



Comprendre le monde,
construire l'avenir®



UNIVERSITE PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE

Sciences et Technologie de l'Information, des Télécommunications
et des Systèmes

Laboratoire de *Génie Electrique de Paris (LGEP)*

DISCIPLINE : Génie Electrique

THÈSE DE DOCTORAT

Soutenance prévue le 09/12/2014

par

Mohammad IBRAHIM

Analyse d'Interopérabilité d'un Système de
Recharge Sans Contact pour le Véhicule Electrique

Composition du jury :

Directeur de thèse :

Encadrants :

Rapporteurs :

Examineur :

Membres invités :

Lionel PICHON

Adel RAZEK

Laurent BERNARD

Christian VOLLAIRE

Jean Paul FERRIEUX

François COSTA

Olivier CAYOL

Dimitrios LADAS

Directeur de Recherche CNRS

Directeur de Recherche CNRS Emérite

Ingénieur de Recherche CNRS

Professeur des Universités à l'UCB Lyon

Professeur des Universités à l'UJF Grenoble

Professeur des Universités à l'IUFM Créteil

Project Manager EV Advanced Technology (RENAULT)

PhD, EV Charging Systems (Schneider Electric)

Table des Matières

Résumé.....	5
IV.1. Introduction générale	7
IV.2. Etat de l'art.....	10
IV.2.a. Couplage inductif (CI)	11
IV.2.b. Transformateur à couplage inductif (TCI)	11
IV.2.c. Modèle électrique de TCI.....	12
IV.2.d. Modélisation et caractérisation des TCI.....	13
IV.2.e. Compensation inductive et convertisseur à résonance	15
IV.2.f. Rayonnement de Système IPT.....	18
IV.2.g. Les Objectifs du projet CINELI et apports de la thèse	19
IV.3. Modélisation par éléments finis et analyse de l'interopérabilité.....	20
IV.3.a. Modélisation du coupleur inductif (CI).....	20
IV.3.b. Analyse de l'interopérabilité.....	24
IV.4. Système à résonance IPT et contrôle	27
IV.4.a. Comparaison entre les différentes topologies de compensation	27
IV.4.b. Topologie de compensation SS (L_{propre}) pour L'interopérabilité.....	31
IV.4.c. Système résonant complet et contrôle	33
IV.5. Essais expérimentaux d'interopérabilité et validation du modèle	36
IV.6. Conclusion générale et perspectives	39
Références	42

Résumé

Le développement de la recharge sans contact de batteries comporte divers avantages pour les véhicules électriques. Cette solution est facile à utiliser, robuste et résistante aux intempéries par rapport aux câbles généralement utilisés. Le principe est basé sur le couplage magnétique entre un émetteur et un récepteur. L'objectif de cette thèse est de contribuer à proposer une norme pour permettre l'interopérabilité, c'est-à-dire, permettre à plusieurs émetteurs de fonctionner avec des récepteurs de différents fournisseurs.

Comme le système doit aussi être tolérant au positionnement et doit respecter les recommandations concernant l'exposition humaine, de nombreuses configurations doivent être envisagées. Dans cette thèse, une modélisation avancée et fiable du système complet est proposée. La méthode des éléments finis est exploitée pour déterminer les caractéristiques électriques du coupleur inductif (inductances propres et mutuelles, facteur de couplage) dans différentes configurations de positionnement et d'interopérabilité. Ces valeurs permettent le dimensionnement du convertisseur à résonance. A ce stade différentes topologies de compensation sont considérées. Un modèle analytique au premier harmonique est mis en œuvre pour comparer les topologies et déterminer la fréquence de résonance globale du système. Un modèle circuit du système complet est ensuite développé pour évaluer précisément les courants et tensions. Enfin, un algorithme de régulation basé sur une méthode MPPT (Maximum Power Point Tracking) est évalué pour le réglage automatique de fréquence. A partir des courants calculés à la fréquence de résonance pour un point de fonctionnement nominal et grâce au modèle éléments finis incluant le châssis du véhicule le champ magnétique rayonné est calculé et comparé aux valeurs limites recommandées. A chaque étape de la modélisation, la sensibilité du système aux paramètres de configuration (positionnement, interopérabilité) est analysée. Des mesures effectuées au niveau du coupleur inductif et sur le système complet sont aussi utilisées dans l'analyse et permettent de valider le modèle.

Mots-clefs: modélisation EM, topologies de résonances, électronique de puissance, interopérabilité, charge inductive.

IV.1. Introduction générale

L'industrie automobile connaît actuellement une transformation technologique majeure dans un contexte où les préoccupations environnementales sont à l'avant-garde. Restrictions en matière d'émissions de CO2 conduisent les constructeurs à travailler sur des concept-cars "propres" comme le véhicule électrique (VE) et véhicule électrique hybride (VEH). Ces véhicules utilisent actuellement une liaison régulière par câble pour la recharge (de la batterie à bord) dans des stations de recharge (Figure 1) [1].

Bien que ce type de charge, développé au cours des dernières années, soit connu pour être très rapide (~ 15-30 min) pour une charge complète de la batterie de VE avec de l'énergie propre, il peut comporter des éléments fastidieux et/ou gênant pour l'utilisateur qui traite avec le chargeur des câbles qui doivent être branchés à la station. En outre, le câble de charge doit être vérifié pour l'entretien, n'est pas facile à manipuler, il peut être sale à cause du contact avec le sol et implique des mouvements fastidieux quotidiens. Dans ce contexte, afin d'éviter les inconvénients des câbles, la recharge sans contact (recharge sans fil) (Figure 1), est une solution alternative intéressante offrant plus de souplesse.

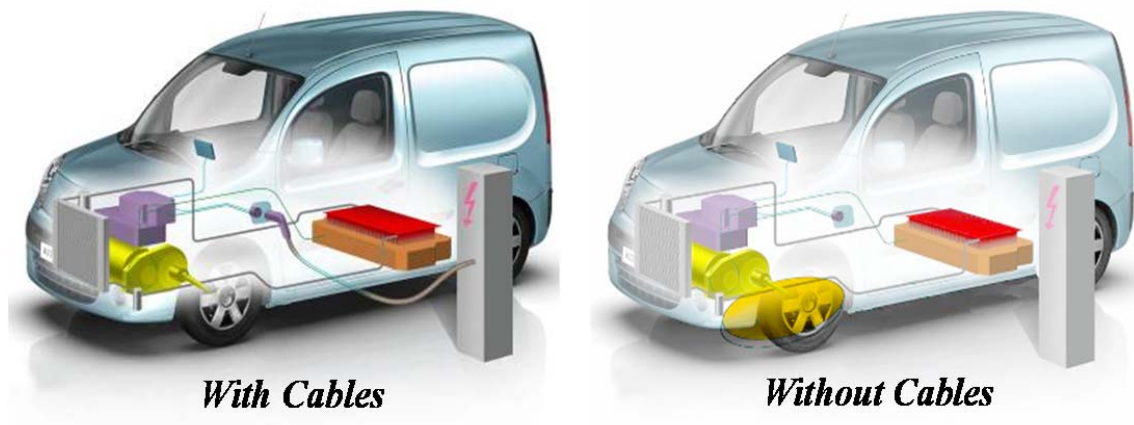


Figure 1: Recharge de batterie pour VE de type KANGOO-RENAULT: avec et sans câbles

Après la première charge sans contact réalisée dans le cadre du projet PRAXITELE développé à Saint-Quentin en Yvelines, France (1997-1999) en utilisant le paiement de la

facturation électrique comme le montre la Figure 2 [1], le projet CINELI (Charge Inductive Électrique Interopérable) a été annoncé et lancé en mai 2011.



Figure 2: Recharge de la batterie sans fil VE PRAXITELE utilisant le paiement de la facturation électrique

Le but de ce projet par rapport à PRAXITELE concerne la tolérance sur le positionnement au parking et l'exigence d'éviter un système mécanique pour élever l'antenne du sol. CINELI, vise à développer un standard pour l'interopérabilité entre les systèmes de tarification de contact pour les batteries de véhicules électriques par couplage inductif (CI). Un véhicule de n'importe quel fabricant conforme à la norme doit pouvoir être chargé sur une boucle inductive intégrée au sol. Ce projet se concentre sur le développement de différents systèmes de charge sans fil qui doivent finalement être compatibles. Le résultat permettra de définir des standards permettant la diffusion des véhicules électriques et donc une réduction des émissions de CO₂.

Le projet comprend quatre partenaires dont trois entreprises industrielles: Renault (RNO), Schneider Electric (SE), et Newtech Concept (NTC). Elles sont en charge des éléments pratiques et de tests. Le LGEP (Laboratoire de Génie Électrique de Paris) est le quatrième partenaire qui est responsable de tous les aspects théoriques dans le projet. Cette thèse décrit les objectifs et la synthèse des travaux. Le projet est labellisé par Movéo, et les organismes de financement sont: Oséo (Fond Unique Interministériel) et Ile-de-France. Le transfert de puissance inductif (IPT) pour charger une batterie EV est utilisé dans ce projet. Le VE testé est fabriqué pour un Renault KANGOO. Le système permettant la charge sans fil est représenté sur la Figure 3 [2]. La batterie est à bord du VE, et les bobines peuvent avoir différentes formes (circulaires et carrées). Le terme

«interopérabilité» doit être compris comme la capacité d'un système primaire (sol) et un système secondaire (de bord) qui ont été dimensionnés «indépendamment» (c'est à dire conçus par des fabricants différents) de travailler ensemble et d'assurer la charge de la batterie.

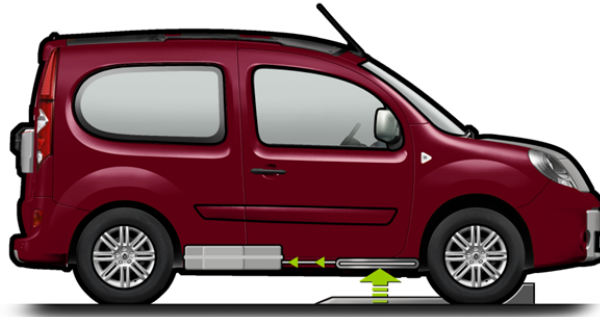


Figure 3: Recharge sans contact pour le VE de type KANGOO-RENAULT

L'architecture fonctionnelle générale pour le système global au sein du projet CINELI est montrée dans la Figure 4. Ce système est divisé en deux parties principales: primaire installé au sol et secondaire intégré au bord du VE. Ils comprennent: les boucles inductives, les circuits d'électronique de puissance, la batterie, les organes de contrôle et de communication (CAN/WiFi) entre les systèmes interopérables. Cet aspect de la communication n'est pas abordé dans ce mémoire de thèse.

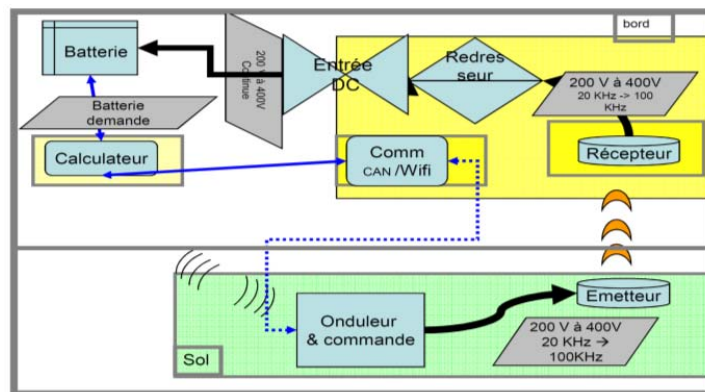


Figure 4: Schéma de principe du chargeur sans contact pour VE (KANGOO-RENAULT) par induction

IV.2. Etat de l'art

La recharge sans fil consiste à transférer de l'énergie à partir de la source à la charge, sans contact physique. Cette technologie peut être appliquée à la charge de la batterie d'un VE pour lequel la recharge quotidienne est obligatoire. Les aspects fastidieux et inconfortables dus à la connexion d'un câble pénalisent certains utilisateurs et peuvent entraver le développement des véhicules électriques. Une solution conviviale consiste à utiliser un système de transmission de puissance sans contact. Cette solution offre une facilité d'utilisation et une bonne robustesse au vandalisme [3]. Un schéma général pour le chargeur de batterie sans contact pour VE est représenté sur la Figure 5.

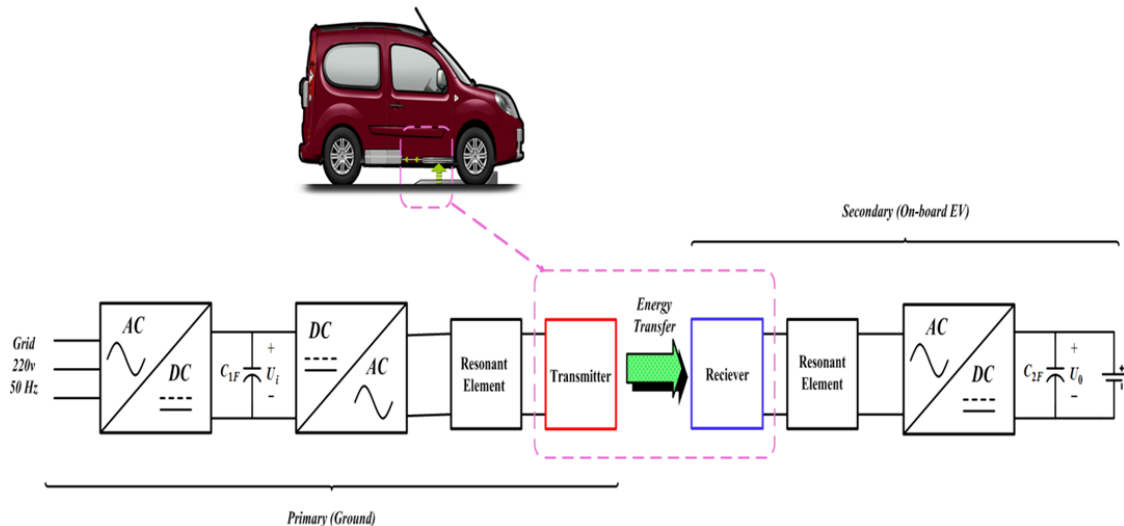


Figure 5: Schéma Général d'un chargeur sans contact pour VE

En raison de la grande distance entre les côtés primaire et secondaire, la liaison est faible. En conséquence, afin d'atteindre la puissance transférée souhaitée, la puissance réactive étant élevée l'utilisation d'éléments de résonance dans les deux côtés est nécessaire à titre de compensation pour assurer une bonne efficacité. De plus, les paramètres de sortie du côté de la charge doivent être réglés afin d'assurer que le chargeur fonctionne à une certaine tension avec le courant demandé par la batterie. De plus, le contrôle des paramètres de sortie doit assurer la protection de la charge.

IV.2.a. Couplage inductif (CI)

Dans l'histoire de la recharge sans fil, les scientifiques ont été confrontés à de nombreuses difficultés en raison de la puissance limitée qui peut être transférée à partir de l'émetteur de l'antenne vers le récepteur à cause d'une distance importante. De nos jours, et surtout à partir de 1978, le transfert d'énergie sans fil est appliqué dans différentes applications: VE [3]-[5], [6], [7], les applications biomédicales [8], les téléphones portables [9], les commandes de semi-conducteurs [10] et le chauffage par induction [11].

IV.2.b. Transformateur à couplage inductif (TCI)

De nombreuses formes de bobines peuvent être choisies à la fois pour les parties primaire et secondaire: circulaire, carrée ou elliptique comme illustré à la Figure 6. Les bobines fabriquées habituellement et utilisées dans cette application sont réalisées en fil de Litz isolé, pour lequel les effets de peau et de proximité sont très faibles dans la gamme de fréquences considérée [12].

Pour améliorer le couplage entre les bobines un blindage peut être utilisé pour augmenter l'inductance mutuelle M par l'augmentation du flux magnétique entre les bobines. Un matériau magnétique non conducteur est parfois ajouté en tant que blindage: les deux bobines sont prises en sandwich entre deux couches de blindage comme le montre la Figure 7 a) [13]. Des ferrites sont généralement utilisées parce qu'elles sont presque sans perte jusqu'à plusieurs centaines de kHz. Grâce à ce circuit magnétique, l'induction est principalement concentrée entre les deux bobines ce qui contribue à l'amélioration du couplage et permet d'éviter l'échauffement parties conductrices à proximité du coupleur inductif [14], [15].

Certains concepteurs ajoutent d'autres matériaux (comme l'aluminium) comme dans la Figure 7 b) qui couvrent les ferrites, qui dans certains cas peuvent également diminuer le flux de fuite, et agir comme protection supplémentaire [19]. Cette solution est coûteuse, augmente le poids embarqué dans le véhicule électrique et peut entraîner des pertes supplémentaires à des fréquences élevées en raison de la résistivité de l'aluminium [15], [16]. Cependant, dans une configuration réelle, la présence du châssis du VE au dessus du coupleur inductif peut également

être considérée comme une protection supplémentaire par rapport à des personnes ou des dispositifs qui sont à l'intérieur de la voiture.

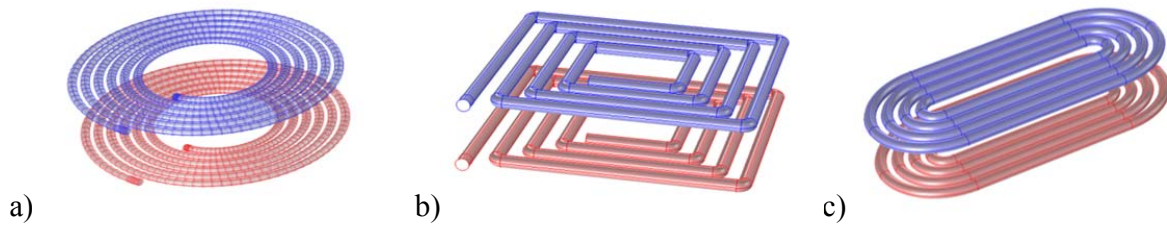


Figure 6: Formes des bobine de CI: a) circulaire, b) carrée et c) elliptique

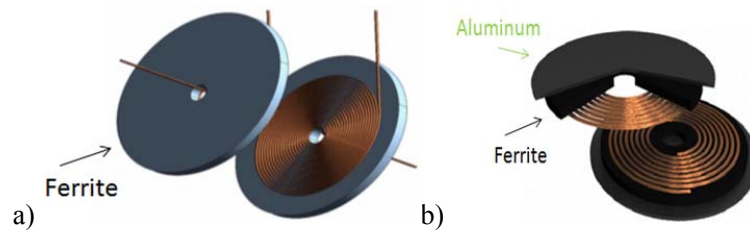


Figure 7: Bobines planaires avec blindage: a) 1 couche [16] b) 2 couches [18]

IV.2.c. Modèle électrique de TCI

Le courant alternatif fourni à la bobine d'émission (d'inductance propre L_1) génère un champ magnétique variable et donc un flux magnétique (Φ_{21}) à travers la région circulaire (S_2) à l'intérieur de la bobine d'inductance propre L_2 (Figure 8).

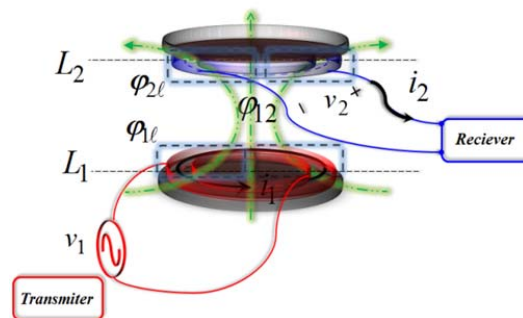


Figure 8: Schéma de TCI

L'inductance mutuelle entre les deux bobines est :

$$M_{12} = M_{21} = M \quad (1)$$

La qualité de la liaison entre les bobines est évaluée par le coefficient de couplage magnétique:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2)$$

Le modèle électrique équivalent de TCI peut être décrit comme dans la **Error! Reference source not found.** [17], [18], où :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + j\omega L_1 & -j\omega M \\ j\omega M & -(R_2 + j\omega L_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (3)$$

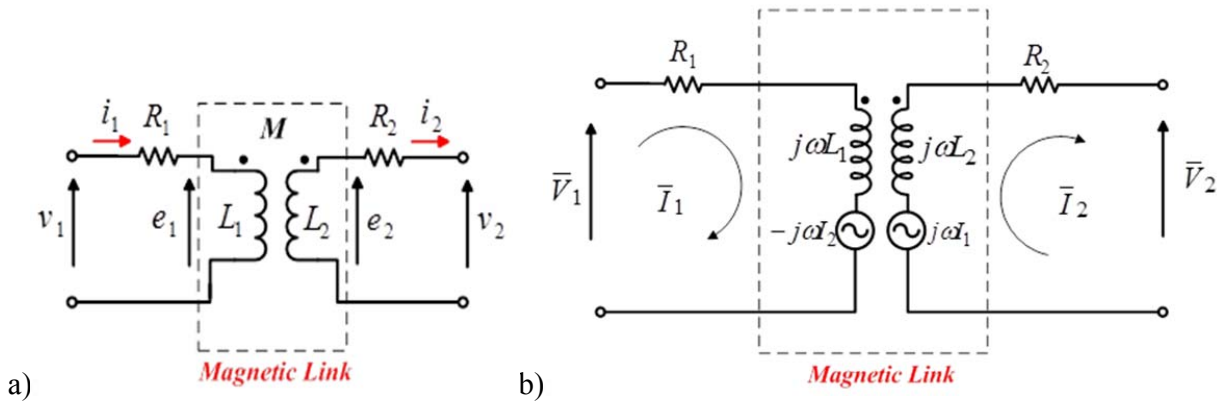


Figure 9: Schéma électrique des TCI : a) simplifié b) modèle fréquentiel

IV.2.d. Modélisation et caractérisation des TCI

La fréquence des systèmes IPT dépend de la puissance nominale de l'application. Les applications de faible puissance (dizaines de Watts) peuvent atteindre jusqu'à plusieurs MHz [19], [20], [21], alors que dans les applications avec des puissances nominales allant de quelques kW à plusieurs centaines de kW les fréquences sont limitées à quelques kHz ou dizaines de kHz [22], [21]. Dans cette gamme de fréquences, le champ magnétique généré par le TCI peut être étudié sous l'approximation quasi-statique magnétodynamique. En général, les calculs analytiques des champs magnétiques et les paramètres de TCI sont complexes, en particulier lorsque l'on considère les couches de ferrite (blindage). Par exemple, dans [14] et [15], les

fonctions de Bessel sont utilisées pour déterminer la distribution des champs électromagnétiques pour une géométrie à symétrie axiale. Toutefois, afin de gérer plus de géométries et configurations complexes, ces calculs peuvent être faits en utilisant des outils de modélisation électromagnétique. A titre d'exemple, en France, l'équipe du G2ELab a étudié une modélisation 2D axisymétrique de bobines circulaires de système IPT pour charger la batterie d'un VE en 1998 [16]. Récemment, cette équipe a également travaillé sur un système TCI pour un tramway avec la société ALSTOM. Une modélisation en 3D d'un TCI avec la forme représentée sur la Figure 6 c) a été réalisée. L'étude a mis en évidence l'impact des pertes totales du TCI et l'intérêt d'une optimisation de la géométrie. Dans l'étude de la performance des TCI les effets des variations des paramètres des TCI (bobines dimensions, la distance de l'entrefer, la géométrie de blindage, matériaux) sont cruciaux [14], [15], [6], [23], [24], [25]. En fait, de nombreux travaux ont été consacrés à la conception du système IPT (où les TCI sont au cœur de la conception) et de ses applications. Dans [15] les auteurs de l'Université de Saragosse (Espagne) ont effectué les calculs théoriques et analytiques pour les inductances propres et mutuelles de bobines planaires pour une application générale de transfert d'énergie sans fil en utilisant une modélisation 2D axisymétrique. Les auteurs ont étudié expérimentalement plusieurs paramètres inclus dans le modèle de TCI: la fréquence, la taille de la bobine, l'alignement, les propriétés du support qui peut être placé au-dessus et au-dessous de la ferrite pour former un système de couches (comme l'aluminium par exemple).

L'Université d'Auckland (Nouvelle Zélande) est considérée comme le leader dans ce domaine d'application. De nombreux papiers sont issus de ce centre pour la conception de la structure des TCI et pour l'optimisation de l'efficacité globale des systèmes et méthodes de contrôle. Comme exemple, un arrangement optimisé de ferrites est proposé dans [12] pour un pad d'alimentation. Le pad est l'ensemble qui décrit tous les matériaux inclus dans le côté primaire ou secondaire comme on le voit sur la Figure 10. Dans le cadre de la modélisation 3D par éléments finis, comme illustré sur la Figure 11, des pads circulaires ont été testés pour de nombreuses formes de ferrites (de couverture totale, barres) et des arrangements de barres de ferrite qui sont les plus adaptés selon le poids et le facteur de couplage k . Il a été conclu que les barreaux de ferrites étroits et espacés uniformément donnent la meilleure performance par rapport au poids pour un facteur de couplage désiré. De plus, les simulations dans [12], [26] pour le même centre

de recherche, incluent également l'influence de la variation de la distance et de la position de la bobine secondaire sur les paramètres électriques. Dans [3], les auteurs de l'Université de Sojo (Japon) ont étudié un TCI sans blindage en ferrite sur la bobine secondaire, ce qui le rend moins cher, mais peut provoquer un échauffement indésirable par les pertes dues aux courants induits, et conduire à des niveaux de champ rayonné pouvant dépasser les limites recommandées en termes d'exposition.

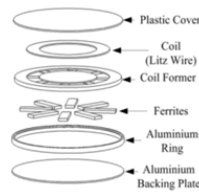


Figure 10: Pad de Puissance [15]

Pad Topology	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)
P_{in} at given Separation (VA)	100mm 3841 150mm 1236 200mm 435	100mm 3832 150mm 1212 200mm 420	100mm 3479 150mm 1102 200mm 383	100mm 2825 150mm 868 200mm 293	100mm 2480 150mm 775 200mm 264
No. of bars	32.5	31.5	33	21	18
Use (VA/cm ²)	3.34	3.44	2.98	3.80	3.89

Figure 11: Comparaison entre l'arrangement des ferrites pour les pads d'alimentation en [15]

IV.2.e. Compensation inductive et convertisseur à résonance

Comme mentionné précédemment, le TCI a un entrefer important qui provoque un couplage faible entre les deux bobines. En outre, la puissance réactive du transfert de puissance doit être compensée afin de transmettre la puissance maximale à la charge réelle. En conséquence, les condensateurs de résonance sont nécessaires pour annuler les parties réactives à fréquence donnée. La compensation est ici associée à une inductance donnée dans le modèle électrique. La compensation de l'inductance consiste à connecter un condensateur (en série (S) ou en parallèle (P) en fonction de la topologie) et choisir sa valeur de façon à annuler l'impédance équivalente à une fréquence donnée. La fréquence de résonance du système global (qui peut être différente de la fréquence considérée dans la compensation) est définie comme la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de la puissance en (4) est annulée.

$$S = P + jQ \quad (4)$$

où S est la puissance complexe (VA), P est la puissance réelle (W) et Q est la puissance réactive (VAR).

Il existe quatre topologies de circuit résonnant qui pourraient être utilisés dans le système IPT. Ils sont nommés d'après la manière d'insérer les condensateurs de résonance de chaque côté: connexion en parallèle (P) et/ou en série (S). Par conséquent, les topologies peuvent être décrites comme suit: SS, SP, PS et PP, elles sont représentées sur la Figure 12 [7], [27]. Les inductances et les condensateurs (C_1, C_2) sont déterminés de façon à annuler la partie réactive de la puissance transférée. Les circuits (L, C) au primaire et secondaire du coupleur permettent d'améliorer le transfert de puissance, de minimiser la puissance apparente de la source d'entrée et d'assurer une transmission de la puissance active à la charge [27], [28]. Les inconvénients sont les valeurs élevées de tension ou de courant relatifs aux composants de résonance.

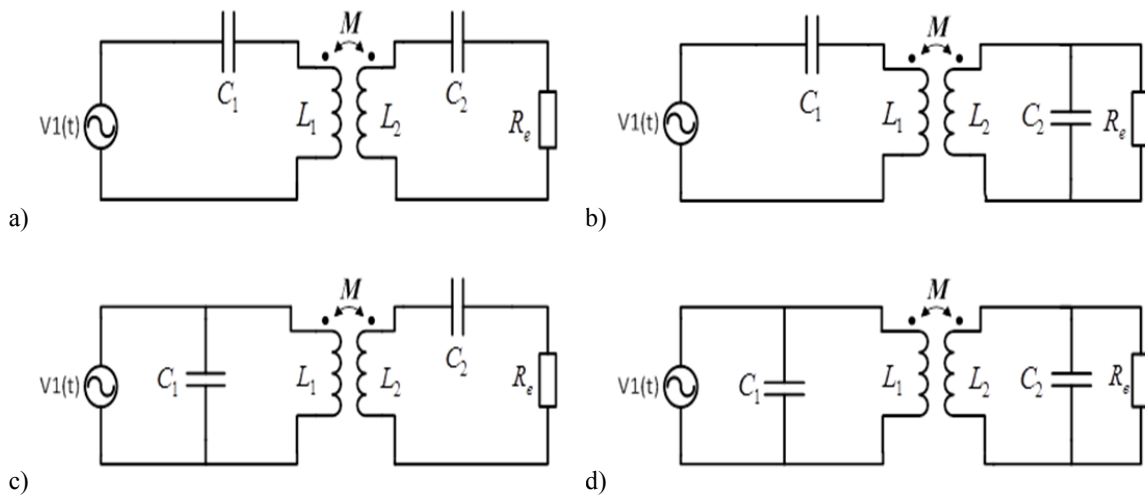


Figure 12: Topologies de résonance: a) SS b) SP c) PS and d) PP

Le développement de la technologie d'alimentation nécessite une efficacité élevée et une densité de puissance élevée pour la conversion de puissance. L'utilisation d'un convertisseur résonant est devenue populaire dans diverses applications d'alimentation à découpage [29], [30], [31]. Le chargeur de batterie sans fil est une de ces applications où la conversion DC-DC a un

rôle principal, Figure 13. Un convertisseur continu-continu résonant peut être construit en deux parties principales qui sont connectées aux côtés du TCI comme le montre la Figure 13:

- Conversion DC/AC: L'entrée DC est obtenue à partir du redressement de la source et par un filtrage grâce au condensateur C_{1F} d'entrée. Ce stade d'entrée DC est suivi par un onduleur qui fonctionne à une fréquence de commutation f_s . Ainsi, cette étape convertit le courant continu de l'entrée DC en un courant alternatif à haute fréquence. Le courant de sortie de l'onduleur est le courant d'entrée du côté primaire résonant $i_1(t)$ à une fréquence f_s .
- Conversion AC/DC : la sortie de courant alternatif d'un onduleur à résonance est redressée et filtrée. Le courant $i_2(t)$ approximativement sinusoïdal est redressé par un pont de diodes et filtré par un condensateur pour alimenter une charge à courant continu I_o et tension continue U_o .

Le système fonctionne à une fréquence de commutation f_s qui est imposée par l'onduleur AC.

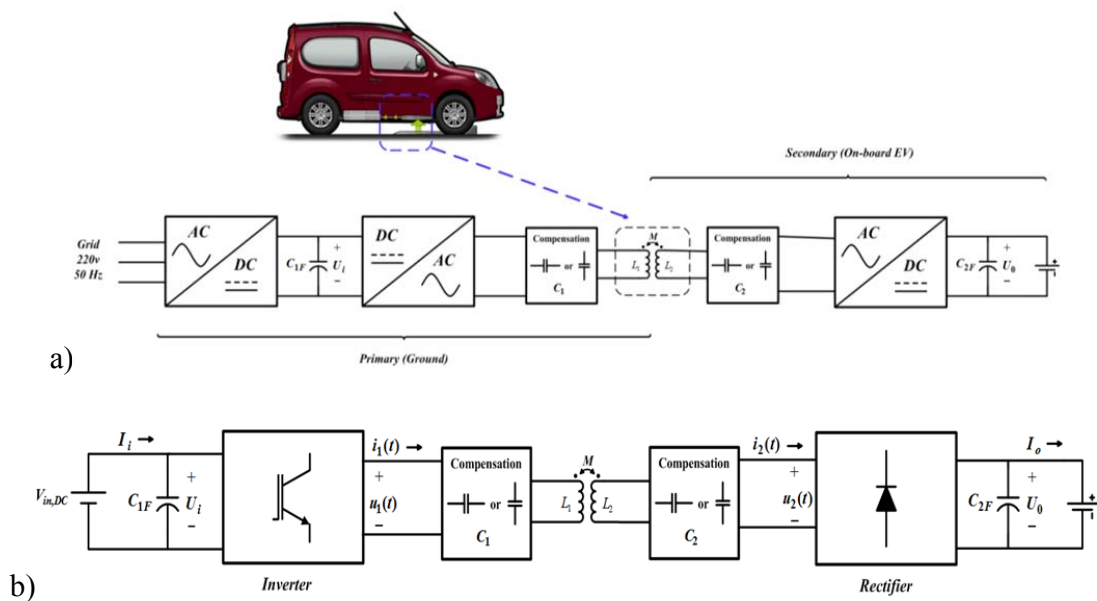


Figure 13: Système IPT: a) schéma global et b) convertisseur à résonance DC-DC

IV.2.f. Rayonnement de Système IPT

Les comités internationaux ont défini les niveaux d'exposition humaine correspondant à la fréquence de fonctionnement des applications IPT. Plusieurs lignes directrices annoncées par ces comités internationaux doivent être respectées pour assurer la conception et permettre d'éviter les effets nocifs biologiques sur le corps humain. Les célèbres groupes de commissions sont: la Commission internationale de Protection contre les rayonnements non-ionisants (ICNIRP recommandations ont été publiées en 1998 et 2010), l'agence de protection contre les rayonnements et de sécurité nucléaire australienne ARPANSA, l'Organisation mondiale de la Santé OMS, le Centre International de Recherche sur le Cancer CIRC et d'autres groupes. Des limites d'exposition des publics professionnels et généraux ont été publiés par l'ICNIRP en 1998 et 2010 [33], [34] et sont illustrées dans la Figure 14. Il peut être montré pour les applications avec une gamme de fréquence de fonctionnement (3-150 kHz) que la densité maximale du champ magnétique $|B|$ ne doit pas dépasser $6,25 \mu\text{T}$ pour un public général (1998). La limite a été modifiée à $27 \mu\text{T}$ en 2010, mais ce qui est pris en compte ici dans le cadre du projet CINELI et ce mémoire de thèse pour la validation de la conception sont les lignes directrices plus contraignantes publiées par l'ICNIRP 1998, $|B|_{max} < 6.25 \mu\text{T}(rms)$.

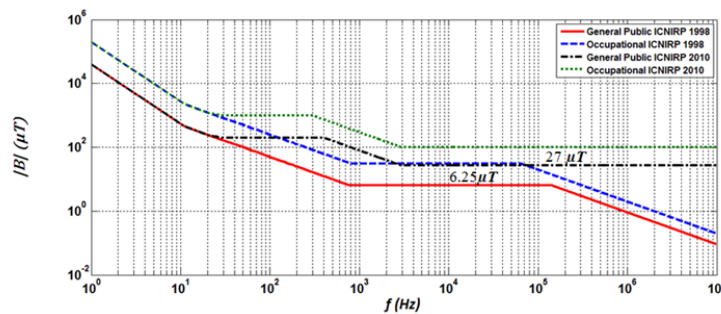


Figure 14: Niveaux de référence ICNIRP publiés en 1998 et 2010

Jusqu'à ce jour, il y a un manque dans la littérature et des recherches sur les publications en ce qui concerne la validation de la sécurité humaine aux champs électromagnétiques et l'exposition relative à l'IPT en particulier dans le cas de la recharge inductive pour la batterie de VE. Cependant ce qui est accessible jusqu'à maintenant est le test de l'exposition humaine due à la recharge de la batterie de VE par système IPT qui a été publié récemment dans [12], [26].

IV.2.g. Les Objectifs du projet CINELI et apports de la thèse

Le but du projet CINELI est de proposer une norme liée à l'utilisation de quelques émetteurs et récepteurs de différents fournisseurs. Le projet fournit aussi l'occasion à des entreprises industrielles (Renault, Schneider et NewTech Concept) de travailler en partenariat avec notre centre de recherche (LGEP). Le Projet CINELI vise à développer les connaissances et les méthodes et à les rendre disponibles pour les constructeurs automobiles pour contrôler:

I. Le rayonnement magnétique généré par le transfert de l'énergie électrique par induction, en abordant le problème d'une manière théorique et pratique en ce qui concerne la tolérance de position et l'émetteur et le système récepteur interopérabilité.

II. La performance du système dans les véhicules produits en série, en termes d'efficacité énergétique et de tolérance au positionnement (couplage efficace avec une impédance variable).

Cette thèse, qui est la partie académique du projet CINELI possède les objectifs suivants :

I. Modélisation électromagnétique par une méthode d'éléments finis (FEM) du TCI avec la présence du châssis de VE d'une voiture électrique réelle (KANGOO-Renault). Evaluation des inductances propres et les mutuelles et prise en compte de la tolérance en positionnement de véhicule.

II. Étude d'interopérabilité pour la conception du système IPT impliquant les différents prototypes primaires ou secondaires développés par chaque partenaire industriel.

III. Proposition de critères permettant la comparaison entre les différentes topologies de compensation.

IV. Utilisation d'un Maximum Power Point Tracking (MPPT) pour le contrôle de la fréquence afin de trouver la résonance de l'ensemble du système qui correspond à la puissance maximale pouvant être fournie du primaire (sol) vers le secondaire (VE à bord).

V. Simulation du champ magnétique rayonné pour vérifier la conformité avec les normes proposées par l'ICNIRP (1998) dans différentes configurations liées à l'interopérabilité.

IV.3. Modélisation par éléments finis et analyse de l'interopérabilité

Cette section porte la modélisation des TCI par une méthode d'éléments finis (FEM) afin d'étudier le comportement physique du système. COMSOL [67] est l'outil de calcul utilisé dans ce travail de thèse. Dans la première partie, les formes de bobines identiques de TCI seront modélisées afin de calculer les paramètres électriques des inductances propres et des mutuelles inductances (L_1, L_2, M). Dans le cadre de l'étude, chaque prototype de TCI a ses propres paramètres qui diffèrent des autres. Toutefois, certains paramètres sont les mêmes. La deuxième partie présente l'étude de l'interopérabilité des TCI. Enfin, une comparaison entre tous les prototypes est effectuée.

IV.3.a. Modélisation du coupleur inductif (CI)

A) Pads circulaires de type RNO-RNO:

Un modèle de structure circulaire planaire du coupleur est constitué de deux bobines circulaires (émetteur et récepteur), et de deux plaques de ferrites circulaires qui recouvrent entièrement les bobines comme un blindage magnétique (figure 15). La conception comprend également une plaque en acier qui représente le châssis simplifié du VE. Les deux bobines dans ce modèle sont identiques et situées dans des plans parallèles. La distance entre les bobines (d), et le décalage entre les axes (sh) dépendent de la position du VE. Les courants dans les bobines peuvent être considérés comme sinusoïdaux et le problème est donc résolu dans le domaine fréquentiel en utilisant la formulation en potentiel vecteur magnétique (5):

$$\nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times A) + i\omega\sigma A = J_e \quad (5)$$

où A représente le potentiel vecteur, μ est la perméabilité, ω est la pulsation, σ est la conductivité électrique et J_e est la densité de courant. Les ferrites sont considérées comme des matériaux linéaires, car l'induction ne dépasse pas 0.4T. Les courants de Foucault dans les ferrites sont pris

en compte et le châssis est considéré comme un conducteur électrique parfait. En effet, l'épaisseur de peau dans le châssis en acier est négligeable pour la fréquence de fonctionnement $f = 30kHz$. Les résistances des bobines sont négligées dans la conception. En outre, l'effet des condensateurs parasites apparaît seulement à des fréquences très élevées (de l'ordre MHz) [31].

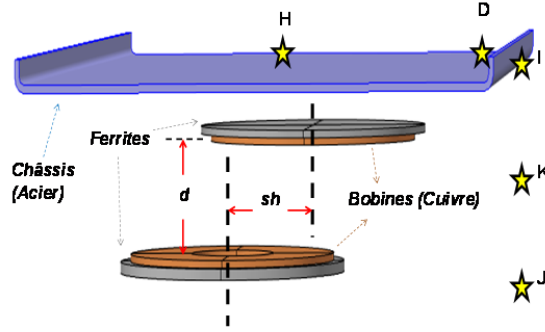


Figure 15: Structure 3D d'un CI avec un blindage, un châssis simple et les points de mesure (étoiles) pour $|B|$

Les inductances propres et mutuelles sont calculées pour différentes valeurs des paramètres d et sh . Ces inductances sont calculées par des intégrales de volume provenant de l'expression de l'énergie magnétique [35], [36]. On note A_φ la composante azimutale du potentiel vecteur magnétique dans le système cylindrique associé à la bobine considérée:

$$L_1 = \Re \left\{ \iiint_{v_1} \frac{n_1 A_\varphi}{I_1 \cdot s_1} \partial v \right\} \text{ when } I_2 = 0 \quad (6)$$

$$L_2 = \Re \left\{ \iiint_{v_2} \frac{n_2 A_\varphi}{I_2 \cdot s_2} \partial v \right\} \text{ when } I_1 = 0 \quad (7)$$

$$M = \Re \left\{ \iiint_{v_2, I_2=0} \frac{n_2 A_\varphi}{I_1 \cdot s_2} \partial v \right\} = \Re \left\{ \iiint_{v_1, I_1=0} \frac{n_1 A_\varphi}{I_2 \cdot s_1} \partial v \right\} \quad (8)$$

où s_1, s_2 sont des sections des bobines n_1, n_2 le nombre de spires de chaque bobine et v_1, v_2 sont les volumes des bobines. La notation $\Re\{.\}$ présente la valeur réelle, et les courants qui sont imposés (ou les densités de courant) dans la simulation sont de valeurs réelles.

Test de Validation:

Dans cette section, un test pour vérifier les calculs de FEM est étudié. Le prototype RNO-RNO avec une partie de châssis du VE montrée en Figure 16 est testé. Les paramètres de positionnement sont: $d = [0.05, 0.1, \dots, 0.25]$ (m), et $sh = [0, 0.1]$ (m). Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont présentées ici avec leurs mesures correspondantes dans la Figure 17. Les résultats des simulations montrent un bon accord par rapport à celles mesurées. Cependant, il y a des erreurs qui peuvent être notées, en particulier pour L_1 . Les erreurs entre les résultats des calculs et des mesures peuvent avoir plusieurs origines : fabrication des bobines, précision des appareils de mesure et l'hypothèse liée à un châssis de VE simplifié.

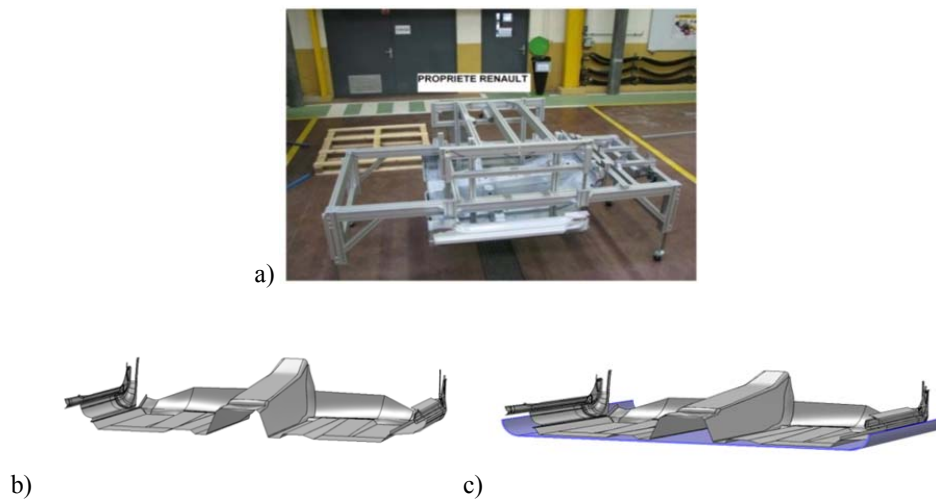


Figure 16: Châssis du VE Renault-Kangoo : a) banc de test b) CAD et c) CAD avec un châssis simplifié

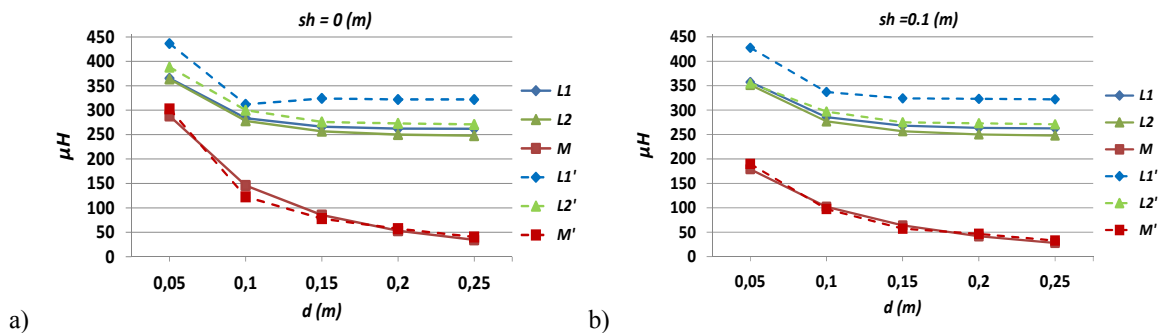


Figure 17: Valeurs des (L_1, L_2, M) pour des entrefers différents d (m): calcul (lignes continues) et mesures (lignes pointillées), a) $sh=0$ and b) $sh = 0.1$ m

B) Pads carrés de type NTC-NTC:

Le prototype NTC-NTC de pads carrés de TCI avec le châssis de VE est montré dans la Figure 18. Tous les paramètres sont les mêmes que pour RNO-RNO prototype sauf pour la forme de bobines carrées. La modélisation FE considère également la variation de l'entrefer d et du décalage sh .

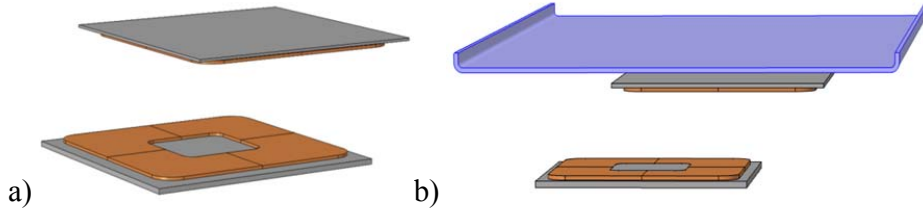


Figure 18: NTC-NTC prototype: a) pads carrés b) avec le châssis du VE

Pour les bobines de forme carrée, la section transversale n'est pas la même pour toutes les parties de la bobine. Les sections dans les coins sont plus grandes. Par conséquent, pour éviter d'utiliser les sections constantes transversale s_1, s_2 dans les équations pour les bobines circulaires (équations (6)-(8)), les expressions de inductances propres et mutuelles sont issues du calcul de l'énergie en utilisant la densité de courant \vec{j} . Au final les expressions des inductances pour des bobines de forme quelconques sont:

$$L_1 = \Re \left\{ \iiint_{v_1} \frac{\vec{A} \cdot \vec{J}_1}{I_1^2} \partial v \right\} \text{ when } I_2 = 0 \text{ A} \quad (9)$$

$$L_2 = \Re \left\{ \iiint_{v_2} \frac{\vec{A} \cdot \vec{J}_2}{I_2^2} \partial v \right\} \text{ when } I_1 = 0 \text{ A} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
M &= \Re \left\{ \iiint_{v_2} \frac{\vec{A} \cdot \vec{J}_2}{I_1 \cdot I_2} \partial v \right\} \text{ when } I_2 \ll I_1 \\
&= \Re \left\{ \iiint_{v_1} \frac{\vec{A} \cdot \vec{J}_1}{I_2 \cdot I_1} \partial v \right\} \text{ when } I_1 \ll I_2
\end{aligned}
\tag{11}$$

IV.3.b. Analyse de l'interopérabilité

L'étude de l'interopérabilité est un point important dans le projet CINELI. Dans cette étude, on s'intéresse aux pads de puissance destinés au TCI. L'objectif est de vérifier la capacité des différents systèmes à travailler ensemble. Comme il y a trois pads d'alimentation (RNO, SE, NTC), une combinaison entre deux d'entre eux est réalisée. Dans le projet CINELI, il y a quatre prototypes interopérables essentiels qui sont étudiés: NTC-RNO, SE- RNO, SE-NTC et RNO-NTC. Toute autre combinaison peut également être mise en œuvre comme: NTC-SE ou RNO-SE, mais dans CINELI, le pad de puissance SE est envisagé seulement du côté primaire (sol). Les combinaisons interopérables considérées sont présentés dans la Figure 19.

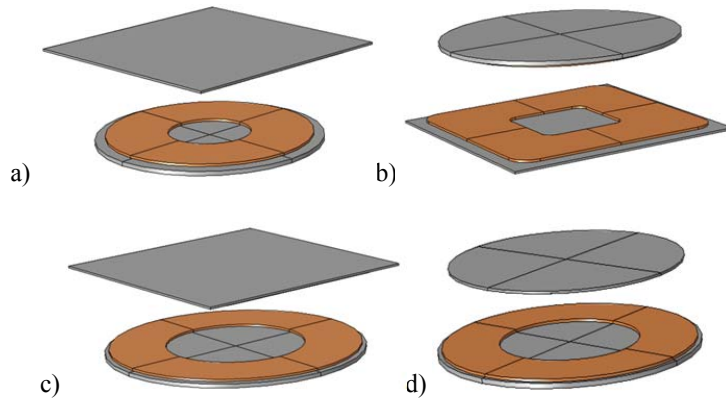


Figure 19: Prototypes d'interopérabilité: a) RNO-NTC b) NTC-RNO c) SE-NTC and d) SE-RNO

Comparaison:

Ici, les prototypes pour les mêmes pads d'alimentation (RNO-RNO et NTC-NTC) sont considérés. La comparaison porte sur les inductances propres, les inductances mutuelles et le facteur de couplage. La comparaison entre les différents prototypes est représentée sur la Figure

20, Figure 21, Figure 22 et Fig. II.22 pour L_1 , L_2 , M and k respectivement. D'après les paramètres de l'interopérabilité, les conclusions suivantes sont tirées:

- Pour L_1 : les plus grandes valeurs sont pour le prototype NTC-NTC alors que prototype RNO-RNO a les valeurs les plus faibles pour les deux configurations avec et sans décalage de l'axe. On peut remarquer que toutes les configurations qui ont le même système dans le primaire atteindront la même valeur de L_1 pour un espacement entre les bobines élevé dans les deux cas avec et sans décalage. La raison est que les ferrites et le châssis contribuent fortement pour les petits entrefers et au contraire ils n'ont plus d'effets pour des entrefers élevés.
- Pour L_2 : la plus grande valeur est pour le prototype SE-NTC alors que prototype RNO-RNO a la plus petite valeur pour les deux configurations avec et sans décalage de l'axe. Cela est vrai pour les petits entrefers. Mais si la distance entre les bobines augmente les valeurs de L_2 convergent pour les configurations où les pads secondaires sont les mêmes.
- Pour M : les meilleures valeurs de la mutuelle correspondent aux prototypes NTC-NTC et SE-NTC. Les valeurs faibles pour de faibles espacements entre bobines sont obtenues pour le prototype SE-RNO. Avec un décalage de l'axe, tous les prototypes ont des valeurs de mutuelles inférieures à celles de la configuration sans décalage. Il peut également être remarqué, comme pour l'inductance propre primaire, que la mutuelle est fortement réduite lorsque le secondaire est réduit et devient plus petit que le pad primaire en raison de l'effet du châssis. En fait, il y a de nombreux facteurs qui influent sur la valeur de la mutuelle: le châssis, les ferrites, phénomène d'annulation de flux et la surface effective des bobines. Comme le système est complexe, il est difficile de tirer des conclusions générales sur le comportement des mutuelles pour chaque configuration d'interopérabilité. Cependant, il peut être remarqué que plus il y a de ferrites, plus la mutuelle sera forte.
- Pour k : Les facteurs de couplage pour tous les prototypes sont proches les uns des autres. Cependant, pour les petits « entrefers », et s'il n'y a pas de décalage de l'axe, les facteurs de couplage les plus élevés sont obtenus pour le prototype RNO-RNO tandis que le plus petit est de prototype NTC-RNO. Dans l'autre cas où il y a un décalage

d'axe, le fort couplage est pour SE-NTC et prototypes NTC-NTC, et le plus petit facteur de couplage est pour le prototype NTC-RNO. En outre, les valeurs des facteurs de couplage sont plus petites s'il y a un décalage des axes entre les pads d'alimentation des différents prototypes de TCI. Il est difficile de tirer des conclusions générales, toutefois, on peut affirmer que pour les grands « entrefers », la mutuelle a un effet important sur le facteur de couplage car L_1 et L_2 ont de faibles variations.

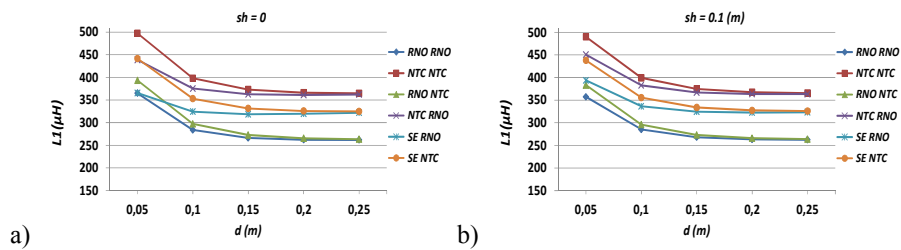


Figure 20: Valeurs de L_1 pour les prototypes différents en fonction de l'entrefers $d(m)$: a) $sh=0$ et b) $sh=0.1$ m.

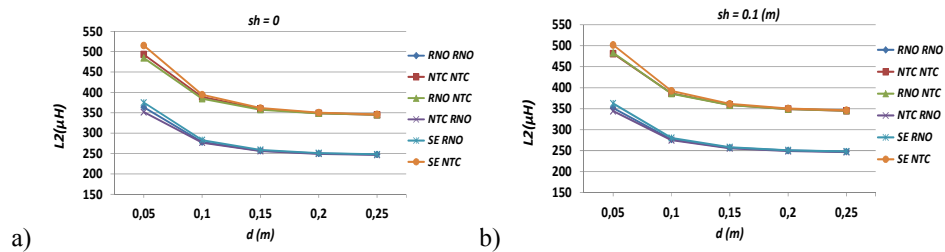


Figure 21: Valeurs de L_2 pour les prototypes différents en fonction de l'entrefers $d(m)$: a) $sh=0$ et b) $sh=0.1$ m.

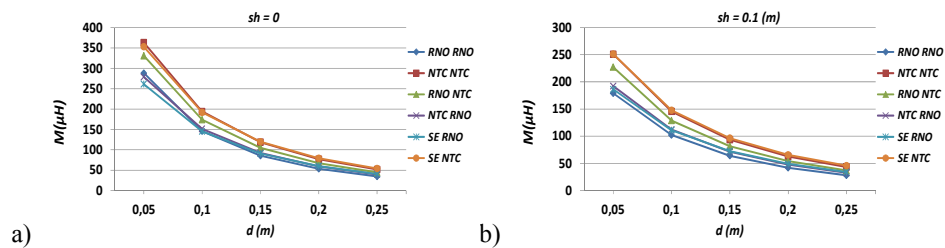


Figure 22: Valeurs de M pour les prototypes différents en fonction de l'entrefers $d(m)$: a) $sh=0$ et b) $sh=0.1$ m.

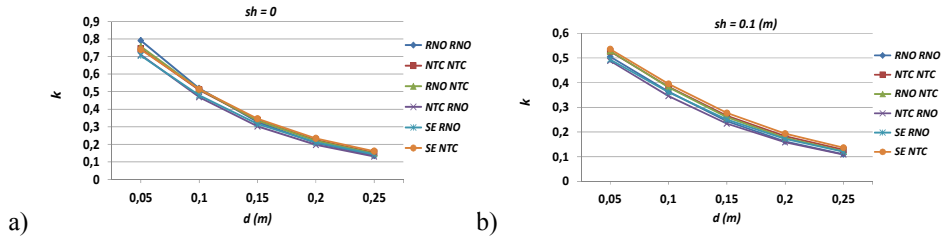


Figure 23: Valeurs de k pour les prototypes différents en fonction de l'entrefer $d(m)$: a) $sh=0$ et b) $sh=0.1$ m.

IV.4. Système à résonance IPT et contrôle

Le système IPT, où la conversion de résonance est le processus principal, permet le transfert de puissance du réseau AC à la charge DC (batterie). Le système de l'ensemble IPT est montré dans la Figure 24.

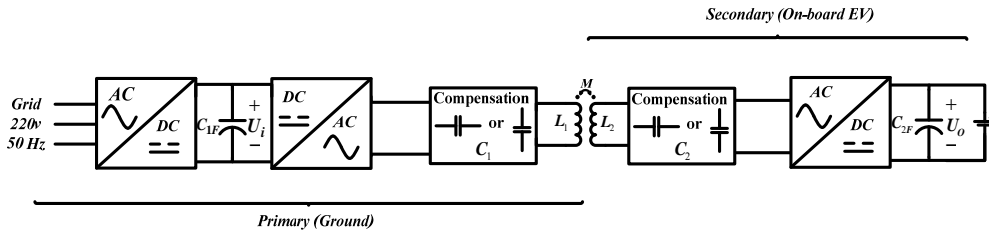


Figure 24: System global d'un chargeur de batterie sans fil

IV.4.a. Comparaison entre les différentes topologies de compensation

Cette section détaille les comportements des différentes topologies de compensation qui sont principalement utilisées par les concepteurs de systèmes IPT. Le modèle au premier harmonique est utilisé pour représenter le système et la charge (batterie) est modélisée par une charge résistive. Les comparaisons entre les topologies sont basées sur la fréquence de résonance globale et les grandeurs électriques. Afin d'obtenir des expressions explicites pour la fréquence de résonance globale et pour les grandeurs électriques à la fréquence du premier harmonique, la charge de la batterie est représentée par une charge résistive. La puissance P_0 est transférée à la batterie (pour un état donné de la charge) à une tension de batterie U_0 . Pour ce point de fonctionnement, la batterie peut être représentée par une charge résistive $R_L = U_0^2/P_0$ [31], [37].

Trois valeurs de couplage sont prises en compte dans l'étude du comportement de l'impédance d'entrée. Le cas de l'ensemble des études de référence est considéré pour la configuration où la distance de l'entrefer $d = 0,15 \text{ m}$, et sans décalage entre les pads d'alimentation ($sh=0$). Le facteur de couplage pour ce cas est désigné par $k_2 = 0.33$. Les trois types représentés sur la Figure 25 peuvent alors être représentés par le modèle général en T. Les circuits correspondant à une configuration série-série (SS) compensation des inductances propres et (SP) compensations des inductances de fuites sont les mêmes. Les différences sont les valeurs des capacités C_1 et C_2 . La comparaison entre les topologies de compensation implique l'étude de plusieurs paramètres relatifs à l'impédance du système global et à la tension ou le courant dans chaque élément. Ensuite, la conception du convertisseur résonant doit tenir compte de tous ces paramètres afin d'envisager la solution la plus adaptée.

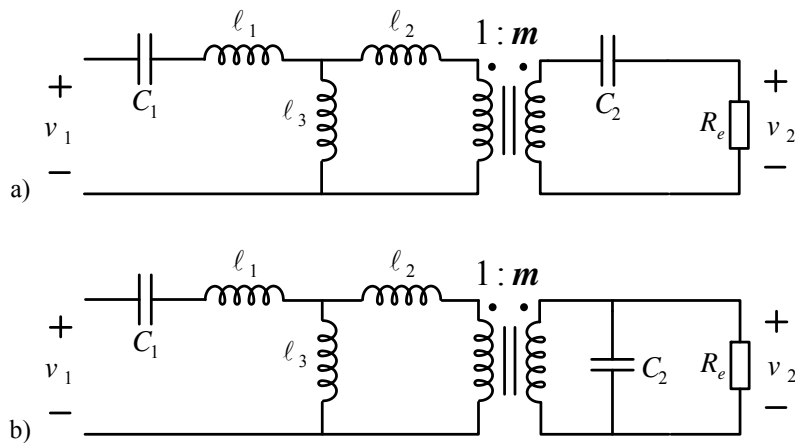


Figure 25: Différentes compensations a) SS et b) SP

Comparaisons:

Les valeurs des condensateurs de compensation pour les trois topologies sont résumées dans le Tableau I en fonction des paramètres du modèle l_1 , l_2 and l_3 . Dans l'étude, on définit aussi la fréquence normalisée comme la fréquence de résonance par rapport la fréquence de référence ; $\omega_N = \frac{\omega_0}{\omega_{ref}}$; $\omega_{ref} = 2\pi * 30kH$.

Tableau I: Valeurs de C_1, C_2 pour les trois topologies

Topologie	SS (propre)	SS (fuite)	SP
Freq. de Réson.			
ω_{01}	$1/\sqrt{(\ell_1 + \ell_3)C_1}$	$1/\sqrt{\ell_1 C_1}$	$\frac{1}{\sqrt{(\ell_1 + \frac{\ell_2 \ell_3}{\ell_2 + \ell_3})C_1}}$
ω_{02}	$1/\sqrt{m^2(\ell_2 + \ell_3)C_2}$	$1/\sqrt{m^2 \ell_1 C_1}$	$1/\sqrt{m^2(\ell_2 + \ell_3)C_2}$

Dans une première étape, les tracés de l'impédance d'entrée, leurs phases pour les trois topologies sont représentées sur la Figure 26 et la variation des valeurs ($\omega_{0N1}, \omega_{0N2}, \omega_{0N3}$) en fonction du couplage sur la Figure 27. Ensuite, les différents paramètres (gain et courant/tension) sont évalués à la résonance globale sur la Figure 28 et Figure 29. De tous les graphiques, les conclusions suivantes peuvent être résumées:

A) Figure 27: La fréquence globale de résonance est moins sensible au positionnement en utilisant les compensations SS. Les différentes fréquences sont proches de $\omega_N = 1$ pour SS_L propre. Cela signifie que ces fréquences sont voisines de 30 kHz même si k varie.

B) Figure 28: $\mathbf{1 / Gv}$ est minimum pour les compensations SS. Cela signifie que la tension primaire d'entrée nécessaire pour donner une valeur fixe de sortie est plus faible pour ces deux topologies. Ainsi, le circuit résonnant SS peut être utilisé pour élever la tension d'entrée.

C) Figure 29: de l'observation des contraintes des tensions maximales sur chaque élément à résonance ($V_{C1N}, V_{L1N}, V_{L2N}$ et V_{C2N}) il ressort que la meilleure topologie est la SP pour (L1, C1), et SS_Lfuite pour (L2, C2). Cependant, dans tous les cas les éléments de résonance doivent être soigneusement choisis pour éviter les dégâts compte tenu de la fréquence de fonctionnement. On peut s'attendre que, parfois, la tension à certaines fréquences aux bornes de ces éléments puisse être plusieurs fois v_2 (surtout pour le côté primaire à couplage faible). Donc, le contrôle de la fréquence doit être très bien conçu pour éviter les tensions extrêmement élevées. Dans le cas contraire, pour la partie secondaire, les valeurs des tensions sont élevées avec des

valeurs plus élevées de k , mais avec un moindre ratio par rapport à v_2 qu'au côté primaire pour les compensations SS, alors qu'elles sont égales aux tensions secondaires pour la compensation SP.

La comparaison tente ici de dégager une image claire sur les différentes topologies. Un compromis doit parfois être fait pour choisir la topologie appropriée qui répond aux besoins des concepteurs. Dans ce projet, comme les dimensions du système ont été données à l'étape de préconception par les partenaires industriels, il a été décidé d'utiliser la topologie de compensation SS_L propre pour les raisons mentionnées en A) et B).

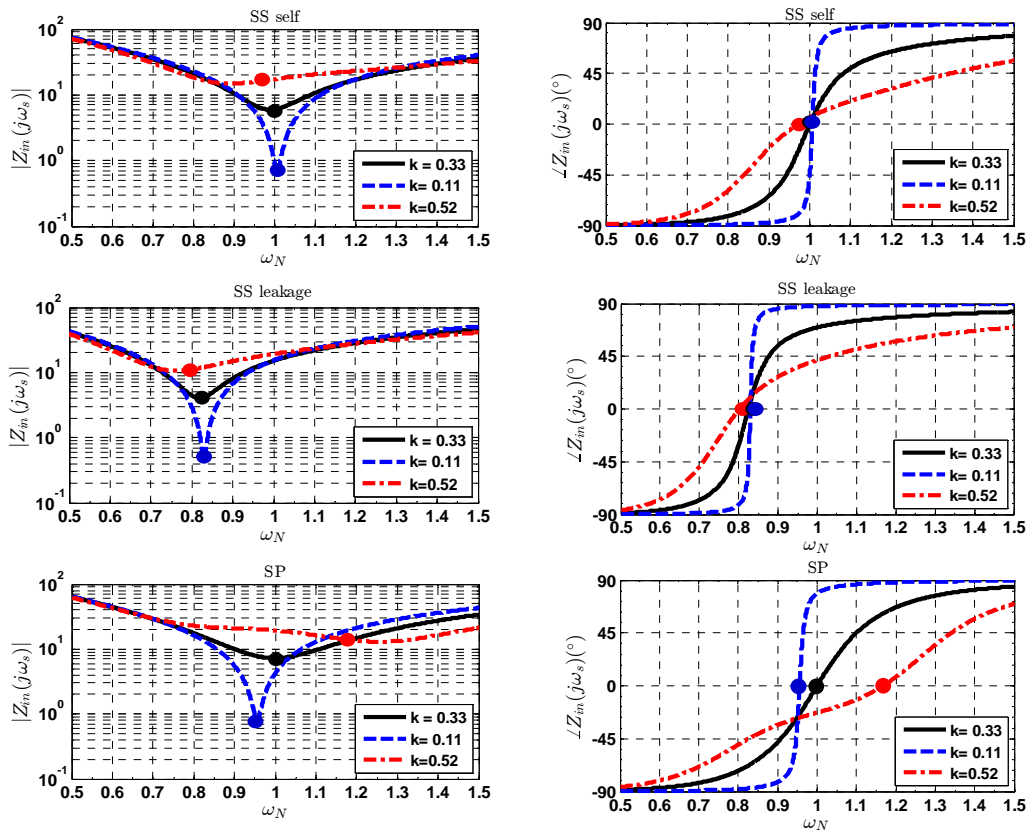


Figure 26: Module et phase de l'impédance totale pour les trois topologies pour des valeurs différents de k . Les marques présentent les fréquences derésonances globales

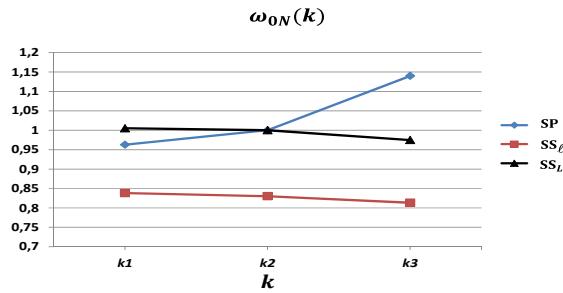


Figure 27: Valeurs des fréquences normalisées pour chaque topologie pour différent k ($k_1 < k_2(ref) < k_3$)

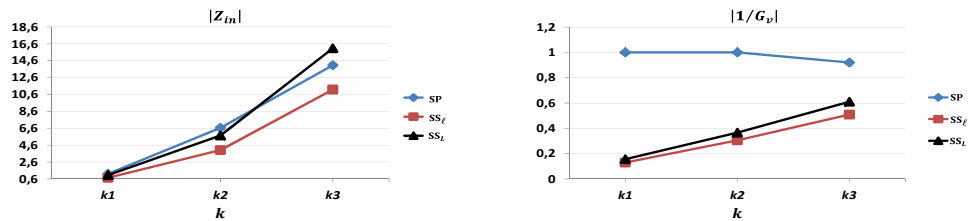


Figure 28: Impédance et inverse de gain pour les trois topologies aux fréquences des résonances globales

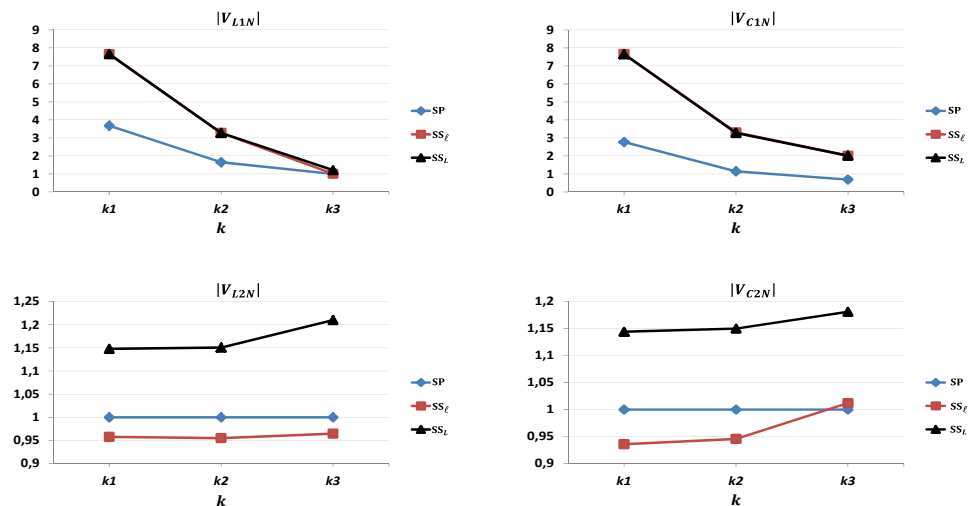


Figure 29: Tensions normalisées pour chaque topologie aux fréquences des résonances

IV.4.b. Topologie de compensation $SS(L_propre)$ pour L 'interopérabilité

Compte-tenu du choix de la compensation $SS_Lpropre$, l'étude des différents systèmes d'interopérabilité est effectuée pour cette topologie. On considère également que chaque système a sa capacité de compensation qui est calculée dans des configurations de référence (RNO-RNO, NTC-NTC, SE-RNO) à la fréquence de référence (30 kHz) pour un positionnement de référence

($d=15\text{ cm}$, $sh=0$). Les deux parties couplées forment le prototype interopérable concerné. Les différentes combinaisons compensées sont illustrées dans le diagramme de la Figure 30.

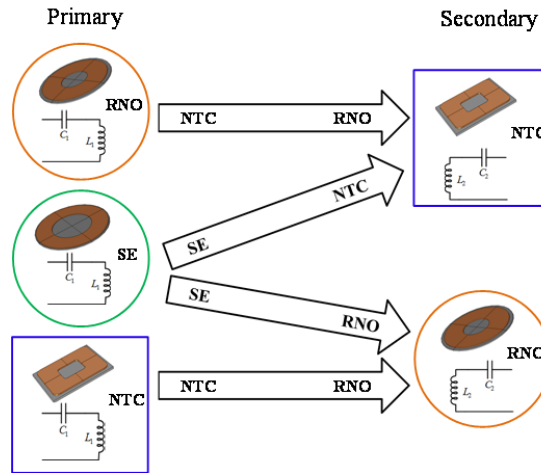


Figure 30: Prototypes de l'interopérabilité avec des compensations SS_L propre.

Les résultats des différents prototypes interopérables pour les différents paramètres sont présentés dans la Figure 31. III.17. Ils correspondent aux réponses des systèmes pour deux cas de couplage: k_3 (bon couplage) et k_1 (pire cas) respectivement. De plus, le tracé de $1/|G_v|$ pour tous les prototypes pour les trois cas de couplage est représenté dans la Figure 32. Comme indiqué précédemment, la tension secondaire est fixée à U_0 qui est imposée par la batterie. D'après les graphiques, nous pouvons mentionner les points suivants:

A) Figure 31 : tous les prototypes de résonance ont une fréquence de résonance globale voisine de $\omega_N = 1$ sauf pour le prototype NTC-RNO qui possède la résonance primaire la plus basse.

B) Figure 32 : l'inverse du gain de tension dépend proportionnellement de la multiplication de M et ω_N . Cependant le plus grand impact sera fonction de la mutuelle comme la différence entre les fréquences de résonance pour tous les prototypes est faible pour un couplage donné. Ainsi, les prototypes qui ont une inductance mutuelle plus grande auront un gain en tension plus faible et nécessiteront donc une tension d'entrée primaire plus élevée, augmentant les coûts liés à la taille du convertisseur. Dans la section IV.3b, on constate que le prototype NTC-NTC possède les plus grandes valeurs de M , c'est pourquoi il conduit aux valeurs les plus élevées dans la Figure 32.

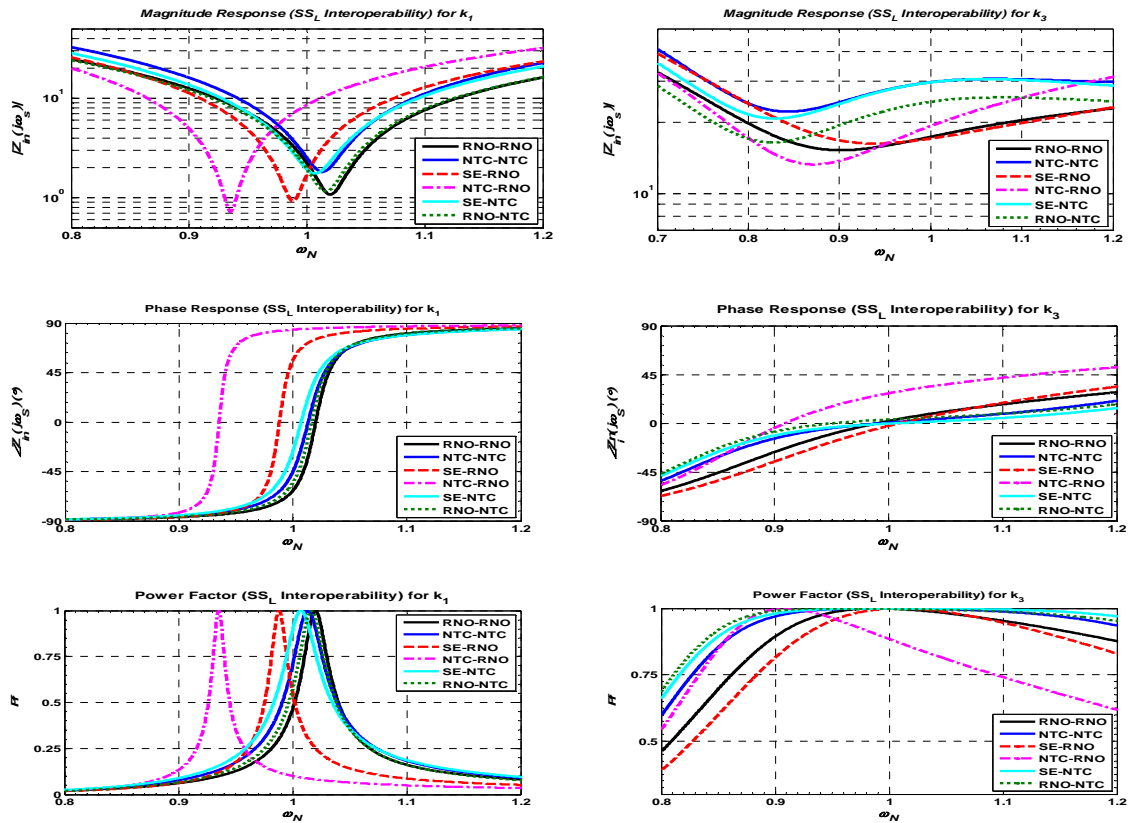


Figure 31: Etude de l'interopérabilité avec SS_L propre compensation en fonction de ω_N pour k_1 et k_3 .

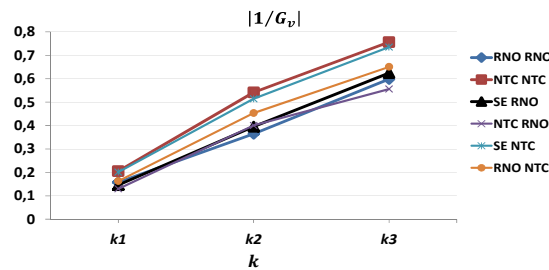


Figure 32: $1/|G_v|$ de l'interopérabilité avec SS self compensation en fonction de k .

IV.4.c. Système résonant complet et contrôle

La conception finale du système comprend une régulation automatique des paramètres nécessaires au cours de la charge. Deux paramètres doivent être bien contrôlés et régulés, le premier est la fréquence f_s de pilotage de l'onduleur afin de travailler à la résonance ($f_s = f_0$) et ainsi permettre un transfert de puissance maximum. En fait, les changements dans les paramètres

de TCI pour les différents cas de couplage vont changer la fréquence de résonance globale du système. Outre la régulation de la fréquence qui est faite en considérant une tension d'entrée constante, la puissance de sortie doit également être réglée. Dans l'ensemble du système, la puissance est régulée en agissant sur la tension d'entrée. Cette boucle externe est plus lente que la boucle de régulation de fréquence interne et n'est pas traitée dans notre étude.

Nous proposons d'utiliser la méthode Maximum Power Point Tracking (MPPT) qui a été généralement utilisée dans les systèmes photovoltaïques. En fait, les auteurs de [38] ont proposé un circuit pour appliquer le régime MPPT pour la régulation de la fréquence d'IPT pendant que la voiture est en mouvement. Ici un algorithme MPPT est intégré dans MATLAB et mis en œuvre sans être dédié à un circuit particulier. En outre, les auteurs de [39] ont mentionné la méthode MPPT pour le contrôle de la fréquence, mais leur contrôleur n'est pas détaillé.

Le système général de la boucle fermée est représenté sur la Figure 33. La boucle de régulation de fréquence est détaillée dans la Figure 34. Cependant, une autre solution est possible afin de simplifier cette procédure de MPPT pour notre régulation de fréquence. L'idée est de prendre les évaluations de l'entrée DC du système, comme cela est toujours réalisé dans un système photovoltaïque lorsque la procédure MPPT est implémentée comme le montre la Figure 34. La tension continue d'entrée U_i et le courant d'entrée continu I_i sont utilisés pour calculer la puissance d'entrée DC appliqué à l'algorithme MPPT.

Un cas a été simulé pour le système IPT complet en utilisant la commande en boucle fermée qui a été montrée à la Figure 34. Dans ce cas la position de référence du VE a été considérée ($d = 0,15$ m, $sh = 0$), et la puissance souhaitée à la charge est de 3 kW. Ainsi, la fréquence de résonance qui maximise la puissance transférée est $f_0 = 30$ kHz. Cela devrait être la fréquence trouvée par le contrôleur. Le rapport cyclique de l'onduleur est $D = 0,5$ et la charge est le modèle de batterie indiqué sur la Figure 34. Les fréquences limites supérieures et inférieures sont choisies pour définir la plage de variation [25 kHz, 35 kHz]. C'est donc dans cette bande de fréquence que sont incluses toutes les situations possibles de k pour la régulation de la fréquence.

Le cas était simulé en partant d'une valeur initiale de 26 kHz. Les résultats de la simulation sont illustrés sur les Figure 35 et Figure 36. Ils montrent que le système suit le MPP et

atteint la puissance de sortie désirée de 3 kW à une fréquence de résonance de 30 kHz avec une erreur de +/-100 Hz. Les résultats des simulations permettent de vérifier que le contrôleur pour la régulation de fréquence fonctionne très bien. L'inconvénient de la boucle de régulation proposée est que cela prend de 1.5s à 2s pour trouver la fréquence nécessaire, comme indiqué dans les Figure 35 et Figure 36. Cependant, ce contrôleur est très efficace pour notre système IPT qui considère la charge statique, car l'EV aura une position qu'il conserve pour la charge.

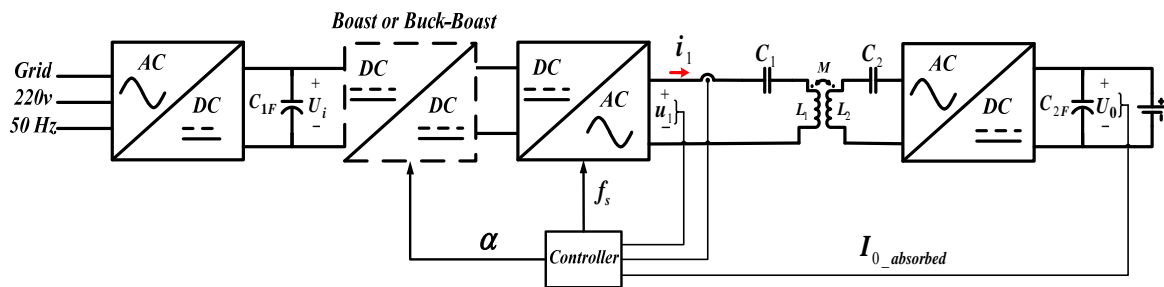


Figure 33: Boucle fermée pour un system IPT avec des contrôleurs de fréquence et de puissance.

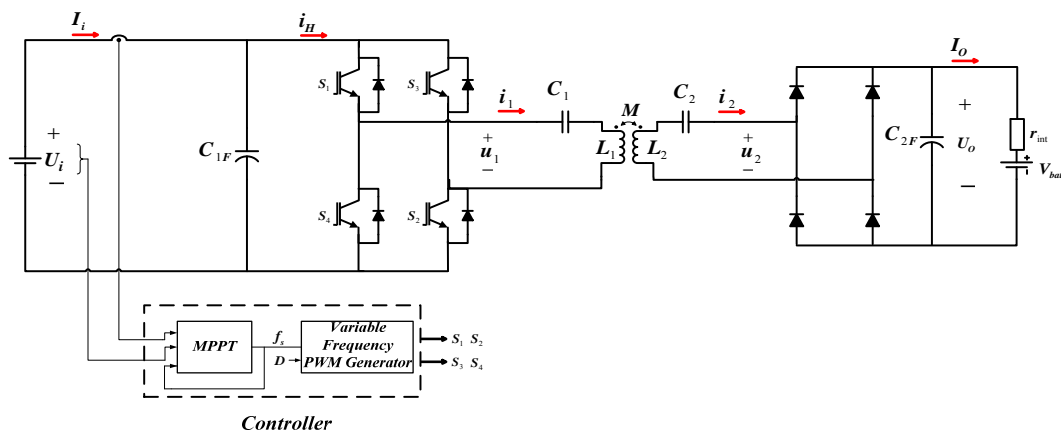


Figure 34: Boucle fermée pour un system IPT avec un contrôleur de fréquence par MPPT .

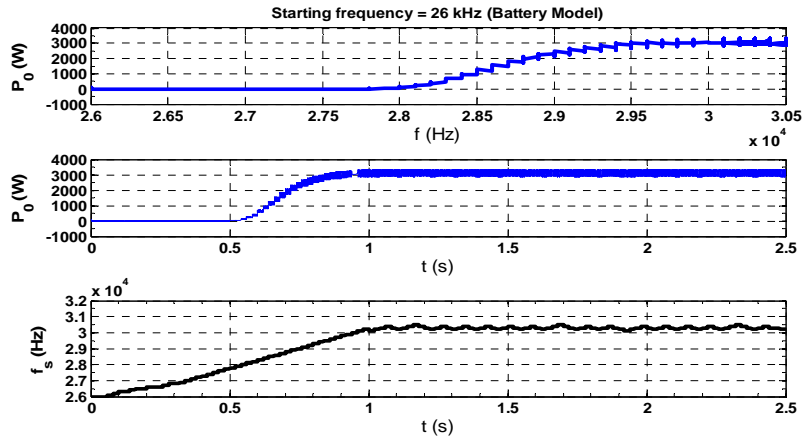


Figure 35: contrôleur MPPT utilisant un modèle de batterie de batterie pour une fréquence initiale de 26 kHz: puissance de sortie en domaine fréquentiel et temporel, et fréquence du contrôleur en domaine temporel.

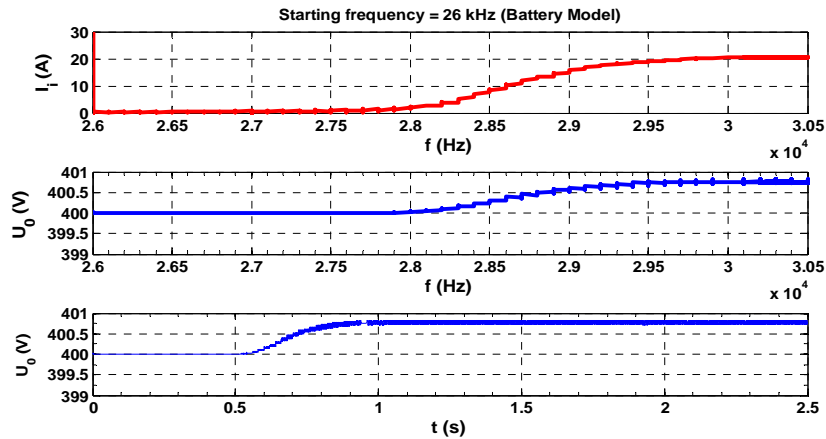


Figure 36: contrôleur MPPT en utilisant un modèle de batterie pour une fréquence initiale de 26 kHz: courant d'entrée en domaine fréquentiel, et tension de sortie en domaine fréquentiel et temporel.

IV.5. Essais expérimentaux d'interopérabilité et validation du modèle

Pour montrer clairement le banc d'essai, un exemple de VE avec l'installation des TCI est indiqué sur la Figure 37. Les spécifications des tests sont les suivants:

- Les TCI ont été installés sur le VE complet (KANGOO-RENAULT) et pas seulement une partie de son châssis. Les pads d'alimentation sont fixés près de l'arrière du véhicule électrique (non centrés au milieu du châssis).

- La distance entre le centre des plaquettes et l'arrière-plan du châssis est de 50 cm, et l'entrefer d est fixé à 13 cm sans décalage.
- Les configurations des TCI sont les mêmes que précédemment, sauf pour les ferrites F NTC qui ont une hauteur primaire de 5 mm. La bobine SE possède 33 tours et a un diamètre externe de 480 cm.
- Un nouveau point (O) est ajouté aux mesures de B à l'arrière-plan de VE. Les valeurs de B ont été calculées dans la simulation en injectant les courants présents dans les mesures.
- Les réglage relatifs aux fréquences sont faits manuellement pour le système SE et automatiquement pour NTC. La puissance de sortie souhaitée est de 3 kW pour charger une batterie de 300 volts.

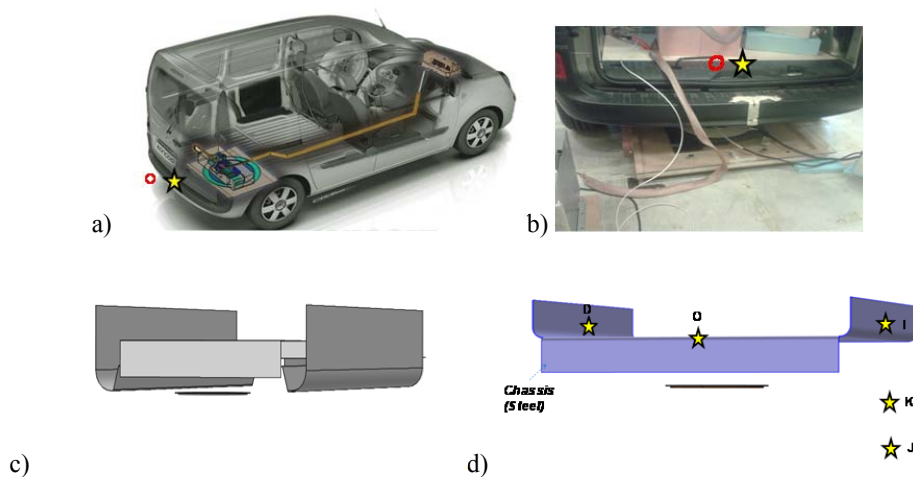


Figure 37: Banc d'essai V2: a) et b) system réel, c) châssis de VE complet développé en CAD 3D et d) structure 3D TCI avec un châssis simplifié avec les points pour mesurer les niveaux de $|B|$

Les comparaisons entre les résultats des essais pratiques ont été réalisées. Il convient de noter que les gains de puissance de sortie et la tension ne sont pas égaux pour tous les essais. Les valeurs normalisées de niveaux de $|B|$ sont présentés dans la Figure 38. On peut noter :

- Au point O : tous les prototypes sont au-dessus de la norme de l'ICNIRP (public général) 1998 ($6,25 \mu\text{T}$). Ceci est dû à la position du TCI proche de l'arrière-plan de l'EV. Mais, les prototypes respectent également la norme public professionnel ($24 \mu\text{T}$).

- Au point K: les mêmes remarques qu'au point O peuvent être faites sauf pour le prototype NTC-RNO. La raison est que le pad de RNO a la plus petite taille de ferrite. Tous les autres points respectent l'ICNIRP public général 1998 (6,25 uT).

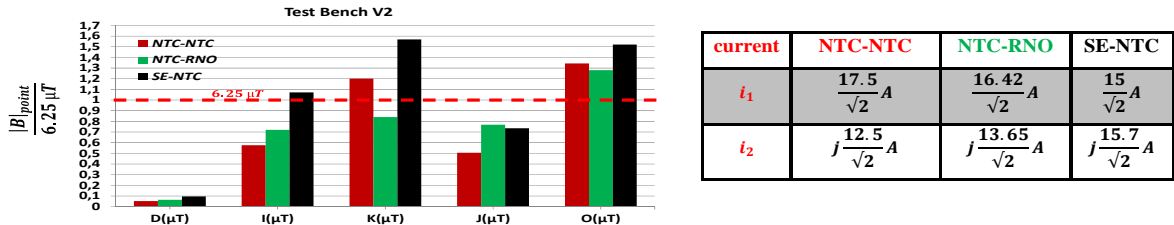


Figure 38: Comparaisons entre tests de $|B|$ normalisé pour des prototypes différents de banc de test V2

En outre, les résultats des tests pratiques, les valeurs des paramètres électriques sont normalisées aux valeurs du prototype NTC-NTC et tracées sur la Figure 39. On peut dire que, pour un prototype de référence NTC-NTC, les plus grandes différences apparaissent si le pad primaire est modifié comme pour la configuration SE-NTC. Toutefois, dans le cas contraire, le facteur de couplage par rapport à NTC-RNO est augmenté ici. Cela peut être causé par la position relative du système par rapport au châssis (milieu ou arrière du VE).

Enfin, la fréquence de résonance des tests normalisés à 30 kHz, et le rendement total de l'essai sont présentés dans la Figure 40. Cette figure montre que la position des fréquences de résonance normalisées sont proches de 1 (ou 30 kHz) et que l'utilisation de la compensation SS_L propre possède des avantages. Les différents tests montrent un bon rendement (86% - 90%), ce qui implique la faisabilité d'utiliser la charge inductive comme une solution pour alimenter la batterie d'un VE.

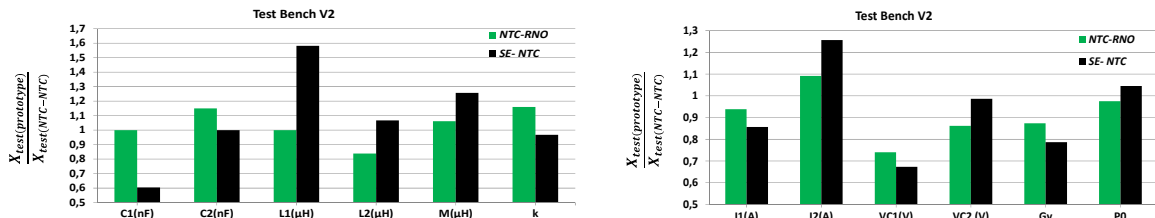


Figure 39: Valeurs des paramètres électriques normalisées par rapport à la référence du prototype NTC-NTC

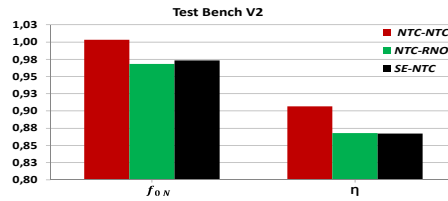


Figure 40: Fréquences de résonance globale et rendements pour les essais de banc de test V2

IV.6. Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été réalisé dans le cadre du projet CINELI qui comprend une collaboration avec trois partenaires industriels: Renault, Schneider électrique et NewTech Concept. L'objectif principal de ce projet est de développer un standard pour l'interopérabilité entre différents systèmes pour la recharge de batteries par couplage inductif. Ce mémoire a présenté l'étude de systèmes de TCI différents qui ont été construits par différentes entreprises industrielles en utilisant une modélisation électromagnétique appropriée. Le travail a mis en évidence l'influence du châssis EV et les paramètres de positionnement du système.

Le châssis affecte grandement le rayonnement EMF, et avec le décalage de l'axe (flexibilité pour le conducteur pour le stationnement) et l'entrefer (correspondant à la charge de VE), ils ont une influence significative sur les inductances propres et les inductances mutuelles. L'asymétrie des TCI combinée à des changements dans le positionnement implique des résonances différentes du côté primaire et du côté secondaire.

Dans le but de délivrer la puissance maximale de la source à la charge de la batterie, des condensateurs de résonance sont utilisés des deux côtés du système IPT. Trois différentes topologies de résonance qui sont largement utilisées dans la littérature ont été examinées et analysées au moyen d'un modèle circuit sur la base de l'approximation au premier harmonique. Une comparaison a été établie sur de nombreux paramètres: la position des fréquences de résonance globales à l'égard de 30 kHz (fréquence de référence choisie dans le projet), le gain en tension et les contraintes exercées sur les éléments d'électronique de puissance pour la fréquence de résonance globale. Le choix d'utiliser la compensation série-série des inductances propres a été faite pour répondre aux besoins des partenaires industriels.

Des simulations circuit ont été réalisées en utilisant un modèle de batterie (résistance interne en série avec une force électromotrice). Les résultats ont montré que ce modèle est adapté pour représenter une situation réaliste pour les systèmes IPT. Le réglage de la fréquence est une question essentielle dans ce genre de charge pour contrôler la fréquence de l'onduleur de fonctionner à la résonance. Ainsi, la puissance maximale possible est délivrée à la charge et les valeurs VA de l'alimentation d'entrée sont réduites au minimum. Cette régulation a été élaborée grâce à l'algorithme MPPT mis en œuvre dans MATLAB / Simulink pour obtenir un facteur de puissance proche de un et une puissance active transférée à la batterie maximale.

Les modèles proposés ont été testés sur un VE (KANGOO RENAULT) en utilisant des montages expérimentaux différents afin de valider la modélisation et la simulation. Le test a été réalisé pour un coupleur installé à l'arrière du VE pour une puissance de 3 kW et une batterie de 300V. Les grandeurs mesurées sont les paramètres électriques et les valeurs de l'induction magnétique dans le VE et dans l'environnement proche. Deux groupes de comparaisons entre les ont été définis: le premier groupe est un comparaison entre les résultats de simulations et les résultats des tests pratiques, le second est un comparaison entre les résultats des tests pratiques et un cas de référence. Ces comparaisons ont montré une bonne cohérence entre les résultats. Cependant des écarts ont été constatés entre les résultats des simulations et ceux des tests pratiques. Ils peuvent être dus à de nombreuses raisons: la prise en compte d'un châssis VE simplifié dans la modélisation EM, l'utilisation de sondes pour le champ magnétique et la précision des mesures de test.

Enfin, à partir des résultats des tests pratiques, il est possible de tirer certaines conclusions concernant l'interopérabilité pour la recharge sans fil par boucles inductives: une recharge de batterie est possible avec des rendements de l'ordre de 86-90%, tout en respectant les normes relatives à l'exposition aux rayonnements électromagnétiques (ICNIRP 1998).

Quelques perspectives et les travaux futurs peuvent être intéressants pour le développement de tels systèmes interopérables IPT, ils sont répertoriés dans ce qui suit:

- Investigations sur la forme des bobines, des ferrites et prise en compte des pertes dans le châssis dans la modélisation EM. De plus une analyse thermique pourrait être également effectuée.

Également un bilan relatif à l'efficacité énergétique, notamment par une estimation des pertes de commutation pourrait être réalisé afin d'évaluer plus précisément l'efficacité globale.

- Etude de la compatibilité électromagnétique de l'ensemble du circuit. Les capacités parasites de couplages internes peuvent être calculées par une étude électrostatique sur la base d'outils de modélisation électromagnétiques, puis intégrées avec les capacités parasites entre le sol et les interrupteurs de puissance. Cette simulation de l'ensemble du système peut être effectuée dans MATLAB / Simulink.

- Prise en compte des passagers et/ou tout autre objet dans l'EV et/ou autour de lui dans l'environnement proche pour le calcul des champs rayonnés et étude de la conformité en matière d'exposition.

- Utilisation d'autres types de boucles de couplage magnétique. Par exemple des solénoïdes et des architectures « DD » de pads d'alimentation ont été proposés par [41] et [42] respectivement et ces idées pourraient être intégrées dans l'étude de l'interopérabilité comme cela a été montré dans [40].

- Enfin et surtout, l'utilisation de nouvelles architectures pour les étages de puissance d'entrée. Une étude visant à utiliser un convertisseur série/parallèle à plusieurs niveaux donnera la possibilité d'augmenter la transmission de puissance avec plusieurs bobines. L'architecture parallèle proposée par [43] a montré une optimisation des étages d'électronique de puissance et des courants d'entrée également divisés par le nombre de modules parallèles. Donc, par conséquent moins de contraintes élémentaires et moins de radiations. Toutefois, cette solution va ajouter de la complexité au niveau de la conception et un plus grand volume.

Références

- [1] Olivier CAYOL, Report avancement de projet Cineli, Paris, 2013.
- [2] Movéo, Poster Cineli (2012).
- [3] Y. Matsuda, H. Sakamoto, H. Shibuya, and S. Murata Sojo, “A non-contact energy transferring system for an electric vehicle-charging system based on recycled products,” *Journal of Applied Physics* 99, 08R902 2006.
- [4] M. Budhia, G.A. Covic, J.T. Boys, and C.Y. Huang, “Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging”, in *Proc. IEEE Energy Conv. Cong*, pp. 614- 621, 2011.
- [5] K. W. Klontz, A. Esse, P. J. Wolfs, and D. M. Divan, “Converter Selection for Electric Vehicle Charger Systems with a High-Frequency High-Power Link,” in *Rec. IEEE Power Electron. Spec Conf. (PESC)*, pp. 855-861, 1993.
- [6] C. S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Design consideration for a contactless electric vehicle battery charger,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, No. 5, pp. 1308–1313, Oct. 2005.
- [7] A. Neves, D. M. Sousa, A. Roque and J. M. Terras, “Analysis of an inductive charging system for a commercial electric vehicle,” *Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, pp.1-10, Sep. 2011.
- [8] P. Si, A. P. Hu, J. W. Hsu, M. Chiang, Y. Wang, S. Malpas and D. Budgett, “Wireless power supply for implantable biomedical device based on primary input voltage regulation,” in *Proc. 2nd IEEE Conf. Industrial Electron.*, pp. 235-239, May 2007.
- [9] S.Y.R. Hui and W.W.C Ho, “A new generation of universal contactless battery charging platform for portable Consumer Electronic equipment,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 20, pp. 620-627, May. 2005.

- [10] S. Brehaut and F. Costa, "Gate driving of high power IGBT by wireless transmission," International Power Electronics Motion Control, 2006, 5th IEEE IPEMC 2006. conference record of the 2006 IEEE, pp. 1-5, vol.1, Shanghai, china, Aug. 2006.
- [11] O. Lucia, L. A. Barragan, J. M. Burdio, O. Jiménez, and D. Navarro, "A versatile power electronics test-bench architecture applied to domestic induction heating," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, no. 3, pp. 998-1007, 2011.
- [12] M. Budhia, G.A. Covic and J.T. Boys, "Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 26, No. 11, pp 1115-1123, Nov. 2011.
- [13] S. Valtchev, B. Borges, K. Brandisky, and J. Ben Klaassens, "Resonant Contactless Energy Transfer With Improved Efficiency," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 24, No. 3, pp. 685-699, Mar. 2009.
- [14] Y. P. Su, L. Xun, and S. Y. R. Hui, "Mutual inductance calculation of movable planar coils on parallel surfaces", in Power Electronics Specialists Conference , vol. 24, pp. 3475-3481, June 2008.
- [15] J. Acero, C. Carretero, I. Lope, R. Alonso, O. Lucia, and J.M. Burdio, "Analysis of the Mutual Inductance of Planar-Lumped Inductive Power Transfer Systems," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 60, pp. 1-11, Jul. 2011.
- [16] O. C. Onar, J. M. Miller, S. L. Campbell, C. Coomer, C. P. White and L. E. Seiber, "A Novel Wireless Power Transfer for In-Motion EV/PHEV Charging," IEEE 28th Power Electronics Conf. and Expos. APEC'2013, pp. 3073 - 3080, Long Beach, CA, Mar. 2013.
- [17] C. Yu, R. Lu, Y. Mao, L. Ren, and C. Zhu, "Research on the Model of Magnetic-Resonance Based Wireless Energy Transfer System," in Proc. IEEE2009 Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn, MI, 7-10 Sep. 2009.

- [18] Bernard Multon, “Modèles électriques du transformateur électromagnétique,” Antenne de Bretagne de l’École Normale Supérieure de Cachan, 1997.
- [19] A.P. Sample, D.A. Meyer and J.R. Smith, “Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer,” IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 58, No. 2, pp. 544-554, Feb. 2011.
- [20] S. Cheon, Y.-H. Kim, S.-Y. Kang, M.L. Lee, J.-M. Lee, and T. Zyung, “Circuit-model-based analysis of a wireless energy-transfer system via coupled magnetic resonances,” IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 58, No. 7, pp. 2906-2914, July 2011.
- [21] R. Bosshard, J. Muehlethaler, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, “Optimized magnetic design for inductive power transfer coils,” in Applied Power Electronics Conference, 2013.
- [22] J.T. Boys, A.P. Hu and G.A. Covic, “Critical Q analysis of a current-fed resonant converter for ICPT applications,” Electronics Letters, vol. 36, No. 17, pp. 1140-1142, Aug. 2000.
- [23] R. Laouamer, M. Brunello, J. P. Ferrieux, O. Normand, and N. Buchheit, “A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling,” in Proc. 23rd Int. Conf. Ind. Electron. Control Instrum., 1997, vol. 2, pp. 792–797.
- [24] T.C.Y. Ho, B. Gomersall and R. Li, “Contactless Charging for Electric Vehicles with a Large Air Gap,” IEEE Power Electronics and Applications Conference EPE’11, Birmingham, UK Aug. 2011.
- [25] A. Ecklebe, and A. Lindemann, “Analysis and Design of a Contactless Energy Transmission System with Flexible Inductor Positioning for Automated Guided Vehicles,” IEEE 32nd Conf. Industrial Electron. IECON’2006, pp. 1721–1726, Paris, France, Nov. 2006.
- [26] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson, “A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control,” IEEE Trans. Ind. Inf., vol. 8, no. 3, pp. 585–595, Aug. 2012.

- [27] J. Sallán, J. L. Villa, A. Llombart, and J. Fco. Sanz, “Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, No. 6, pp. 2140 – 2149, Jun 2009.
- [28] C.-S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.
- [29] X. Fang, H. Hu, Z. John Shen, and I. Batarseh, “Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, No. 4, pp. 1985-1995, Apr. 2012.
- [30] J.P. Ferrieux, F. Forest, “Alimentations à découpage, convertisseur à résonance”, Dunod, 2006.
- [31] R.W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ED., Kluwer Academic Publisher, 2004.
- [32] S. Lacroix, Thèse de l’Université Paris Sud 2013, “Modélisation et commande d’une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries”, LGEP, Paris, France.
- [33] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, [ICNIRP] "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields", *Health Physics*, vol. 74, No. 4, Apr 1998.
- [34] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, [ICNIRP] "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields", *Health Physics*, vol. 99, No.6, pp. 818–836, Jun 2010.
- [35] S. Bouissou, Thèse de doctorat, Université Paris VI, 1994. “Comparaison des formulations en potentiel, pour la résolution numérique en 3D des équations magnétiques couplées aux équations de circuit électrique”, LGEP, Paris, France.

- [36] S. Seely and A. D. Poularikas, "Electromagnetics: Classical and modern theory and applications/8" (Electrical engineering and electronics), Marcel Dekker Publisher, NY, 1979.
- [37] R. Bosshard, U. Badstübner, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, "Comparative evaluation of control methods for inductive power transfer," in Proc. of the 1st International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012.
- [38] M. Jufer and P. Germano, "Contactless power transmission: Frequency tuning by a maximum power tracking method," in 7th Eur. Conf. Power Electronics and Applications, vol. IV, Trondheim, Norway, Sept. 8–10, 1997, pp. 693–697.
- [39] V. J. Brusamarello, Y. B. Blauth, R. Azambuja, I. Muller, and F. R. de Sousa, "Power Transfer with an Inductive Link and Wireless Tuning," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 62, no. 5, pp. 924–931, May 2013.
- [40] G. Ombach, "Design and Safety Considerations of Interoperable Wireless Charging System for Automotive," Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2014, 25-27 March 2014, pp.1-4.
- [41] Y. Nagatsuka, S. Noguchi, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, K. Ida, A. Suzuki and R. Yamanouchi, "Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charger," The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition, China, Nov. 5-9, 2010.
- [42] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic and C.Y. Huang, "Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems," IEEE Trans. Ind. Electron. Soc., vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan. 2013.
- [43] Hao Hao, G. A. Covic and J. T. Boys, "Parallel Topology for Inductive Power Transfer Power Supplies," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 29, no. 3, Mar. 2014.