmentation de l'utilisation des bus électriques en ville. Un bus électrique a besoin de dix heures en moyenne pour se charger en utilisant le chargement filaire classique, ce qui veut dire qu'après huit heures de travail et lors du changement de chauffeur, un autre bus devra être utilisé pour le prochain cycle. Nos systèmes de chargement de 200 kW permettraient de charger ces bus en 30 min en moyenne. De plus, si ces systèmes de chargement sans contact inductif sont placés aux arrêts et aux terminus des lignes, en fin de service, la batterie des bus reste alors chargée à 70 % ce qui réduira encore le temps nécessaire de chargement et le même bus pourra être utilisé pour un autre service de huit heures.

Le chargement sans contact n'est pas l'unique application possible pour les coupleurs électromagnétiques du projet CEMPER. Leurs compacités, leurs légèretés, leurs efficacités et l'absence des problèmes de saturation magnétique lui permettront d'être utilisés dans divers domaines tels que les réseaux intelligents.

## Conclusion générale

Les travaux de cette thèse offrent de nombreuses perspectives qui pourront être envisagées afin d'améliorer les performances des systèmes. En premier lieu, des améliorations au niveau des simulations numériques restent nécessaires. Puis, des essais expérimentaux supplémentaires seront à réaliser pour tendre vers des évolutions du banc d'essai en perfectionnant autant que possible chaque bloc de la chaîne de transmission.

Le modèle analytique développé pour estimer l'élévation de température des coupleurs électromagnétiques s'avère suffisant pour étudier la dissipation thermique des coupleurs électromagnétiques. Cependant, une modélisation de type CFD (Computational Fluid Dynamics) sera nécessaire lorsque le choix d'une solution de refroidissement interne et / ou externe du coupleur électromagnétique toroïdal sera décidé. Cette étude numérique permettra d'obtenir les coefficients d'échange convectif local en condition de refroidissement. De plus, il est indispensable de réaliser des essais expérimentaux pour obtenir l'élévation de température du coupleur torique afin de les confronter aux résultats du modèle analytique et du modèle numérique 3D. Évidemment, ces essais ne pourront pas être réalisés à pleine puissance sans un système de refroidissement par risque de détériorer le coupleur électromagnétique. Ils ne peuvent pas être réalisés non plus en mode pulsé car, comme expliqué précédemment, le but de ce régime est justement de ne pas avoir une montée de température lors du fonctionnement à haute puissance. La seule solution possible est de les réaliser à bas niveau de puissance en mode continu jusqu'à l'obtention d'une élévation de température significative mais inférieure à la température de fusion du matériau du support des câbles. Ensuite, il suffirait de refaire des simulations dans les mêmes conditions que l'essai expérimental et comparer les trois approches (expérimentale, analytique et numérique).

Lors des essais expérimentaux, des limites intrinsèques aux MOSFETs ont été identifiées par notre partenaire industriel. Ces limites correspondent aux valeurs élevées de l'inductance série équivalente des capacités de liaison et de l'inductance parasite de l'interface entre ces capacités et le module [100]. Pour obtenir les meilleures performances des modules SiC MOSFETs, ces deux paramètres devront être réduits. La société CREE a utilisé des techniques pour minimiser ces éléments parasites [101] et propose de nouveaux MOSFETs [101] plus performants qui pourront remplacer ceux utilisés actuellement. Ces MOSFETs permettraient de réduire les pertes du pont H de 44 % soit 1,8 kW de pertes au lieu de 3,2 kW (pour 316 kW en sortie). Les pertes du circuit rectificateur seraient réduites aussi de 35 %, soit 900 W au lieu de 1,4 kW, toujours pour une puissance de sortie de 316 kW.

Le système de commande de ces derniers devra également être modifié. Ce changement aura une incidence sur le niveau de la puissance transmise et sur l'efficacité globale de la chaîne de transmission.

Les résultats de simulation du coupleur D10 en configuration élévateur de tension ont démontré que ce dernier pourrait être un très bon candidat pour le transfert de puissance

## Conclusion générale

entre deux points distants. Néanmoins, des essais expérimentaux sont nécessaires afin de valider ces résultats.

Pour une application de transfert de puissance, il est indispensable d'avoir un coupleur électromagnétique éleveur de tension pour transporter la puissance sur quelques kilomètres à la sortie d'une source de production d'électricité. Ensuite, il faudrait un autre système abaisseur de tension pour pouvoir distribuer l'énergie électrique aux particuliers. Nous avons opté pour le test du coupleur torique dans la configuration d'un isolateur galvanique car c'est la configuration la plus simple à étudier en mode recyclage de puissance.

Pour évaluer expérimentalement le coupleur dans une configuration éleveur de tension, il faudrait développer un autre coupleur torique qui serait un abaisseur de tension. Ce dernier serait utilisé à la sortie de la chaîne de transmission de puissance afin de baisser la tension produite pour revenir à la valeur de l'alimentation initiale.

Finalement, il faut également souligner que, pour une application de chargement inductif des VEs, les éléments structurels nécessaires au montage de la bobine primaire sur le véhicule et la bobine secondaire sous-sol devront profondément être étudiés afin qu'ils soient conformes aux normes automobiles. Pour assurer un transfert de puissance efficace, un système de positionnement qui aidera à imbriquer les bobines primaire et secondaire est nécessaire. Ce dernier assurera que le transfert de puissance ne soit pas enclenché en cas de désalignement important des bobines.

Les résultats de simulation du coupleur D10 en configuration éleveur de tension ont démontré que ce dernier pourrait être un très bon candidat pour le transfert de puissance entre deux points distants. Néanmoins, des essais expérimentaux sont nécessaires afin de valider ces résultats.

Pour une application de transfert de puissance, il est indispensable d'avoir un coupleur électromagnétique éleveur de tension pour transporter la puissance sur quelques kilomètres à la sortie d'une source de production d'électricité. Ensuite, il faudrait un autre système abaisseur de tension pour pouvoir distribuer l'énergie électrique aux particuliers. Nous avons opté pour le test du coupleur torique dans la configuration d'un isolateur galvanique car c'est la configuration la plus simple à étudier en mode recyclage de puissance.

Pour évaluer expérimentalement le coupleur dans une configuration éleveur de tension, il faudrait développer un autre coupleur torique qui serait un abaisseur de tension. Ce dernier serait utilisé à la sortie de la chaîne de transmission de puissance afin de baisser la tension produite pour revenir à la valeur de l'alimentation initiale.

Finalement, il faut également souligner que, pour une application de chargement inductif des VEs, les éléments structurels nécessaires au montage de la bobine primaire sur le véhicule et la bobine secondaire sous-sol devront profondément être étudiés afin qu'ils soient conformes aux normes automobiles. Pour assurer un transfert de puissance efficace, un système de positionnement qui aidera à imbriquer les bobines primaire et secondaire est

## Conclusion générale

nécessaire. Ce dernier assurera que le transfert de puissance ne soit pas enclenché en cas de désalignement important des bobines.

# Bibliographie



## Bibliographie

- [1] M. Nicholas et D. Hall. "Lessons learned on early electric vehicle fast-charging deployments", *International Council on Clean Transportation*, page 54, 2018.
- [2] J.-P. Ferrieux, G. Meunier, B. Sarrazin, et A. Derbey, "Transfert d'énergie sans contact par induction en moyenne puissance", *Techniques de l'ingénieur* p. 24, 2018.
- [3] S. Valtchev, E. Baikova, et L. Jorge, "Electromagnetic field as the wireless transporter of energy", *Facta Universitatis: Electronics and Energetics*, vol. 25, no. 3, p. 171-181, 2012, doi: 10.2298/FUEE1203171V.
- [4] "Théorème d'Ampère", *Wikipédia*, consulté le : 17 mars 2020, [En ligne]. Disponible sur: [https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Th%C3%A9or%C3%A8me\\_d%27Amp%C3%A8re&oldid=168016671](https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Th%C3%A9or%C3%A8me_d%27Amp%C3%A8re&oldid=168016671).
- [5] "Loi de Lenz-Faraday", *Wikipédia*, consulté le 17 mars 2020, [En ligne]. Disponible sur: [https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Loi\\_de\\_Lenz-Faraday&oldid=167244250](https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Loi_de_Lenz-Faraday&oldid=167244250).
- [6] N. Tesla, "Apparatus for transmission of electrical energy", U.S. Patent, no 649,621, p. 4, 15 mai 1900.
- [7] G. I. Babat, "Electrodeless discharges and some allied problems", *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering*, vol. 94, n° 27, p. 27-37, janv. 1947, doi: 10.1049/ji-3-2.1947.0005.
- [8] H. E. Stephenson, J. C. Schuder, et J. W. Mackenzie, "Energy transport through tissue by inductive coupling", *The American Journal of Surgery*, vol. 114, n° 1, p. 87-94, juill. 1967, doi: 10.1016/0002-9610(67)90042-6.
- [9] I. Jabri, F. Ghodbane, A. Bouallegue, et A. Khedher, "Analysis of the Coreless Transformer in Wireless Battery Vehicle Charger", *24<sup>th</sup> Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monaco, mars. 2014, p. 1-6.
- [10] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, et M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", *Science*, vol. 317, no. 5834, p. 83-86, juill. 2007, doi: 10.1126/science.1143254.
- [11] B. Choi, J. Nho, H. Cha, T. Ahn, et S. Choi, "Design and Implementation of Low-Profile Contactless Battery Charger Using Planar Printed Circuit Board Windings as Energy Transfer Device", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, p. 140-147, févr. 2004, doi: 10.1109/TIE.2003.822039.
- [12] Wireless Power Consortium, consulté le 25 mars 2020. Disponible sur : <https://www.wirelesspowerconsortium.com/>
- [13] S. Y. R. Hui et W. W. C. Ho, "A New Generation of Universal Contactless Battery Charging Platform for Portable Consumer Electronic Equipment", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 20, n° 3, p. 620-627, mai 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.846550.
- [14] C. Sonntag, J. L. Duarte, et A. Pemen, "Load position detection and validation on variable-phase contactless energy transfer desktops", *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, sept. 2009, p. 1818-1825, doi: 10.1109/ECCE.2009.5316444



## Bibliographie

- [15] W. Zhang, "Inductive power transfer system and its application", Thèse de doctorat de The Hong Kong Polytecnic University, Chine, juin. 2014, consulté le : 30 oct. 2020. [En ligne]. Disponible sur: <https://theses.lib.polyu.edu.hk/handle/200/7425>.
- [16] J. C. Schuder, "Powering an Artificial Heart: Birth of the Inductively Coupled-Radio Frequency System in 1960", *Artificial Organs*, vol. 26, n° 11, p. 909-915, 2002, doi: 10.1046/j.1525-1594.2002.07130.x.
- [17] O. Knecht, R. Bosshard, J. W. Kolar, et C. T. Starck, "Optimization of Transcutaneous Energy Transfer coils for high power medical applications", *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander, Spain, juin 2014, p. 1-10, doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877190.
- [18] H. H. Wu, A. P. Hu, P. Si, D. Budgett, C. Tung, et S. Malpas, "A push-pull resonant converter with dual coils for Transcutaneous Energy Transfer systems", *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Xian, China, mai 2009, p. 1051-1056, doi: 10.1109/ICIEA.2009.5138362.
- [19] WiTricity, "Our Story WiTricity", consulté le 24 juill. 2019. Disponible sur : <https://witricity.com/company/our-story/>
- [20] WiTricity, "Drive11 Evaluation System", consulté le : 24 juill 2019. [En ligne]. Disponible sur: [http://witricity.com/wp-content/uploads/2017/01/DRIVE\\_11\\_20170104-1.pdf](http://witricity.com/wp-content/uploads/2017/01/DRIVE_11_20170104-1.pdf).
- [21] Evatran, "Buy Plugless Wireless EV Charging", *Plugless Power*, consulté le 24 juill 2019. Disponible sur : <https://www.pluglesspower.com/shop/>
- [22] R. W. Carlson et B. Normann, "Test Results of the PLUGLESS™ Inductive Charging System from Evatran Group, Inc.", *SAE Int. J. Alt. Power.*, vol. 3, n° 1, p. 64-71, avr. 2014, doi: 10.4271/2014-01-1824.
- [23] "HaloIPT to provide induction charging system for Phantom EE", *Green Car Congress*, consulté le 24 juill. 2019. Disponible sur : <https://www.greencarcongress.com/2011/03/haloipt-to-provide-induction-charging-system-for-phantom-ee.html>
- [24] Wave, "Wave | Wireless Advanced Vehicle Electrification | Inductive Charging», consulté le 24 juill. 2019 Disponible sur: <https://waveipt.com/>
- [25] R. Bosshard, "Multi-Objective Optimization of Inductive Power Transfer Systems for EV Charging", Thèse de doctorat, N° d'ordre : 23176, ETH Zurich, Suisse, 2015.
- [26] A. Hammoud, "Charge par induction de véhicules électriques : analyse du potentiel, limitations, nouveaux concepts", Thèse de doctorat de l'université de Montpellier, N° d'ordre : 2017MONT022, France, 2017, p. 148.
- [27] S. E. Shladover, « PATH at 20—History and Major Milestones », *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 8, no. 4, p. 584-592, déc. 2007, doi: 10.1109/TITS.2007.903052.
- [28] A. Caillierez, "Etude et mise en oeuvre du transfert de l'énergie électrique par induction : application à la route électrique pour véhicules en mouvement", Thèse de doctorat de l'université de Paris-Saclay, N° d'ordre : 2016SACL010, France, 2016, p. 171.

## Bibliographie

- [29] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, et C. T. Rim, "Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, p. 3666-3679, déc. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2160972.
- [30] S. Y. Choi et C. T. Rim, "Recent progress in developments of on-line electric vehicles", *2015 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, Hong Kong, China, déc. 2015, p. 1-8, doi: 10.1109/PESA.2015.7398964.
- [31] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong, et C. T. Rim, "Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics Power Electronics*, vol. 3, no. 1, p. 18-36, mars 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2343674.
- [32] G. G. Martínez, "Bombardier Primove: la recarga inductiva para autobuses", *Movilidad Eléctrica*, janv. 24, 2017, consulté le 25 juill. 2019. Disponible sur: <https://movilidadelectronica.com/bombardier-primove-induccion-autobuses/>
- [33] J. M. Miller, P. T. Jones, J.-M. Li, et O. C. Onar, "ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV's", *IEEE Circuits Systems Magazine*, vol. 15, no. 2, p. 40-53, 2015, doi: 10.1109/MCAS.2015.2419012.
- [34] O. C. Onar, J. M. Miller, S. L. Campbell, C. Coomer, Cliff. P. White, et L. E. Seiber, "A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging", *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, mars 2013, p. 3073-3080, doi: 10.1109/APEC.2013.6520738.
- [35] J. M. Miller, O. C. Onar, Cliff. P. White, C. Coomer, S. L. Campbell, L. E. Seiber, R. Sepe, et A. Steyerl, "Demonstrating Dynamic Wireless Charging of an Electric Vehicle: The Benefit of Electrochemical Capacitor Smoothing", *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, n° 1, p. 12-24, mars. 2014, doi: 10.1109/MPEL.2014.2300978.
- [36] P. Ning, J. M. Miller, O. C. Onar, C. P. White, et L. D. Marilino, "A compact wireless charging system development", *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, mars. 2013, p. 3045-3050, doi: 10.1109/APEC.2013.6520733.
- [37] V. Cirimele, M. Diana, N. El Sayed, F. Freschi, P. Guglielmi, et G. Piccoli, "An innovative next generation E-mobility infrastructure: The eCo-FEV project", *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, Florence, Italie, déc. 2014, p. 1-7, doi: 10.1109/IEVC.2014.7056230.
- [38] V. Cirimele, "Projet et intégration d'un système de transfert inductif pour les applications automobiles", Thèse de doctorat de l'université de Paris-Saclay et de Politecnico Di Torino, N° d'ordre : 2017SACL032, France, 2017, p. 188.
- [39] Qualcomm, "From wireless to dynamic electric vehicle charging: The evolution of Qualcomm Halo", mai 18 2017, consulté le 24 juill. 2019. Disponible sur: <https://www.qualcomm.com/news/onq/2017/05/18/wireless-dynamic-ev-charging-evolution-qualcomm-halo>
- [40] FZ. Boudara, M. Rivaletto, L. Pecastaing, A. S. De Ferron, S. Paquet, J.-P. Brasile, "Design and Development of High Efficiency 150 kW Very Compact PLA Core Electromagnetic Coupler

## Bibliographie

- for Highly Resonant Power Transfer Technology", *Journal of electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 12, no. 9, p. 131-144, sept. 2020, doi:10.4236/jemaa.2020.129011
- [41] FZ. Boudara, M. Rivaletto, L. Pecastaing, A. S. De Ferron, "Accurate 3D Numerical modeling and experimental verification of strongly coupled unshielded pulsed electromagnetic coupler for smart grids applications", *47<sup>th</sup> IEEE International Conference on Plasma Sciences (ICOPS 2020)*, virtual, déc. 2020.
- [42] FZ. Boudara, H. Bouzekri, Y. Benhammadi, P.-H. Cocquet, M. Rivaletto, L. Pecastaing, A. S. De Ferron, Y. Le Guer, "Heat Transfer in a Torus Electromagnetic Coupler Subjected to Cooling", *5th World Congress on Momentum, Heat and Mass Transfer*, oct. 2020, doi: 10.11159/enfht20.223.
- [43] FZ. Boudara, M. Rivaletto, L. Pecastaing, A. S. De Ferron, "Development of a 1MW pulsed air core electromagnetic toroidal coupler for wireless power transmission with reduced stray emission" *IEEE Pulsed Power and Plasma Science Conference*, Orlando, FL, USA, juin. 2019.
- [44] FZ. Boudara, L. Pecastaing, et M. Rivaletto, "Development of an air core electromagnetic coupler with reduced stray emission", *2<sup>nd</sup> ISP PhD Workshop*, Karlsruhe, Germany, déc. 2018.
- [45] L. Pecastaing, FZ. Boudara, N. Ibrahim, M. Rivaletto, A.S. De Ferron, T. Ress, B. Novac, "Recent pulsed power-based systems developed at the University of Pau", *IEEE 25<sup>th</sup> UK Pulsed Power Symposium, Loughborough*, UK, avr. 2019.
- [46] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, et C.-Y. Huang, "Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, p. 318-328, janv. 2013, doi: 10.1109/TIE.2011.2179274.
- [47] R. Bosshard, J. Muhlethaler, J. W. Kolar, et I. Stevanovic, "Optimized magnetic design for inductive power transfer coils", *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, mars 2013, p. 1812-1819, doi: 10.1109/APEC.2013.6520541.
- [48] M. Budhia, G. A. Covic, et J. T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, p. 3096-3108, nov. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2143730.
- [49] "Litz Wire - Litz Types & Construction", consulté le 24 mars 2020. Disponible sur: [http://www.litzwire.com/litz\\_types.htm](http://www.litzwire.com/litz_types.htm).
- [50] J. Mühlethaler et J. W. Kolar, "Optimal Design of Inductive Components Based on Accurate Loss and Thermal Models", *2012 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 160, Orlando, FL, USA, fév. 2012.
- [51] Z. Bi, T. Kan, C. C. Mi, Y. Zhang, Z. Zhao, et G. A. Keoleian, "A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility", *Applied Energy*, vol. 179, p. 413-425, oct. 2016, doi: 10.1016/j.apenergy.2016.07.003.
- [52] C.-S. Wang, G. A. Covic, et O. H. Stielau, "Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, n° 1, p. 148-157, févr. 2004, doi: 10.1109/TIE.2003.822038.

## Bibliographie

- [53] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (2009) ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields up to 300GHz, *Healthy Physics*, 97, 257-258.
- [54] Standard, S. A. E., "Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology", SAE International J2954, 2017, doi: 10.4271/J2954\_201711.
- [55] Standard, S. A. E., "Motor Vehicle Dimensions", SAE International J1100, 2009, doi: 10.4271/J1100\_200911.
- [56] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 3, no 2, p. 174-182, avr. 1988, doi: 10.1109/63.4347.
- [57] S. Chopra et P. Bauer, "Analysis and design considerations for a contactless power transfer system", *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Amsterdam, Netherlands, oct. 2011, p. 1-6, doi: 10.1109/INTLEC.2011.6099774.
- [58] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart, et J. F. Sanz, "Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 6, p. 2140-2149, juin 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2015359.
- [59] C. B. Auvigne, "Electrical and Magnetical Modeling of Inductive Coupled Power Transfer Systems », Thèse de doctorat de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Suisse, 2015, p. 162.
- [60] O. H. Stielau et G. A. Covic, "Design of loosely coupled inductive power transfer systems", *2000 International Conference on Power System Technology (PowerCon 2000)*, Proceedings (Cat. No.00EX409), Perth, WA, Australia, déc. 2000, vol. 1, p. 85-90, doi: 10.1109/ICPST.2000.900036.
- [61] Chwei-Sen Wang, O. H. Stielau, et G. A. Covic, "Load models and their application in the design of loosely coupled inductive power transfer systems", in *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology*. Proceedings (Cat. No.00EX409), Perth, WA, Australia, déc. 2000, vol. 2, p. 1053-1058, doi: 10.1109/ICPST.2000.897166.
- [62] K. Aditya et S. S. Williamson, "Design considerations for loosely coupled inductive power transfer (IPT) system for electric vehicle battery charging - A comprehensive review", *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Pékin, Chine, juin 2014, p. 1-6, doi: 10.1109/ITEC.2014.6861764.
- [63] K. A. Kalwar, M. Aamir, et S. Mekhilef, "Inductively coupled power transfer (ICPT) for electric vehicle charging – A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 47, p. 462-475, juill. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2015.03.040.
- [64] K. Aditya, M. Youssef, et S. S. Williamson, "Design considerations to obtain a high figure of merit in circular archimedean spiral coils for EV battery charging applications", *2015\_41<sup>st</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Yokohama, Japan, nov. 2015, p. 005396-005401, doi: 10.1109/IECON.2015.7392949.
- [65] J. L. Villa, J. Sallan, J. F. Sanz Osorio, et A. Llombart, "High-Misalignment Tolerant Compensation Topology For ICPT Systems", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 59, n° 2, p. 945-951, févr. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2161055.

## Bibliographie

- [66] M. Kiani et M. Ghovanlo, "A figure-of-merit for designing high-performance inductive power transmission links", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol.60, n° 11, p. 5292-5305, 2012, doi: 10.1109/TIE.2012.2227914
- [67] C.H. Jeong, H.S. Choi, et S.J. Choi, "FOM-rd plane: An effective design and analysis methodology for resonant energy link in inductive power transfer", *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, Ohio, oct. 2017, p. 4030-4034, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096703.
- [68] J.W. Lee, D.G. Woo, S.H. Ryu, B.K. Lee, et H.J. Kim, "Practical bifurcation criteria considering coil losses and compensation topologies in inductive power transfer systems", *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Osaka, Japan, oct. 2015, p. 1-6, doi: 10.1109/INTLEC.2015.7572435.
- [69] U. Iruretagoyena, A. Garcia-Bediaga, L. Mir, H. Camblong, et I. Villar, "Bifurcation phenomenon limits for three phase IPT systems with constant coupling coefficient", *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, Ohio, oct. 2017, p. 4851-4858, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096824.
- [70] R. Bosshard, U. Badstübner, J. W. Kolar, et I. Stevanović, "Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer", *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nagasaki, Japan, nov. 2012, p. 1-6, doi: 10.1109/ICRERA.2012.6477400.
- [71] O. Knecht, R. Bosshard, et J. W. Kolar, "High-Efficiency Transcutaneous Energy Transfer for Implantable Mechanical Heart Support Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 11, p. 6221-6236, nov. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2396194.
- [72] M. Dionigi, M. Mongiardo, et R. Perfetti, "Rigorous Network and Full-Wave Electromagnetic Modeling of Wireless Power Transfer Links", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 1, p. 65-75, janv. 2015, doi: 10.1109/TMTT.2014.2376555.
- [73] S. Y. R. Hui, W. Zhong, et C. K. Lee, "A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 29, n° 9, p. 4500-4511, sept. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2249670.
- [74] F. Allard, "Étude et réalisation de modulateurs à transformateurs résonant ou impulsif associé à un système d'éclateurs déclenchés fort courant", Thèse de doctorat de l'université de Pau et des pays de l'Adour, N° d'ordre : 2018PAUU3005, France, 2018
- [75] Logiciel d'analyse et de simulation électromagnétique (EM) 3D CST Studio Suite, <https://www.3ds.com/fr/produits-et-services/simulia/produits/cst-studio-suite/> (consulté le oct. 28, 2020).
- [76] S. Babic, F. Sirois, C. Akyel, et C. Girardi, "Mutual Inductance Calculation Between Circular Filaments Arbitrarily Positioned in Space: Alternative to Grover's Formula", *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 46, n° 9, p. 3591-3600, sept. 2010, doi: 10.1109/TMAG.2010.2047651.
- [77] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz", *IEEE Antennas and propagation Magazine*, vol. 48, no. 1, p. 157-159, New York, 2006.
- [78] M. Etemadzaei et S. M. Lukic, "Equivalent complex permeability and conductivity of Litz wire in wireless power transfer systems", *2012 IEEE Energy Conversion Congress and*

## Bibliographie

- Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, sept. 2012, p. 3833-3840, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342286.
- [79] "Fonction de Bessel", *Wikipédia*. juill. 11, 2020, Consulté le : sept. 08, 2020. [En ligne]. Disponible sur : [https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Fonction\\_de\\_Bessel&oldid=172829428](https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Fonction_de_Bessel&oldid=172829428).
- [80] P. Veselý, E. Horynová, T. Tichý, et O. Šefl, "Study of electrical properties of 3D printed objects", p. 5, 2018.
- [81] "Brochure LGM", Technical datasheet, consulté le 15 nov 2020, [En ligne] Disponible sur : [https://leguipagemoderne.pagesperso-orange.fr/catalogue/Brochure\\_LGM\\_FR.pdf](https://leguipagemoderne.pagesperso-orange.fr/catalogue/Brochure_LGM_FR.pdf)
- [82] B. Whitaker, A. Barkley, Z. Cole, B. Passmore, D. Martin, T. McNutt, A. Lostetter, J. Lee, K. Shiozaki, "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 5, p. 2606-2617, mai 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2279950.
- [83] G. Ortiz, M. Leibl, J. W. Kolar, et O. Apeldoorn, "Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications - Design and experimental verification", *2013 IEEE 10<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Kitakyushu, Japon, avr. 2013, p. 1285-1290, doi: 10.1109/PEDS.2013.6527217.
- [84] "Cree, cas300m12bm2-1795184 MOSFETs", Technical datasheet, consulté le 18 nov 2020. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.mouser.fr/datasheet/2/90/cas300m12bm2-1795184.pdf>.
- [85] "104HC1102K2SM6 illinois Capacitor", Technical datasheet, consulté le : 20 nov 2020, [En ligne] Disponible sur : [https://www.illinoiscapacitor.com/ic\\_search/hpr\\_capacitor\\_detail.aspx?icpartnumber=50209](https://www.illinoiscapacitor.com/ic_search/hpr_capacitor_detail.aspx?icpartnumber=50209)
- [86] "Pearson Current Monitor Model 3972", Thechnical datasheet, consulté le 16 nov 2020, [En ligne]. Disponible sur: <https://pearsonelectronics.com/pdf/3972.pdf>.
- [87] H. Horsin Molinaro et E. Vourc'h, "capteurs pour la mesure de courant", ENS Cachan, Université de Paris Saclay, consulté le 10 janv 2021, [En ligne]. Disponible sur: <https://eduscol.education.fr/sti/sites/eduscol.education.fr.sti/files/ressources/pedagogiques/6902/6902-capteurs-pour-la-mesure-de-courant-ens.pdf>.
- [88] "TT-SI-9010 voltage Monitor", Technical datasheet, consulté le 16 nov 2020, [En ligne]. Disponible sur : <http://www.farnell.com/datasheets/1824864.pdf>.
- [89] M. Magued, "Virtualisation de la mesure d'exposition du public général au champ magnétique basse fréquence dans le domaine de l'automobile", Thèse de doctorat de l'université de Paris-Saclay, N° d'ordre : 2018SACL015, France, 2018, p. 185.
- [90] SMP2 Probe, Technical datasheet, Consulté le 19 nov 2020, [En ligne]. Disponible sur : [https://www.wavecontrol.com/rfsafety/images/data-sheets/en/SMP2\\_Datasheet\\_EN.pdf](https://www.wavecontrol.com/rfsafety/images/data-sheets/en/SMP2_Datasheet_EN.pdf).

## Bibliographie

- [67] C.H. Jeong, H.S. Choi, et S.J. Choi, "FOM-rd plane: An effective design and analysis methodology for resonant energy link in inductive power transfer", *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, Ohio, oct. 2017, p. 4030-4034, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096703.
- [68] J.W. Lee, D.G. Woo, S.H. Ryu, B.K. Lee, et H.J. Kim, "Practical bifurcation criteria considering coil losses and compensation topologies in inductive power transfer systems", *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Osaka, Japan, oct. 2015, p. 1-6, doi: 10.1109/INTLEC.2015.7572435.
- [69] U. Iruretagoyena, A. Garcia-Bediaga, L. Mir, H. Camblong, et I. Villar, "Bifurcation phenomenon limits for three phase IPT systems with constant coupling coefficient", *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, Ohio, oct. 2017, p. 4851-4858, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096824.
- [70] R. Bosshard, U. Badstübner, J. W. Kolar, et I. Stevanović, "Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer", *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nagasaki, Japan, nov. 2012, p. 1-6, doi: 10.1109/ICRERA.2012.6477400.
- [71] O. Knecht, R. Bosshard, et J. W. Kolar, "High-Efficiency Transcutaneous Energy Transfer for Implantable Mechanical Heart Support Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 11, p. 6221-6236, nov. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2396194.
- [72] M. Dionigi, M. Mongiardo, et R. Perfetti, "Rigorous Network and Full-Wave Electromagnetic Modeling of Wireless Power Transfer Links", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 1, p. 65-75, janv. 2015, doi: 10.1109/TMTT.2014.2376555.
- [73] S. Y. R. Hui, W. Zhong, et C. K. Lee, "A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 29, n° 9, p. 4500-4511, sept. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2249670.
- [74] F. Allard, "Étude et réalisation de modulateurs à transformateurs résonant ou impulsionnel associé à un système d'éclateurs déclenchés fort courant", Thèse de doctorat de l'université de Pau et des pays de l'Adour, N° d'ordre : 2018PAUU3005, France, 2018
- [75] Logiciel d'analyse et de simulation électromagnétique (EM) 3D CST Studio Suite, <https://www.3ds.com/fr/produits-et-services/simulia/produits/cst-studio-suite/> (consulté le oct. 28, 2020).
- [76] S. Babic, F. Sirois, C. Akyel, et C. Girardi, "Mutual Inductance Calculation Between Circular Filaments Arbitrarily Positioned in Space: Alternative to Grover's Formula", *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 46, n° 9, p. 3591-3600, sept. 2010, doi: 10.1109/TMAG.2010.2047651.
- [77] Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz", *IEEE Antennas and propagation Magazine*, vol. 48, no. 1, p. 157-159, New York, 2006.
- [78] M. Etemadzaei et S. M. Lukic, "Equivalent complex permeability and conductivity of Litz wire in wireless power transfer systems", *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, sept. 2012, p. 3833-3840, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342286.

## Bibliographie

- [79] "Fonction de Bessel", *Wikipédia*. juill. 11, 2020, Consulté le : sept. 08, 2020. [En ligne]. Disponible sur : [https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Fonction\\_de\\_Bessel&oldid=172829428](https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Fonction_de_Bessel&oldid=172829428).
- [80] P. Veselý, E. Horynová, T. Tichý, et O. Šefl, "Study of electrical properties of 3D printed objects", p. 5, 2018.
- [81] "Brochure LGM", Technical datasheet, consulté le 15 nov 2020, [En ligne] Disponible sur : [https://leguipagemoderne.pagesperso-orange.fr/catalogue/Brochure\\_LGM\\_FR.pdf](https://leguipagemoderne.pagesperso-orange.fr/catalogue/Brochure_LGM_FR.pdf)
- [82] B. Whitaker, A. Barkley, Z. Cole, B. Passmore, D. Martin, T. McNutt, A. Lostetter, J. Lee, K. Shiozaki, "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 5, p. 2606-2617, mai 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2279950.
- [83] G. Ortiz, M. Leibl, J. W. Kolar, et O. Apeldoorn, "Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications - Design and experimental verification", *2013 IEEE 10<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Kitakyushu, Japon, avr. 2013, p. 1285-1290, doi: 10.1109/PEDS.2013.6527217.
- [84] "Cree, cas300m12bm2-1795184 MOSFETs", Technical datasheet, consulté le 18 nov 2020. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.mouser.fr/datasheet/2/90/cas300m12bm2-1795184.pdf>.
- [85] "104HC1102K2SM6 illinois Capacitor", Technical datasheet, consulté le : 20 nov 2020, [En ligne] Disponible sur : [https://www.illinoiscapacitor.com/ic\\_search/hpr\\_capacitor\\_detail.aspx?icpartnumber=50209](https://www.illinoiscapacitor.com/ic_search/hpr_capacitor_detail.aspx?icpartnumber=50209)
- [86] "Pearson Current Monitor Model 3972", Thechnical datasheet, consulté le 16 nov 2020, [En ligne]. Disponible sur: <https://pearsonelectronics.com/pdf/3972.pdf>.
- [87] H. Horsin Molinaro et E. Vourc'h, "capteurs pour la mesure de courant", ENS Cachan, Université de Paris Saclay, consulté le 10 janv 2021, [En ligne]. Disponible sur: <https://eduscol.education.fr/sti/sites/eduscol.education.fr.sti/files/ressources/pedagogiques/6902/6902-capteurs-pour-la-mesure-de-courant-ens.pdf>.
- [88] "TT-SI-9010 voltage Monitor", Technical datasheet, consulté le 16 nov 2020, [En ligne]. Disponible sur : <http://www.farnell.com/datasheets/1824864.pdf>.
- [89] M. Magued, "Virtualisation de la mesure d'exposition du public général au champ magnétique basse fréquence dans le domaine de l'automobile", Thèse de doctorat de l'université de Paris-Saclay, N° d'ordre : 2018SACLCO15, France, 2018, p. 185.
- [90] SMP2 Probe, Technical datasheet, Consulté le 19 nov 2020, [En ligne]. Disponible sur : [https://www.wavecontrol.com/rfsafety/images/data-sheets/en/SMP2\\_Datasheet\\_EN.pdf](https://www.wavecontrol.com/rfsafety/images/data-sheets/en/SMP2_Datasheet_EN.pdf).



## Bibliographie

- [91] A. Saket, B. Jandaghi, M. Moghaddami et H. Oraee, "Thermal Lumped Parameter Modeling of a Toroidal Transformer", *Electric Power Engineering & Control Systems (EPECS 2011)*, Lviv, Ukraine, nov. 2011.
- [92] T. Adrian, "Thermal Analysis of Toroidal Transformers Using Finite Element Method", *International Journal of Mathematics and Mathematical Sciences*, vol. 7, no. 4, p. 590-599, 2013, doi: 10.5281/zenodo.1082742
- [93] S. Aus der Wiesche, "Transient heat conduction in a torus: theory and application", *Heat and Mass Transfer*, vol. 38, no. 1-2, p. 85-92, nov. 2001, doi: 10.1007/s002310000187.
- [94] SD3S, "PLA matériau", *Technical datasheet*, consulté le : nov. 16, 2020. [En ligne]. Disponible sur : [https://www.sd3d.com/wp-content/uploads/2017/06/MaterialTDS-PLA\\_01.pdf](https://www.sd3d.com/wp-content/uploads/2017/06/MaterialTDS-PLA_01.pdf).
- [95] R. S. Alassar et M. A. Abushoshah, "Cooling of a Hot Torus", *Journal of Heat Transfer*, vol. 138, no. 4, avr. 2016, doi: 10.1115/1.4032149.
- [96] R. S. Alassar et M. A. Abushoshah, "Heat Conduction from Donuts", *International Journal of Mathematics and Mathematical Sciences*, vol. 1, no. 2, p. 126-130, 2013, doi: 10.7763/IJMMM.2013.V1.28.
- [97] Logiciel Free-Fem ++ disponible sur [www.freefem.org](http://www.freefem.org). Le code peut être trouvé à l'adresse <https://osur-devspot.univ-reunion.fr/phcocque/free-fem-steady-heat-equation-on-a-hollow-torus-with-convective-boundary-conditions>.
- [98] "PTC Poly properties", *Technical datasheet*, consulté le : nov. 16, 2020. [En ligne]. Disponible sur : [https://tcpoly.com/wp-content/uploads/2020/08/TDS\\_ice9\\_Rigid.pdf](https://tcpoly.com/wp-content/uploads/2020/08/TDS_ice9_Rigid.pdf)
- [99] PETG matériau, technical datasheet, consulté le 11 décembre 2020. Disponible sur : [https://prusament.com/media/2020/01/PETG\\_TechSheet\\_FRE.pdf](https://prusament.com/media/2020/01/PETG_TechSheet_FRE.pdf).
- [100] Cree, "design considerations for designing with cree sic modules part 2 : techniques for minimizing parasitic inductance". Consulté le 11 janv 2021. [En ligne]. Disponible sur : [https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/181/product/644/design\\_considerations\\_for\\_designing\\_with\\_cree\\_sic\\_modules\\_part\\_2\\_techniques\\_for\\_minimizing\\_parasitic\\_inductance.pdf](https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/181/product/644/design_considerations_for_designing_with_cree_sic_modules_part_2_techniques_for_minimizing_parasitic_inductance.pdf).
- [101] Cree, WAB400M12BM3 MOSFETs, Technical datasheet, consulté le 11 jan 2021. [En ligne]. Disponible sur : [https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/1653/Wolfspeed\\_WAB400M12BM3.pdf](https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/1653/Wolfspeed_WAB400M12BM3.pdf).