



Conception d'un système de charge par induction de 22kW avec un fort espacement inducteur/induit

Francois Forest, Philippe Enrici, Thierry Martire, Eric Biagini, Achraf Hammoud, Jean-Jacques Huselstein

► To cite this version:

Francois Forest, Philippe Enrici, Thierry Martire, Eric Biagini, Achraf Hammoud, et al.. Conception d'un système de charge par induction de 22kW avec un fort espacement inducteur/induit. Symposium de Génie Electrique, Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02981831

HAL Id: hal-02981831

<https://hal.science/hal-02981831>

Submitted on 28 Oct 2020

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.

Conception d'un système de charge par induction de 22kW avec un fort espacement inducteur/induit

François FOREST*, Achraf HAMMOUD**, Thierry MARTIRE*, Jean-Jacques HUSELSTEIN*

Philippe ENRICI*, Eric BIAGINI**

* Institut d'Électronique et Systèmes, Université de Montpellier, UMR CNRS 5214

** IES Synergie, Montpellier

RESUME – La charge par induction de véhicules électriques est envisagée depuis longtemps et de nombreux travaux ont été menés sur la question. L'accroissement récent mais très significatif du nombre de véhicules électriques mis sur le marché génère maintenant un fort besoin de solutions de charge diverses et variées dans lesquelles ces chargeurs à induction ont probablement une place à prendre. Des dispositifs de faible puissance (quelques KW) sont déjà commercialisés et quelques démonstrateurs de fortes puissances sont décrits dans la littérature. Le présent papier présente une démarche associant le développement d'un outil de conception de coupleurs magnétiques dédiés à cet usage à la réalisation d'un démonstrateur de 22kW présentant la particularité de transmettre cette puissance sur une distance de 25 cm avec un rendement compris entre 93 et 96%.

Mots-clés—Charge par induction, coupleurs magnétiques, fils de Litz, résonance.

1. INTRODUCTION

La charge par induction des véhicules électriques est une solution séduisante dans la mesure où elle simplifie la tâche de l'utilisateur : Il n'a pas à manipuler des câbles et des connecteurs, qui sont d'une taille respectable pour les puissances supérieures à 10kW. Cela dit, la mise en place d'infrastructures exploitant ce principe pour la voiture de monsieur "Tout le monde" n'est pas simple et le déploiement de cette technologie reste actuellement incertain. Il n'en reste pas moins que les fabricants de systèmes de charge doivent anticiper son éventuelle émergence en acquérant des compétences sur le transfert électromagnétique, qui fait appel à un savoir-faire sensiblement différent [1]-[4]. L'objet du travail présenté ici est de mettre en œuvre un outil permettant d'assister de futurs concepteurs industriels puis de démontrer la faisabilité d'un système de transfert à distance élevé (25 cm), dans l'optique d'évaluer les contraintes induites par des situations particulièrement défavorables en termes de distance inducteur-induit (grandes gardes au sol, enfouissement de l'inducteur, etc). L'outil est basé sur l'utilisation conjointe de modèles analytiques et de simulations Éléments Finis 2D et 3D, articulés de manière à pouvoir conduire des étapes de conception sans temps de calcul prohibitif. Il a été utilisé pour mettre en évidence quelques aspects essentiels du design d'un coupleur électromagnétique, ce qui constituera la première partie de ce papier, puis pour développer un démonstrateur de 22kW, dont la description et la présentation des caractéristiques expérimentales feront l'objet de la dernière partie.

2. QUELQUES ASPECTS ESSENTIEL DE LA CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE CHARGE PAR INDUCTION

2.1. Les paramètres électromagnétiques du coupleur

Les principaux paramètres électromagnétiques à considérer sont les mêmes que dans tout système de couplage statique (transformateur par exemple), la principale différence résidant dans les faibles valeurs de mutuelles (M) et de coefficient de couplage (k) résultant du transfert dans l'air (fig.1).

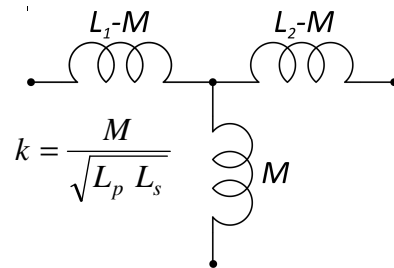


Fig. 1. Schéma équivalent basique

2.2. Nécessité et formes possibles de la compensation

Pour faire fonctionner efficacement ce système fortement inductif, il est indispensable d'utiliser le principe de résonance et d'associer au dispositif des condensateurs pour compenser l'énergie réactive à la fréquence de travail. Compte-tenu du faible couplage inhérent à cette structure, les inductances de fuite L_1-M et L_2-M sont prépondérantes et il est indispensable de réaliser une compensation aussi bien côté primaire (inducteur) que côté secondaire (induit) [5]-[7]. Quatre topologies de compensation sont alors envisageables (fig 2).

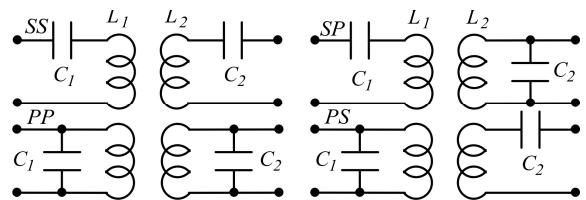


Fig. 2. Topologies de compensation

Les propriétés de la structure Série-Série sont particulièrement intéressantes, en particulier pour l'électronique, et elle est très majoritairement utilisée dans les systèmes existants ou en cours de développement. C'est également cette topologie qui est utilisée dans le présent travail.

2.3. Équations de base du coupleur compensé

La compensation est réalisée sur les inductances propres L_1 et L_2 , ce qui implique d'introduire des condensateurs tels que :

$$L_1 C_1 \omega_o^2 = L_2 C_2 \omega_o^2 = 1 \quad (1)$$

ω_o étant la fréquence résonance choisie.

Le schéma équivalent du coupleur compensé devient celui de la Fig. 3.

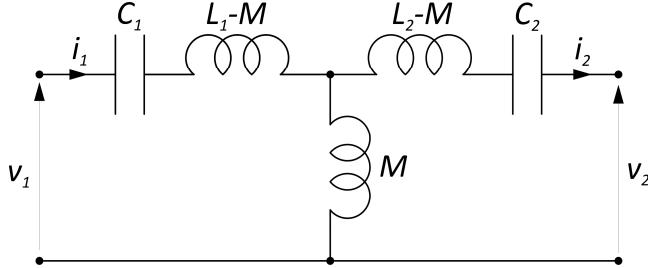


Fig. 3. Schéma équivalent du coupleur compensé série-série

Si la relation (1) est respectée, il vient alors les expressions caractéristiques suivantes :

$$V_1 = M \omega_o I_2 \quad V_2 = M \omega_o I_1 \quad (2)$$

$$P = \frac{V_1 V_2}{M \omega_o} \quad (3)$$

$$V_{L1} = L_1 \omega_o I_1 = \frac{1}{k \sqrt{K_L}} V_2 \quad (4)$$

$$V_{L2} = L_2 \omega_o I_2 = \frac{\sqrt{K_L}}{k} V_1 \quad (5)$$

Avec $K_L = L_1/L_2$

Les courants dépendent donc des tensions "croisées" et de l'impédance mutuelle. La puissance s'exprime très simplement en fonction des tensions et de l'impédance mutuelle. Enfin, les relations (4) et (5) permettent d'évaluer les contraintes en tension aux bornes des bobinages et donc aux bornes des condensateurs de résonance.

Le rendement théorique d'un tel coupleur peut être estimé en introduisant les résistances d'enroulement r_1 et r_2 des deux bobinages. L'expression de ce rendement est alors :

$$\eta = \frac{1 - \frac{1}{K_r} \frac{V_1}{U} \frac{V_2}{V_1}}{1 + \frac{1}{U} \frac{V_2}{V_1}} \quad (6)$$

Avec $K_r = r_1/r_2$ et $U = M \omega_o/r_1$

L'évolution du rendement théorique en fonction de U est donnée Fig. 4 pour plusieurs valeurs de K_r et pour $V_1/V_2 = 1$. On constate que ce rendement atteint des valeurs élevées si U est supérieur à quelques dizaines. La valeur de la fréquence de résonance aura donc une influence déterminante sur ce rendement, l'utilisation de fréquences élevées ayant a priori un intérêt de ce point de vue, comme sur le plan de la taille du coupleur, ce qui est une tendance générale dans le design des systèmes magnétiques.

En contrepartie, pour préserver cette tendance, il faut limiter l'accroissement des valeurs de résistances de bobinage en fonction de la fréquence (fil de Litz).

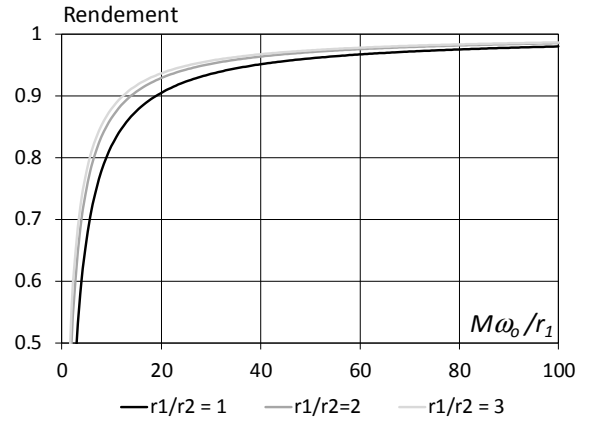


Fig. 4. Rendement théorique d'un coupleur compensé

2.4. Modèles analytiques

Si l'on reste dans la configuration d'un coupleur strictement "à air", il est possible de calculer analytiquement les éléments du schéma équivalent [8]-[10] pour des bobinages circulaires ou rectangulaires (Fig. 5).

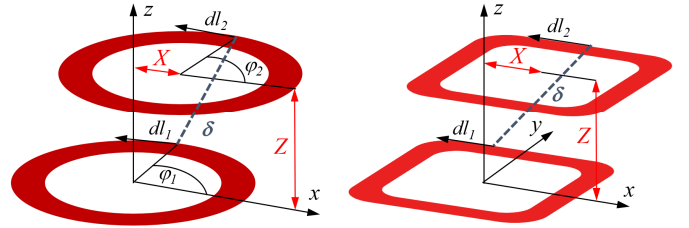


Fig. 5. Conditions géométriques du calcul analytique

Ainsi, pour obtenir la mutuelle entre deux spires, on applique la classique formule de Neumann :

$$M = \frac{\mu_o}{4\pi} \iint \frac{1}{\delta} \cdot d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2 \quad (7)$$

Pour un coupleur complet, à plusieurs spires sur les deux bobinages, le calcul de la mutuelle doit être effectué à partir de :

$$M = \frac{\mu_o}{4\pi} \sum_{i=1}^{i=N_1} \sum_{j=1}^{j=N_2} \left(\iint \frac{1}{\delta_{ij}} \cdot d\vec{l}_{1ij} \cdot d\vec{l}_{2ij} \right) \quad (8)$$

De façon similaire, on peut également calculer les inductances propres des bobinages et finalement en déduire le coefficient de couplage. Les calculs complets sont évidemment très fastidieux et une procédure Matlab a été implantée pour effectuer cette tâche.

2.5. Électronique de puissance associée

La présentation qui suit est placée dans le contexte du schéma général de la Fig. 6. L'alimentation de l'inducteur est réalisée par un onduleur de tension (MOSFET SiC dans le démonstrateur) tandis que l'induit transfère la puissance au véhicule à travers un redresseur à diodes. Dans cette configuration, l'onduleur peut être avantageusement commandé en "phase-shift" de façon à permettre le réglage de V_{1eff} . La gestion de la commande de l'onduleur doit permettre le maintien d'un mode de fonctionnement en ZVS de façon à limiter les pertes dans cet étage. Parallèlement, la présence du pont à diodes côté induit fait que les fondamentaux de v_2 et i_2 seront sensiblement en phase. Enfin, de par ce choix topologique, le courant batterie peut être ajusté via v_1 (équ. 2) mais la tension v_2 ne peut être réglée (pont à diodes), ce qui empêche corollairement le réglage de i_1 . Pour rajouter ce degré de liberté, il faut introduire un redresseur actif sur l'induit.

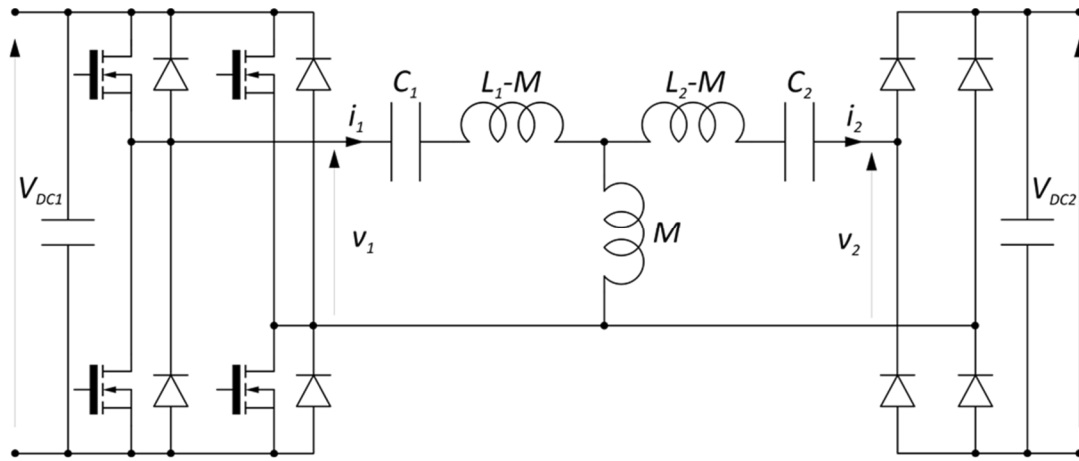


Fig. 6. Electronique de puissance associé au coupleur

3. TENDANCES GÉNÉRALES DU DESIGN D'UN COUPLEUR

Ces éléments caractéristiques étant rappelés et les hypothèses d'alimentation étant définies, l'objectif de la présente partie est de montrer quelques tendances majeures dans le design d'un coupleur.

3.1. Spécifications

Les données de la spécification du démonstrateur seront utilisées pour étayer cette partie par des exemples numériques. Elles sont indiquées ci-après :

- Bus DC, 700V-900V, généré par un redresseur MLI triphasé.
- Puissance Nominale, 22kW.
- Tension Batteries, 550V.
- Courant de charge nominal, 40A à 550V.
- Fréquence de résonance, 85 kHz.
- Distance Inducteur/induit, 25 cm.
- Désalignement maximal toléré selon X ou Y, en maintenant la puissance nominale de 22kW, 10cm.
- Mutuelle nécessaire $M = 20$ à $28 \mu\text{H}$.
- Impédance mutuelle correspondante $M\omega_b = 100$ à 140Ω .

3.2. Tendances dimensionnelles

La procédure de calcul analytique évoquée précédemment est un outil commode pour évaluer différentes configurations de coupleurs capables de répondre aux mêmes spécifications. Il existe néanmoins une importante limitation liée à la difficulté pour ne pas dire l'impossibilité de tenir compte d'un éventuel circuit magnétique.

Nous verrons dans la section 3.3 que l'introduction de tels circuits a pour première conséquence une augmentation des inductances et de la mutuelle, effet bénéfique pour le design. Leur présence est en fait indispensable.

Afin de pouvoir utiliser la procédure analytique dans une exploration un peu générale, de premières simulations EF ont été réalisées pour évaluer le gain susceptible d'être obtenu sur les impédances avec un circuit magnétique. Elles ont montré qu'un facteur deux était tout à fait envisageable et cette valeur a été prise en compte pour corriger les données d'entrée de la procédure. Toutes les observations qui suivent résultent donc de calculs effectués avec une valeur imposée de M égale à $12 \mu\text{H}$, ce qui correspond sensiblement à la moitié de la valeur donnée dans les spécifications. La géométrie retenue est circulaire.

La première partie de cette analyse générale concerne l'influence des dimensions, que l'on peut faire varier dans une large plage en jouant parallèlement sur le nombre de spires.

La Fig. 7 résume les tendances observées dans cette approche, l'inducteur et l'induit étant identiques. Les données affichées sont le diamètre extérieur, le nombre de spires, la longueur de fil, le coefficient de couplage, les tensions aux bornes des deux bobinages. Le dernier paramètre est le pourcentage de diminution du coefficient de couplage et de la mutuelle dans l'hypothèse d'un désalignement de 10 cm.

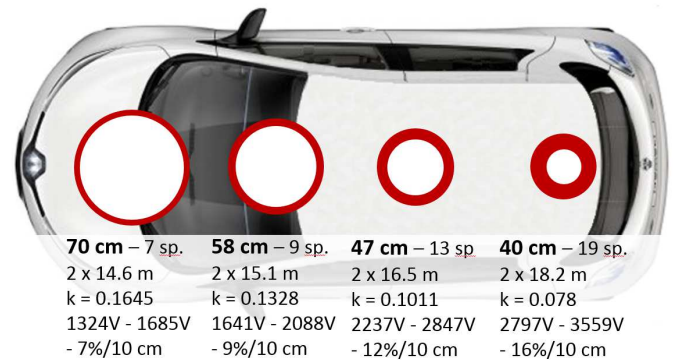


Fig. 7. Différentes configurations dimensionnelles pour la même spécification

La première constatation est que l'on peut obtenir un coupleur très compact en admettant un nombre de spires élevé. Cela dit, les autres données montrent que la compacité a un "coût" : les tensions appliquées aux bobinages sont très importantes et la sensibilité au désalignement est logiquement augmentée. Le problème de compacité étant plus particulièrement critique pour l'induit embarqué, il est intéressant d'envisager une configuration à inducteur et induit différents. La Fig. 8 montre un exemple utilisant un grand inducteur et un induit de faible taille.

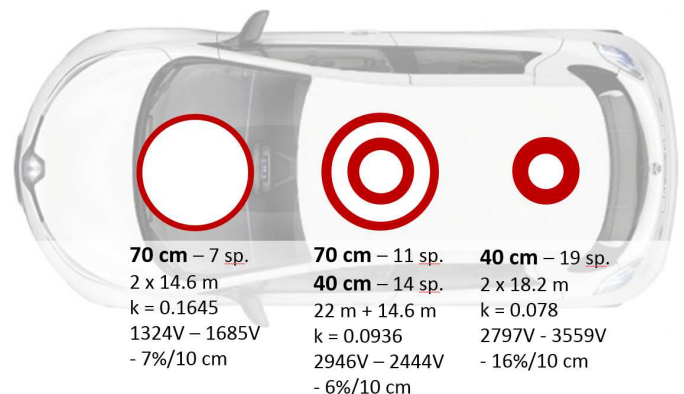


Fig. 8. Configurations à inducteur et induit différents

Cette solution intermédiaire permet de dimensionner un coupleur globalement moins contraint et plus robuste au désalignement, tout en préservant la compacité de l'induit.

En complément des analyses précédentes, réalisées pour un espacement $Z = 25$ cm, les tendances dimensionnelles relatives à la variation de cet espacement ont également été considérées. La Fig. 9 montre différentes solutions obtenues pour Z variant de 10 cm à 25 cm, en choisissant un rapport diamètre ext./ Z constant (4.5). Le coefficient de couplage reste sensiblement constant, ce qui confirme que ce paramètre dépend principalement de ce rapport Diamètre ext./ Z . Un coupleur est logiquement d'autant plus grand que l'espacement est grand. On continue d'observer que la sensibilité au désalignement est en raison inverse du diamètre.

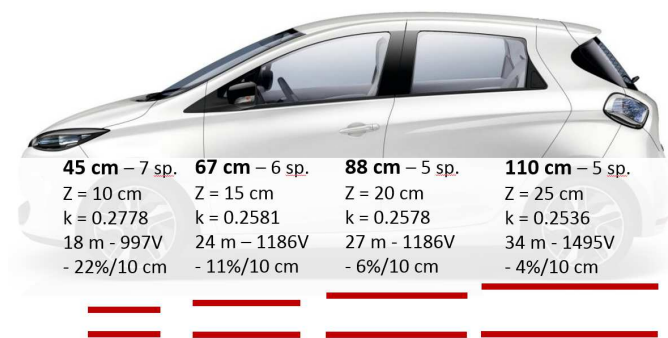


Fig. 9. Dimensions et espacements

3.3. Introduction de circuits magnétiques

Comme indiqué précédemment, l'introduction de circuits magnétiques permet d'améliorer sensiblement les caractéristiques d'un coupleur à dimensions données. Des simulations EF permettent de mettre ceci en évidence.

L'analyse a été effectuée en axisymétrie sur un coupleur circulaire, à inducteur et induit identiques. Le circuit magnétique est supposé être un disque placé à l'aplomb des bobinages. Différentes situations de recouvrement ont été étudiées (Fig. 10). Le graphe de la même figure montre que le recouvrement du bobinage, en particulier sur la périphérie, entraîne un accroissement significatif des inductances propres et de la mutuelle. Le coefficient de couplage varie assez peu, en accord avec l'observation précédente.

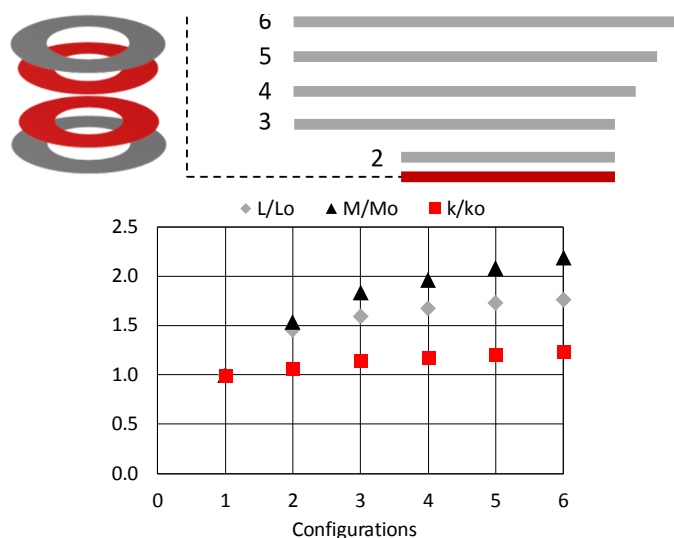


Fig. 10. Influence d'un circuit magnétique

L'introduction de circuits magnétiques permet donc d'atteindre les valeurs cibles de L et de M avec un coupleur plus compact. Un autre avantage est une meilleure canalisation du champ à proximité du coupleur. La forme et la disposition de pièces magnétiques peuvent être très diverses et doivent faire l'objet d'une analyse beaucoup plus approfondie au cas par cas.

3.4. Influence de la dispersion sur les valeurs de L et C

Dans la réalité il est évidemment impossible de respecter strictement la relation 1, du fait de la dispersion des capacités et des valeurs d'inductances. Elle entraîne un désaccord de fréquence qui a pour conséquence l'existence d'une énergie réactive non compensée. Ceci va se traduire par un déphasage du courant primaire, donc une augmentation de sa valeur efficace, à puissance donnée. La courbe de la Fig. 11 montre cet accroissement en fonction de la tolérance cumulée sur l'ensemble des quatre éléments passifs L_1, C_1, L_2, C_2 .

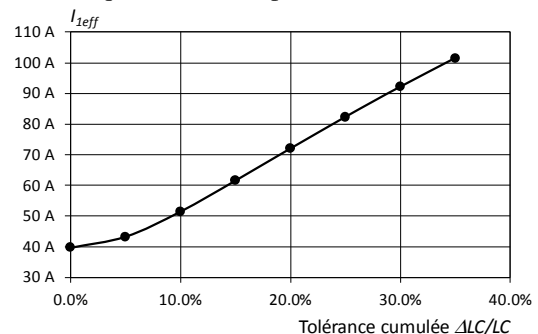


Fig. 11. Influence de la dispersion de L et C

3.5. Problématique des pertes Joule

Les pertes dans les bobinages constituent un aspect essentiel du design d'un coupleur. Elles contribuent pour une large part aux pertes totales : Elles ont donc un impact majeur sur le rendement et, corollairement, sur la gestion thermique des bobinages. Compte-tenu des fréquences de fonctionnement envisagées, l'usage de fil de Litz est indispensable. Se pose alors le problème du choix du fil et de la prédétermination des pertes lors du design [3][4].

Une procédure de calcul a donc été développée pour estimer les pertes dans un fil de Litz. Le schéma de la Fig. 12 indique la philosophie retenue.

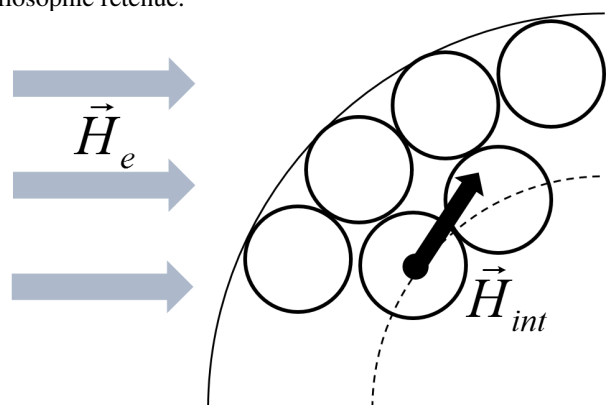


Fig. 12. Configuration pour le calcul des pertes dans le fil de Litz

Le fil est donc constitué de brins élémentaires sur lesquels est faite l'hypothèse d'une équi-répartition du courant total entre tous les brins. Ceci peut être théoriquement sensiblement vérifié si chaque brin occupe toutes les positions dans la section sur un pas de toronage. Dans le bobinage, un brin est soumis à la combinaison du champ généré par le fil (H_{int}) et d'un champ extérieur, supposé uniforme, généré par le bobinage dans son ensemble (H_e).

Dans ces hypothèses, on sait calculer analytiquement le rapport R_{AC}/R_{DC} qui est de la forme :

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = F_R(d, \omega) + N_{Brins}^2 G_R(d, \omega) \left[\frac{H_e^2}{I^2} + \frac{1}{2\pi^2 D^2} \right] \quad (9)$$

d étant le diamètre d'un brin.

Le problème se ramène alors à la détermination du champ extérieur qui pourrait éventuellement être considéré comme uniforme localement mais dont le module varie en fonction de la position de la spire. La méthode utilisée consiste à passer par une étape de simulation EF. Pour une structure bobinage donnée et à courant fixé, on calcule les pertes Joule et on définit alors un champ H_e équivalent qui donne les mêmes pertes dans l'équation (9). Il s'avère que, si l'on fait ensuite évoluer la taille du fil, sa division, l'espacement entre spire à même taille globale du bobinage, ce champ H_e équivalent reste sensiblement constant, à la condition d'une division minimale du fil (> quelques dizaines de brins). Il suffit donc de le calculer une fois pour la structure de bobinage considérée, dans la configuration la "plus économique" en terme de temps de calcul. Cette technique permet de gagner un temps considérable dans l'hypothèse d'itérations générées par une boucle d'optimisation.

La limite de toute modélisation de fil de Litz est le respect de l'hypothèse d'équi-répartition du courant dans les brins. Malheureusement, elle est apparemment mal vérifiée dans les fils très divisés. Dans ce cas, les pertes réelles peuvent être très supérieure aux pertes calculées, ce qui constitue actuellement un écueil dans l'élaboration d'une procédure de design complète.

4. BASES D'UN L'OUTIL DE CONCEPTION

Le développement d'un outil de conception a été une partie importante du présent travail. Son organisation a été établie à partir des informations collectées au cours de la phase préliminaire d'établissement de modèles et de simulations EF, qui sont, pour l'essentiel, résumées dans la partie précédente. La ligne directrice est de limiter l'usage des éléments finis dans les boucles d'itération. Elle utilise donc un principe qui a fait ses preuves dans d'autres opérations [11]-[13] et qui consiste à utiliser l'approche analytique pour initialiser les données d'une procédure plus "fine" exploitant la simulation, afin de limiter le nombre d'itérations. En effet, les résultats issus de modèles analytiques et obtenus avec des temps de calcul faibles, donnent déjà une enveloppe de dimensionnement très correcte du coupleur.

Les premières étapes de la procédure de conception basée sur ce principe sont résumées Fig. 13. Cet organigramme ne représente pas exactement le traitement que l'on peut opérer via des outils d'optimisation tels ceux disponibles dans Matlab mais il permet néanmoins de donner une bonne idée des séquences de calcul qui doivent être implantées.

Dans cette approche, c'est un vecteur dimensionnel relié aux paramètres fixés par les spécifications et les choix initiaux du concepteur qui évolue pendant la phase d'optimisation. La fonction objectif à minimiser peut être préférentiellement le diamètre extérieur, la masse, le rendement ou une combinaison pondérée de ces paramètres. Comme il a été indiqué dans la partie précédente, cette phase strictement analytique ne permet pas de prendre en compte un circuit magnétique ni de calculer les pertes Joule HF.

Ceci peut être partiellement compensé en utilisant des fonctions de correction empiriques déduites des investigations préliminaires.

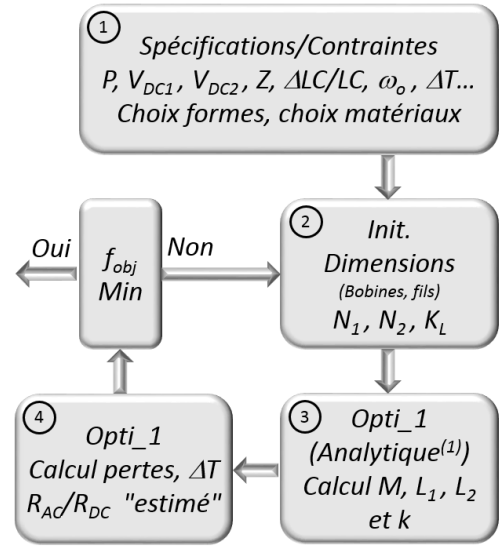


Fig. 13. Étapes analytiques de la procédure de conception

Par exemple, le calcul analytique des paramètres M et L (donc sans circuit magnétique) peut être effectué en introduisant un facteur multiplicatif moyen estimé à partir de résultats tels ceux présentés Fig. 10. De la même façon, le calcul des pertes Joule peut exploiter un facteur R_{AC}/R_{DC} déduit de résultats préliminaires. Les principales contraintes "égalité" et "inégalité" à prendre en compte sont les suivantes :

$$f_{Contraintes} \left[\begin{array}{l} P =, V_{DC1} =, V_{DC2} =, M\omega_o =, Z =, \\ \Delta LC/LC =, V_{L1} \leq, V_{L2} \leq, \Delta T \leq, \Delta k_X \leq \end{array} \right]$$

Avec Δk_X , pourcentage de variation de k sur désalignement et ΔT élévation de température des bobinages. ΔT peut être calculée à partir d'un modèle thermique simplifié prenant en compte les surfaces d'échange et utilisant des coefficients d'échange fonction de l'orientation des surfaces.

Outre sa rapidité d'exécution, un autre intérêt de la procédure analytique est de prendre en compte l'impact du désalignement qui peut donc faire partie des contraintes de l'optimisation.

À l'issue de cette première phase, on dispose d'une image du coupleur relativement fidèle et les dimensions correspondantes sont alors utilisées pour initialiser une deuxième phase (Fig. 14) qui exploite des simulations EF effectuées en axisymétrie (bobinages circulaires). Elles permettent de calculer les paramètres en présence d'un circuit magnétique et de déterminer le champ externe équivalent (cf. paragraphe 3.5) nécessaire au calcul des pertes Joule HF.

Une fois cette deuxième phase terminée, la géométrie obtenue peut être simulée en 3D à des fins de vérification, de l'impact du désalignement en particulier, qui ne peut être pris en compte en axisymétrie.

Cette étape de vérification inclut également l'analyse thermique.

Il est à noter que l'approche proposée ne permet pas de traiter directement le cas des coupleurs rectangulaires. Cela dit, à mêmes dimensions externes, ces derniers ont des caractéristiques relativement proches de leurs homologues circulaires. Un premier tir peut donc être réalisé avec l'outil considéré mais des simulations 3D sont ensuite inévitables pour affiner le dimensionnement. De la même façon, des formes ajourées ou asymétriques de circuits magnétiques ne peuvent être prises en compte et nécessitent également l'usage de la simulation 3D.

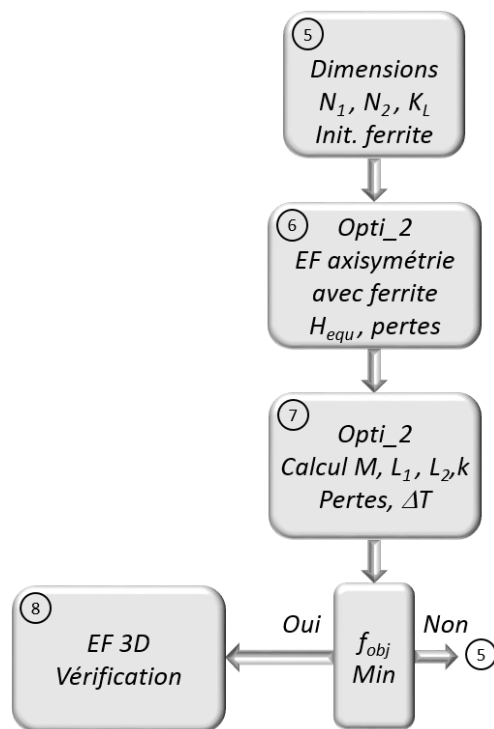


Fig. 14. Etapes de la procédure intégrant des simulations EF

L'implantation de cet outil d'aide à la conception n'a malheureusement pu être menée complètement à son terme, en particulier sur le plan de l'optimisation. Cela dit, la plupart des étapes de calcul et de génération automatisée des simulations EF sont opérationnelles. Le regroupement des maillons existants constitue déjà un outil d'aide à la conception puissant, qui a donc été utilisé pour dimensionner le démonstrateur.

5. CONCEPTION ET RÉALISATION DU DÉMONSTRATEUR

5.1. Résultats de la conception

Pour le démonstrateur, le choix d'une géométrie carrée, avec un inducteur et un induit de tailles différentes, a été retenu. En utilisant l'outil de conception précédent couplé à quelques simulations EF 3D, les caractéristiques géométriques du coupleur ont été définies et sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Tableau 1. Caractéristiques géométriques du coupleur

Dimensions (cm)		Poids induit	
Bobine inducteur	68 x 68	Fil de Litz	1.7 kg
Bobine induit	54 x 54	Ferrite	12 kg
CM Ferrite	70 x 70	Aluminium	3.5 kg
Aluminium inducteur	76 x 76	Support	14 kg
Aluminium induit	80 x 80	TOTAL	31 kg
N_1	17 spires		
N_2	7 spires		

Dans ces données apparaissent des pièces en aluminium qui n'ont pas été évoquées dans les parties précédentes, pour simplifier la présentation Il s'agit de plaques de quelques mm d'épaisseur disposées sous le circuit magnétique (inducteur) ou au-dessus (induit) et ayant pour fonction de limiter le champ émis à proximité du coupleur (normes d'émission [14]). Elles modifient quelque peu les caractéristiques du coupleur, mais leur influence peut aisément être prise en compte dans la procédure de design exploitant des simulation EF 2D.

Dans cette conception, le volume des circuits magnétiques n'a pas été optimisé pour éliminer une variable de dimensionnement. Une plaque de ferrite équivalente de 70 cm x 70 cm et de 5 mm d'épaisseur est placée en regard de chaque bobinage ce qui maximise les performances de ce premier démonstrateur mais conduit à une masse élevée. Considérant les bons résultats obtenus par la suite, cette masse pourrait être considérablement réduite dans une approche de réalisation plus industrielle.

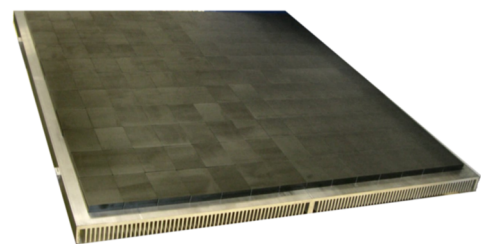
5.2. Réalisation du système

Le système a été entièrement réalisé au laboratoire. Des pièces "support" comportant des gorges ont permis d'obtenir des bobinages parfaitement calibrés et de bonne tenue mécanique. À nouveau, la masse introduite par ces supports est importante et la définition de ce maintien mécanique mérite d'être approfondie. Le fil de Litz utilisé comporte 3360 brins de 0.071 mm de diamètre (section utile de 13 mm², diamètre de 6 mm). Les Fig. 15-a et Fig. 15-b montrent une vue de ces bobinages.



a - Inducteur

b - Induit



c - circuit magnétique

Fig. 15. Vues du coupleur réalisé

Le circuit magnétique plan est constitué de plaques pour noyaux planar dites "en I" placées côte à côte (Fig. 15-c).

Les caractéristiques électriques théoriques et mesurées du coupleur sont données Tableau 2, ainsi que les valeurs de capacités des condensateurs de résonance associés.

Tableau 2. Caractéristiques électriques du coupleur

	Design	Mesure	erreur
Mutuelle M_{max}	28 μ H	28.5 μ H	1.8%
Mutuelle M_{min}	21 μ H	21.4 μ H	1.9%
k_{max}	0.185	0.19	2%
k_{min}	0.14	0.142	1.2%
L_1	325 μ H	333 μ H	2.5%
L_2	70.5 μ H	68.5 μ H	- 2.8%
C_1	10.8 nF	10.4 nF	- 3.6%
C_2	49.7 nF	47.8 nF	- 3.8%

On constate que les tolérances sur les composants sont faibles et se compensent partiellement. Il y aura donc dans ce système peu de majoration de courant due au désaccord de fréquence.

Les condensateurs de résonance (Fig. 16) sont réalisés par assemblage série de condensateurs 250nF – 700V destinés à des applications de chauffage par induction, donc avec des capacités en courant élevées.

Compte-tenu des valeurs d'inductance obtenues et des courants imposés, les tensions appliquées aux composant L_1C_1 sont de l'ordre de 7 KV et de 1.5 kV sur L_2C_2 . Ces valeurs augmentent de 20 à 30% en cas de désalignement.

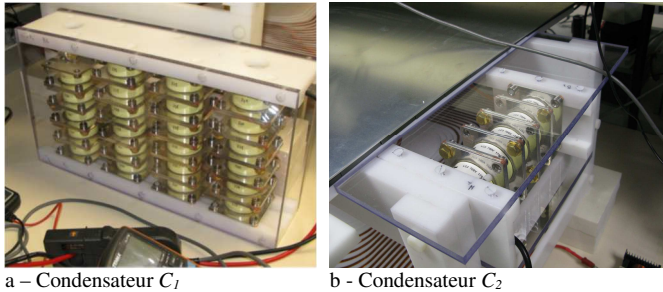


Fig. 16. Condensateurs de résonance

5.3. Résultats expérimentaux

Le démonstrateur réalisé a été testé à puissance nominale et ses performances sont conformes aux prévisions. Le tableau 2 montre quelques résultats obtenus pour trois configurations.

Tableau 3. Résultats expérimentaux

	22kW aligné	22kW désaligné	3kW aligné
I_p (rms)	31,5 A	42 A	31,5 A
V_{bus}	900 V	740 V	700 V
V_{batt}	550 V	550 V	550 V
$P_{entrée}$	23 kW	23,1 kW	3,5 kW
P_{sortie}	22 kW	21,5 kW	2,85 kW
Rendement	95,6%	93%	81,5%

Le rendement du système complet (incluant l'électronique de puissance) au régime nominal, l'inducteur et l'induit étant alignés, est proche 96%, ce qui démontre l'efficacité du principe, même à séparation élevée. Ce rendement chute logiquement en cas de désalignement, mais reste d'un bon niveau. À faible puissance, le rendement se dégrade fortement, ce qui est normal, compte tenu du fait que le courant efficace primaire ne dépend que de la tension v_2 , constante dans ces essais.

Le Tableau 4 présente un bilan des pertes dans le coupleur. Seules les pertes Joule et les pertes totales ont été mesurées, les autres valeurs correspondent à des estimations obtenues par simulations, associées à un modèle de pertes fer dans le cas des circuits magnétiques.

Tableau 4. Bilan des pertes du coupleur

	aligné	désaligné
Bobinage 1	376 W	680 W
CM 1	21 W	52 W
C_1	28 W	51 W
Aluminium 1	60 W	105 W
Bobinage 2	171 W	171 W
CM 2	25 W	33 W
C_2	12 W	12 W
Aluminium 2	15 W	18 W
Total	709 W	1122 W

Les pertes Joule mesurées sont très supérieures à celles initialement calculées, en appliquant le principe présenté dans la section 3.5. Le fil de Litz est pourtant très fortement divisé mais il est probable que l'imbrication des torons successifs nécessaires à sa réalisation est très imparfaite. En réalité, des expériences complémentaires, menées à la suite de cette observation, ont montré qu'il existe probablement un optimum du nombre de brins nettement inférieur à cette valeur et pour lequel les pertes seraient plus faibles (compromis diamètre des brins/qualité du toronnage). Un approfondissement de cette question permettrait donc de réduire sensiblement ces pertes Joule et d'augmenter encore le rendement du dispositif.

Les oscillogrammes de la Fig. 17 montrent les principales grandeurs électriques observées au régime nominal et à faible charge. Dans ce dernier cas, le décalage de la commande phase-shift induit une forte déformation du courant secondaire mais ceci n'a pas de conséquence particulière. On constate également la quasi-invariance du courant primaire, du fait de sa dépendance à la seule tension v_2 .

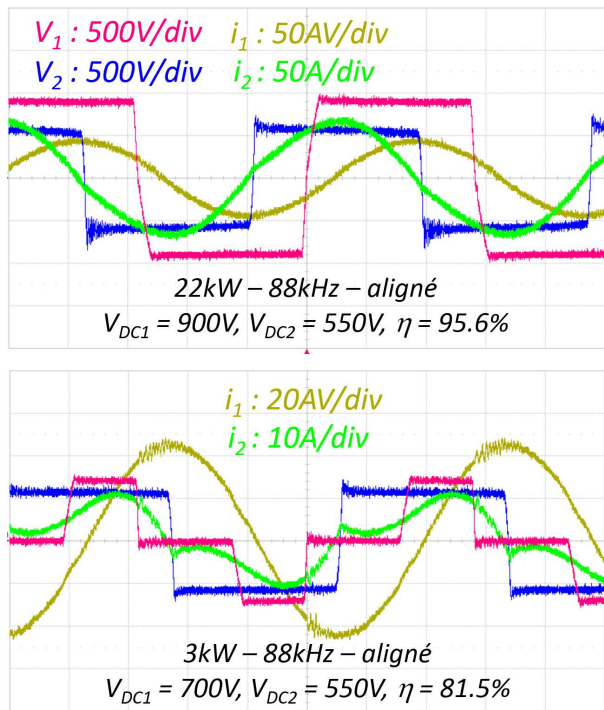


Fig. 17. Formes d'ondes aux bornes du coupleur

6. CONCLUSION

Le travail présenté, qui s'inscrit dans le cadre d'un partenariat laboratoire/entreprise, avait pour objectifs affichés d'évaluer les implications du développement d'un système de charge par induction, d'élaborer des outils d'aide à la conception de coupleurs électromagnétiques et enfin, de réaliser un démonstrateur d'une puissance significative et à fort espacement inducteur-induit. Ces objectifs ont globalement été atteints. En exploitant largement les nombreux résultats présents dans la littérature et en associant calculs analytiques et simulations éléments finis, différents blocs d'une procédure générale de conception ont été mis en place. Ils ont permis de procéder à une analyse des principales tendances et dépendances du design puis de concevoir le démonstrateur attendu.

Ses caractéristiques expérimentales sont très proches de celles données par la phase de design, ce qui valide l'efficacité des procédures utilisées. Les fortes valeurs de rendement obtenues confirment, si besoin était, la validité technique de cette solution.

Cette étude a mis plus particulièrement en évidence deux difficultés. La première est liée au défaut de comportement des fils de Litz, avec comme conséquence une mauvaise estimation des pertes et de la température pendant le design. La seconde concerne les tensions appliquées aux bobinages et aux condensateurs. À grande distance, donc à faible coefficient de couplage, l'inductance propre de l'inducteur doit être élevée pour obtenir les valeurs de mutuelle adaptées. À fréquence de résonance donnée, ceci va dans le sens de coefficients de qualité élevés et corollairement de tensions appliquées très importantes. Cet aspect est peu ou pas abordé dans la littérature sur le sujet alors qu'il constitue un véritable écueil, en termes de technologie comme de sécurité, dans la mise en application industrielle.

7. REFERENCES

- [1] J. Sallán, J. L. Villa, A. Llombart et J. F. Sanz, «Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge,» IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 2140-2149, June 2009.
- [2] M.Cederlof, "Inductive charging of electric vehicles", Master thesis, KTH Electrical Engineering, Stockholm, Sweden 2012.
- [3] J. Muhlethaler, "Modeling and multi-objective optimization of inductive power components," a dissertation submitted to ETH Zurich for the degree of doctor of science, pp. 97-123, 2012.
- [4] R. Bosshard, "Multi-Objective Optimization of Inductive Power Transfer Systems for EV Charging", a dissertation submitted to ETH Zurich for the degree of doctor of science, 2015
- [5] H. Matsumoto, Y. Neba, K. Ishizaka et R. Itoh, «Comparison of Characteristics on Planar Contactless Power Transfer Systems,» IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, N° 6, pp. 2980-2993, 2012.
- [6] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse et Q. Chen, «Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio,» IEEE Transactions on Power Electronics VOL. 29, NO 6, pp. 2979-2990, June 2014.
- [7] K. Aditya et S. S. Williamson, «Comparative Study of Series-Series and Series-Parallel Compensation Topologies for Electric Vehicle Charging,» IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics, 2014.
- [8] C. Hoer and C. Love, "Exact inductance equations for rectangular conductors with applications to more complicated geometries," Journal of research of the bureau of standards-C. Engineering and instrumentation, vol. 69C, No. 2, April-June 1965.
- [9] S. Raju, R. Wu, M. Chan et C. P. Yue, «Modeling of mutual coupling between planar inductors in wireless power applications,» IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, N° 1, January 2014.
- [10] J. Acero, C. Carretero, I. Lope, R. Alonso, Ó. Lucía et J. M. Burdio, «Analysis of the Mutual Inductance of Planar-Lumped Inductive Power Transfer Systems,» IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 410-420, January 2013.
- [11] Z. Belkaid, "Modèles et outils pour la conception de composants magnétiques HF dédiés à l'électronique de puissance," Thèse de l'Université de Montpellier, Novembre 2016.
- [12] F. Forest, E. Labouré, T. Meynard, M. Arab : Analytic Design Method Based on Homothetic Shape of Magnetic Cores for High Frequency Transformers, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N°5, pp. 2070-2080, septembre 2007.
- [13] F. Forest, T. A. Meynard, J.-J. Huselstein, D. Flumian, C. Rizet, A. Lacarnoy, "Design and Characterization of an Eight-Phase-137-kW Intercell Transformer Dedicated to Multicell DC-DC Stages in a Modular UPS, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, N° 1. pp. 45-55, January 2014.
- [14] ICNIRP, "ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz-100kHz)," ICNIRP publication, 2010.