

Réf. : D3237 V1

#### Date de publication : 10 mai 2018

# Transfert d'énergie sans contact par induction en moyenne puissance

Cet article est issu de : Énergies | Conversion de l'énergie électrique

par Jean-Paul FERRIEUX, Gérard MEUNIER, Benoît SARRAZIN, Alexis DERBEY

#### Mots-clés

Electronique de puissance | couplage magnétique | convertisseur à résonance | transfert d'énergie sans contact **Résumé** L'objectif de cet article est de retracer les grands principes du transfert d'énergie sans contact. Après un rappel des différents moyens de transmission d'énergie sans fil, l'étude se concentre sur le transfert par couplage magnétique en moyenne puissance, dans le contexte de la recharge accélérée de véhicules électriques. L'étude s'attache à la modélisation de ce type de coupleur à grand entrefer puis les différents modes de compensation sont analysés et comparés. Une méthode de pré-dimensionnement du coupleur est proposée sur la base de simulations simples par éléments finis. Le coupleur ainsi dimensionné est associé à une structure DC-DC à résonance série-série. Ce système ainsi étudié a conduit à la réalisation d'un prototype d'une puissance de 20kW.

#### Keywords

power electronics | magnetic coupling | resonant converter | contactless power transfer



**Pour toute question :** Service Relation clientèle Techniques de l'Ingénieur Immeuble Pleyad 1 39, boulevard Ornano 93288 Saint-Denis Cedex

Par mail : infos.clients@teching.com Par téléphone : 00 33 (0)1 53 35 20 20 **Abstract** This article describes the main principles of contactless energy transfer. After a short review of various options of wireless energy transfer, the article focuses on the magnetic coupling transfer for automotive charging in medium power applications. The article deals with the modeling of a large air gap coupler. Different compensation modes are then analyzed and compared. A pre-dimensioning method for the coupler is proposed, based on simple finite element simulations. The coupler is designed and included in a DC-DC topology with series-series resonance. The whole system was studied and a 20 kW prototype made and successfully tested.

Document téléchargé le : 08/06/2022 Pour le compte : 7200048087 - ecole normale superieure de lyon // 140.77.179.219

© Techniques de l'Ingénieur | tous droits réservés

# Transfert d'énergie sans contact par induction en moyenne puissance

#### par Jean-Paul FERRIEUX

Professeur des Universités Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

#### **Gérard MEUNIER**

Directeur de Recherche Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

#### Benoît SARRAZIN

Ingénieur de Recherche Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

#### et Alexis DERBEY

Ingénieur d'Études Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

Pour	r en savoir plus	Doc. D 3	237
5.	Conclusion	_	18
4.3	Mise en œuvre	-	15
4.2	Étude du convertisseur	_	13
4.1	Support de l'étude	_	12
4.	Étude du convertisseur et mise en œuvre	_	12
3.2	Processus de pré-dimensionnement	_	10
3.1	Puissance transmissible pour une compensation série-série	_	9
3.	Méthodologie de pré-dimensionnement	_	8
2.3	Évaluation du rendement	-	7
2.2	Choix de la compensation	_	6
2.1	Modélisation du coupleur	_	5
2	Modèles électromagnétiques simplifiés et compensation	_	5
1.2	Positionnement de l'étude	_	4
1.1	Techniques de transmission d'énergie à distance	_	2
1.	Contexte	D 3 23	7 - 2

e transfert d'énergie sans contact, ou encore le transfert d'énergie sans fil, est un terme générique pour désigner différentes techniques permettant de transférer de l'énergie électrique à distance, sans liaison physique, d'un dispositif émetteur (ou antenne émettrice) vers un dispositif récepteur (ou antenne réceptrice). Ce mode de transfert d'énergie peut prendre différentes formes : induction magnétique, influence électrique, rayonnement électromagnétique (ondes radio, micro-ondes, laser infrarouge) [1] [2].

Le transfert d'énergie sans contact (WPT pour Wireless Power Transfer) trouve des applications dans de nombreux domaines, allant de l'électronique mobile (recharge de smartphones, ordinateurs portables, tablettes, GPS...), au secteur des transports (voitures, bus, tramways, etc.), en passant par les implants actifs en médecine (stimulateurs cardiaques, défibrillateurs, prothèses auditives, pompes à insuline, valves cérébrales...). Dans ce type d'applications, l'énergie électrique transmise va servir à charger une batterie. Le WPT trouve également des applications dans les systèmes de chauffage [3] :

– chauffage par induction électromagnétique de métaux et de matériaux semi-conducteurs dans les domaines de la métallurgie et de la mécanique (four de fusion à creuset, chauffage avant formage, traitement thermique superficiel), de la chimie (fusion directe des verres et d'oxydes, etc.), ainsi que dans les applications grand public (plaques chauffantes de cuisine);

- chauffage par rayonnement micro-onde (four à micro-ondes);

– chauffage par rayonnement infrarouge dans l'habitat (radiateurs, panneaux infrarouges).

## **1. Contexte**

#### 1.1 Techniques de transmission d'énergie à distance

Les techniques de transfert d'énergie à distance peuvent être classées en différentes catégories, selon la distance à laquelle on se place de la source, relativement à la longueur d'onde  $\lambda$ . On distingue d'une part les techniques dites de champ proche et d'autre part celles dites de champ lointain. Lorsque les distances à parcourir sont faibles devant  $\lambda$ , le transfert d'énergie se déroule dans des conditions de champ proche. À l'inverse, lorsque les distances à parcourir sont très grandes devant  $\lambda$ , le transfert d'énergie a lieu dans des conditions de champ éloigné. Il existe également une zone intermédiaire, appelée zone de transition, dans laquelle le champ éloctromagnétique (EM) présente à la fois des caractéristiques de champ proche et de champ lointain.

On distingue trois techniques de transfert d'énergie sans contact, au sein desquels il peut exister une ou plusieurs technologies :

- la transmission d'énergie par champ magnétique ou couplage inductif ;

- la transmission d'énergie par champ électrique ou couplage capacitif;

- la transmission d'énergie par ondes électromagnétiques.

Les techniques de transfert d'énergie par couplage magnétique ou capacitif sont des techniques en champ proche, tandis que celles par propagation d'ondes électromagnétiques relève essentiellement de la zone de champ lointain. Les techniques en champ proche permettent de réaliser des transferts d'énergie avec des rendements élevés, mais uniquement sur de faibles distances (jusqu'à plusieurs centimètres). Au-delà, le rendement décroît de manière exponentielle avec la distance. Les fréquences mises en jeu varient généralement de plusieurs dizaines de kilohertz à quelques mégahertz, suivant la technologie considérée. De leur côté, les techniques en champ éloigné permettent de réaliser des transferts d'énergie sur des distances aussi bien courtes que longues, allant de quelques millimètres à plusieurs kilomètres. La divergence naturelle de l'onde électromagnétique au cours de sa propagation affecte cependant l'efficacité de la transmission sur les longues distances. Il est néanmoins possible de limiter cette divergence en utilisant des ondes courtes (micro-ondes, lasers infrarouges), qui peuvent être focalisées sous formes de faisceaux, à l'aide de lentilles et de réflecteurs. L'utilisation d'ondes courtes permet, en outre, de réduire la taille des antennes. Les fréquences mises en jeu sont généralement dans la plage du gigahertz.

#### 1.1.1 Transmission d'énergie par induction magnétique

Ce mode de transfert d'énergie en champ proche exploite les lois d'Ampère et de Faraday. D'après la loi d'Ampère, une bobine parcourue par un courant alternatif, génère un champ magnétique variable dans le temps qui, lorsqu'il est intercepté par une autre bobine, induit une force électromotrice aux bornes de cette dernière (loi de Faraday). Cette force électromotrice engendre alors un courant permettant d'alimenter une charge électrique. La figure **1** illustre ce principe et montre les lignes de champ magnétique entre deux bobines distantes de plusieurs centimètres. C'est ce principe que l'on retrouve dans le fonctionnement des transformateurs et des machines tournantes.

Le couplage entre deux bobines se mesure à l'aide d'un coefficient de couplage k, défini comme le rapport de l'inductance mutuelle *M* entre les deux bobines sur la racine carrée du produit des inductances propres de chaque bobine,  $L_1$  et  $L_2$ :  $k = M/\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ . Suivant la valeur du coefficient k, comprise entre 0 et 1, on parlera de bobines faiblement couplées ou fortement couplées.

Les systèmes de transfert d'énergie par induction s'apparentent en général à des transformateurs faiblement couplés (i.e. avec des fuites magnétiques non négligeables). Ces fuites magnétiques provoquent des chutes de tension aux bornes des enroulements, entraînant un appel de courant réactif sur le réseau électrique afin



Figure 1 – Schéma de principe de l'induction magnétique



Figure 2 - Transmission d'énergie par couplage magnétique hautement résonant : schéma de principe et expérience du MIT (d'après [4])

de les compenser. Il est alors souvent nécessaire de surdimensionner les câbles électriques, les éléments actifs et passifs afin de tenir compte de ce surplus de courant. Pour remédier à ce problème, on ajoute un ou des condensateurs de résonance afin de compenser partiellement ou complètement la puissance réactive consommée dans les enroulements des bobines : on parle alors de couplage magnétique résonant. Cette solution permet de transférer de l'énergie efficacement sur des distances pouvant atteindre le diamètre de la bobine de transmission. Les fréquences mises en jeu varient généralement de quelques dizaines à plusieurs centaines de kilohertz.

Pour des distances supérieures au diamètre de la bobine - sur plusieurs mètres par exemple – on exploite plutôt la self-réso-nance des bobines (cellule de résonance formée par l'inductance de la bobine et ses capacités parasites), comme le fit Nikola Tesla en son temps avec la bobine qui porte son nom. En 2007, une équipe du MIT est parvenue à transférer 60 W sur ce principe (figure 2), sur une distance de 2,4 m, soit quatre fois le diamètre de la bobine de transmission [4], pour un rendement d'environ 30 %. Ce mode de transfert d'énergie est désigné sous le terme de couplage magnétique « hautement » résonant. Les bobines sont réalisées de telle sorte qu'elles présentent la même fréquence de résonance. Lorsque les valeurs des capacités parasites ne suffisent pas pour travailler à la fréquence envisagée [4], une capacité supplémentaire peut être ajoutée et intégrée au design des bobines. L'ajout de ce condensateur permet également de confiner le champ électrique au sein du résonateur ainsi formé, et donc de limiter le rayonnement électromagnétique à l'extérieur. Les fréquences mises en jeu sont généralement dans la plage du mégahertz.

Ce mode de couplage permet de réaliser des transferts d'énergie à mi-distance, c'est-à-dire sur des distances supérieures ou égales au diamètre de la bobine de transmission, mais avec des rendements plus faibles que ceux obtenus par couplage magnétique (champ proche), et limités à 50 % [5]. Ce transfert d'énergie à mi-distance est de ce fait réservé aux faibles puissances (< 100 W).

#### 1.1.2 Transmission d'énergie par influence électrique

Ce mode de transfert d'énergie sans contact repose sur le même principe de fonctionnement qu'un condensateur, à savoir la circulation d'un courant de déplacement  $J_D$  entre deux armatures métalliques (ou électrodes), soumises à une différence de potentiels variable dans le temps, afin d'assurer la continuité électrique

du circuit. Les deux électrodes forment alors une capacité dite de couplage. On distingue deux topologies pour ce mode de transfert d'énergie :

– une topologie dite bipolaire, dans laquelle les deux électrodes de terminaison de chaque circuit (transmission et réception) sont toutes les deux actives et participent au transfert de puissance (figure  $\bf{3}$ );

- une topologie dite unipolaire, dans laquelle une seule des deux électrodes est active, l'autre, passive, est reliée à un circuit de masse.

D'abord utilisé comme une méthode d'isolation galvanique pour transmettre les signaux analogiques dans les circuits de commande, ou comme une méthode de détection et de localisation de position pour souris, stylets ou tablettes, le couplage capacitif investit ensuite progressivement le domaine de la puissance [6] [7]. Cette montée en puissance reste cependant entravée par la faiblesse des capacités de couplage, qui dans ce genre d'applications sont limitées par la distance de couplage et la surface disponible. La capacité de couplage varie généralement de quelques dizaines à plusieurs centaines de picofarads. Elle peut atteindre le nanofarad, si l'on souhaite réaliser des transferts de puissance dans la plage du kilowatt, mais à condition de minimiser la distance de couplage [8].

L'intensité du courant électrique est aussi un facteur limitant la montée en puissance, essentiellement pour des raisons de tenue diélectrique. En effet, la tension aux bornes de la capacité de couplage doit rester inférieure à la tension de claquage du milieu diélectrique. Deux possibilités se présentent pour limiter la tension aux bornes du condensateur de couplage : soit augmenter en fréquence, mais cela entraînerait des pertes supplémentaires dans les éléments actifs et passifs ; soit limiter l'intensité du courant. Il en résulte que le transfert d'énergie par couplage capacitif est



Figure 3 – Schéma de principe d'un système de transmission de puissance par couplage capacitif

mieux adapté à des charges de type faible courant sous tension élevée.

Le transfert de puissance capacitif permet naturellement de confiner le champ électrique entre les plaques métalliques, compte tenu des faibles distances de couplage mises en jeu, et ainsi de limiter le rayonnement électromagnétique émis. Ces armatures métalliques constituent une solution de blindage légère et à moindre coût, contrairement au transfert de puissance inductif où il est nécessaire d'ajouter des matériaux ferromagnétiques, en plus des plaques de blindage, pour canaliser le champ magnétique. Le confinement du champ électrique contribue à rendre le transfert capacitif moins sensible aux défauts de position, à la différence du transfert de puissance inductif.

#### 1.1.3 Transmission d'énergie par faisceau d'ondes électromagnétiques

Cette technique de transfert d'énergie sans contact n'entre pas dans le contexte de notre étude. Elle repose sur la propagation d'ondes électromagnétiques et est particulièrement adaptée à des transferts d'énergie sur des longues distances (figure **4**).

Les principales applications envisagées ont longtemps concerné et concernent toujours le domaine aérospatial, allant de la propulsion thermique par faisceau laser ou la propulsion à micro-ondes des fusées, à la capture de l'énergie solaire par des centrales solaires orbitales et son acheminement sur Terre, en passant par l'alimentation de plates-formes d'observation dans la stratosphère, capable de fonctionner de nombreuses heures durant [9].

Dans les années 1990, les chercheurs ont commencé à s'intéresser à de nouveaux débouchés. En 1994, un projet pilote de fourniture d'électricité dans un village isolé sur l'île de la Réunion a été lancé. À partir d'une ligne EDF située à 700 m du village, une puissance de 10 kW avec un rendement de 20 % a pu être transférée par faisceaux de micro-ondes jusqu'au village. En 2000, un institut de recherche de l'université de Kyoto au Japon, le RISH, particulièrement en pointe sur le transfert d'énergie par micro-ondes, a lancé une série de projets pilotes visant à évaluer le potentiel des micro-ondes. Parmi ces projets, on peut en citer un sur la recharge sans contact des téléphones portables, un autre sur celle des véhicules électriques [10] ou encore un autre sur la distribution d'électricité sans fil dans un bâtiment.

#### 1.2 Positionnement de l'étude

L'étude présentée ci-après se rapporte au transfert d'énergie sans contact par couplage magnétique en moyenne puissance (de l'ordre de la dizaine de kilowatts); toutefois, les concepts et modèles présentés pourront s'appliquer à d'autres niveaux de puissance. L'application qui servira de fil directeur est la recharge accélérée de véhicules électriques (VE). Pour un véhicule embarquant une énergie de l'ordre de 25 kWh, trois types de charge sont communément admis (figure **5**):

 – la charge lente à 3 kW pour une durée de 8 h, qui nécessitera un réseau classique monophasé 230 V-16 A ;



Figure 4 – Schéma de principe d'un système de transmission de puissance par micro-ondes





 – la charge intermédiaire ou accélérée à 22 kW (1 h environ, réseau triphasé 400 V-32 A);

- la charge rapide à 43 kW avec un réseau 400 V-63 A.

Le système étudié se limitera à la conversion DC-DC à travers un coupleur magnétique sans contact, moyenne fréquence. La source continue d'entrée est générée par la borne de recharge (partie fixe) alors que le secondaire (partie embarquée) délivre une puissance continue directement ou non à la batterie (figure **6**). Cette chaîne de conversion pourra être réversible pour autoriser la possibilité de transfert d'énergie du véhicule vers le réseau (*Vehicle to Grid*, V2G).

La principale difficulté concernera l'étude, le dimensionnement et l'optimisation du coupleur associé à son convertisseur à résonance. La garde au sol du véhicule imposera un entrefer important et donc un couplage médiocre. Cet entrefer pourrait être réduit avec un système de positionnement complexe ; néanmoins, ceci diminuerait l'intérêt de ce type de transfert. Par ailleurs, la sensibilité au positionnement sera un aspect à considérer.

Des travaux antérieurs ont déjà largement abordé ces problématiques en particulier via des collaborations industrielles. On peut citer en particulier :

 le projet Praxitèle avec EDF et la thèse de Rachid Laouamer
 [11]. Une solution de recharge des batteries par induction a été développée pour automatiser la position du coupleur et celle de la charge des batteries ;



Figure 6 – Chaîne de conversion d'énergie d'un système de recharge sans contact pour un véhicule électrique



Figure 7 - Schéma inductif équivalent d'un coupleur à deux enroulements

– le projet Flytram avec Alstom et la thèse de Jean-Romain Sibué [12]. Ce projet vise à supprimer partiellement ou complètement les caténaires le long des lignes de tramways, et à fournir des solutions de recharge sans contact (batteries, supercondensateurs) pendant les phases d'arrêt en station;

– le projet CINELI (chargeur inductif électrique interopérable) et la thèse de Mohammad Ibrahim [13]. Ce projet vise à mettre au point un système complet de recharge sans contact, y compris la communication sans fil pour une Renault Kangoo.

## 2. Modèles électromagnétiques simplifiés et compensation

#### 2.1 Modélisation du coupleur

#### 2.1.1 Couplage magnétique

Le coupleur est un système magnétique à deux enroulements qui peut se représenter de façon générale par deux inductances, primaire et secondaire, et une inductance mutuelle, notées respectivement  $L_1$ ,  $L_2$  et M (figure **7**).

Le coefficient de couplage, noté k, permet de quantifier la qualité du transfert du flux d'un enroulement à l'autre. Lorsque les circuits magnétiques primaire et secondaire sont de géométries différentes, ce qui peut être le cas pour le transfert d'énergie sans contact par induction, il est nécessaire d'introduire les coefficients de couplage rapportés au primaire et au secondaire [14], notés respectivement  $k_1$  et  $k_2$ .

La figure **8** représente de façon schématique les différents flux présents dans le coupleur magnétique afin d'exprimer les différents coefficients de couplage :

- $\Phi_{12}$  et  $\Phi_{21}$ : flux d'induction mutuelle ;

Les flux d'auto-induction s'expriment en fonction du flux d'induction mutuelle et des flux de fuites de la manière suivante :

$$\Phi_{11} = \Phi_{12} + \Phi_{f1} \tag{1}$$

$$\Phi_{22} = \Phi_{21} + \Phi_{f2} \tag{2}$$



Figure 8 – Représentation simplifiée 2D des flux

Il est possible d'exprimer les flux globaux  $\Phi$  à partir des flux par spire  $\varphi$ . On obtient les relations suivantes :

$$\Phi_{11} = N_1 \cdot \varphi_{11} = L_1 \cdot I_1 \tag{3}$$

$$\Phi_{22} = N_2 \cdot \varphi_{22} = L_2 \cdot I_2 \tag{4}$$

$$\Phi_{12} = N_2 \cdot \varphi_{12} = M_{12} \cdot I_1 \tag{5}$$

$$\Phi_{21} = N_1 \cdot \phi_{21} = M_{21} \cdot I_2 \tag{6}$$

L'expression générale du coefficient de couplage global est égale à la racine carrée du rapport entre le produit des flux d'inductions mutuelles et le produit des flux d'auto-induction. On en déduit les expressions des coefficients de couplage primaire et secondaire :

$$k = \sqrt{\frac{\varphi_{12} \cdot \varphi_{21}}{\varphi_{11} \cdot \varphi_{22}}} = \sqrt{k_1 \cdot k_2} \text{ avec } k_1 = \frac{\varphi_{12}}{\varphi_{11}} \text{ et } k_2 = \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{22}}$$
(7)

Les inductances mutuelles  $M_{21}$ ,  $M_{12}$  sont égales, l'inductance mutuelle obtenue est notée M. Par conséquent, on obtient les

Copyright © – Techniques de l'Ingénieur – Tous droits réservés.

expressions suivantes pour les différents coefficients de couplage, le rapport de transformation étant noté  $m = N_2/N_1$ :

$$k_1 = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{M}{L_1} = \frac{1}{m} \cdot \frac{M}{L_1}$$
(8)

$$k_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{M}{L_2} = m \cdot \frac{M}{L_2}$$
(9)

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \sqrt{k_1 \cdot k_2} \tag{10}$$

En supposant les grandeurs électriques sinusoïdales, les équations électriques correspondantes à cette représentation s'écrivent sous la forme suivante, en convention récepteur pour les deux enroulements, où *p* désigne l'opérateur de Laplace ( $p = j \cdot \omega$ ) :

$$V_1 = M \cdot p \cdot l_2 + L_1 \cdot p \cdot l_1 \tag{11}$$

$$V_2 = M \cdot p \cdot l_1 + L_2 \cdot p \cdot l_2 \tag{12}$$

$$V_2 = \frac{m}{k_2} \cdot \left( V_1 - \left( 1 - k^2 \right) \cdot L_1 \cdot p \cdot l_1 \right)$$
(13)

#### 2.1.2 Schémas équivalents

Ces relations peuvent être utilisées directement pour la mise en équation d'un coupleur ou bien être exploitées pour établir un schéma équivalent. Les principaux schémas présentés ci-après sont détaillés dans la référence [D3058].

#### Schéma électrique équivalent en T

La figure **9** représente un coupleur sous la forme d'un schéma électrique équivalent en T où les inductances de fuites primaire et secondaire notées  $L_{F1}$ ,  $L_{F2}$  et l'inductance magnétisante  $L_M$  sont issues de la géométrie du coupleur et des caractéristiques des enroulements.

Ce schéma présente l'avantage de faire apparaître un coupleur parfait dont le rapport de transformation est égal au rapport du nombre de spires. En contrepartie il possède trois éléments inductifs. Les relations entre les éléments de ce schéma et les éléments  $L_1$  et  $L_2$  et M sont explicitées ci-après :

$$L_{F1} = (1 - k_1) \cdot L_1$$
 (14)

$$L_{F2} = (1 - k_2) \cdot \frac{L_2}{m^2}$$
(15)

$$L_{M} = k_{1} \cdot L_{1} = k_{2} \cdot \frac{L_{2}}{m^{2}}$$
(16)

En présence d'un système magnétique symétrique (géométries du primaire et du secondaire identiques), les coefficients de couplage  $k_1$  et  $k_2$  sont égaux et par conséquent  $L_{F1} = L_{F2}$ .



Figure 9 – Schéma électrique équivalent en T



Figure 10 – Schéma électrique équivalent à deux inductances

#### Schéma électrique équivalent à deux inductances

Les équations (11) et (12) peuvent se traduire sous la forme du schéma équivalent représenté figure **10**. Cette représentation plus simple présente un coupleur parfait qui dépendra du coefficient de couplage.

À l'aide de l'équation (13), on peut en déduire les expressions de l'inductance de fuites ramenée au primaire  $L_{\rm f}$ , de l'inductance magnétisante  $L_{\rm m}$ , ainsi que du rapport de transformation  $m_{\rm 1}$ .

$$L_{\rm f} = (1 - k^2) \cdot L_1 \tag{17}$$

$$L_m = k^2 \cdot L_1 \tag{18}$$

$$m_1 = \frac{m}{k_2} = \frac{L_2}{M}$$
 (19)

Un troisième schéma équivalent est possible en plaçant l'inductance  $L_m$  en amont de l'inductance de fuites [15].

#### 2.2 Choix de la compensation

#### 2.2.1 Nécessité de la compensation

Les deux schémas équivalents montrent l'influence du couplage sur les valeurs des éléments inductifs à travers le paramètre *k*. L'augmentation de la distance entre primaire (émetteur) et secondaire (récepteur) entraînera la baisse du coefficient de couplage. Ceci a pour conséquences :

 – d'augmenter l'inductance de fuite série et donc d'accroître les chutes de tension et, pour certains convertisseurs, de provoquer des surtensions inacceptables;

- de diminuer l'inductance magnétisante parallèle et donc d'entraîner un courant magnétisant prohibitif.

La compensation par des éléments capacitifs aura pour objectif de réduire les impédances série et/ou parallèle, pour une fréquence donnée. On pourra distinguer :

– la compensation série simple qui vise à réduire l'influence de  $L_{\rm f}$ ; – la compensation série-parallèle qui agira sur  $L_{\rm f}$  et  $L_{\rm m}$  (au secondaire);

– la compensation série-série qui met en résonance les inductances propres  $L_1$  et  $L_2$ .

Les compensations parallèle-série et parallèle-parallèle ne seront pas étudiées car nous limitons l'étude à l'emploi d'un onduleur de tension qui impose une charge de nature inductive, l'inductance de fuites en l'occurrence.

#### 2.2.2 Compensation série

La compensation série (figure **11**) consiste à ne compenser que l'inductance de fuites. Il demeurera un courant important lié à la faible valeur de l'inductance magnétisante. Ce montage peut être suffisant dans le cas des couplages de bonne qualité.



Figure 11 – Convertisseur à résonance série



Figure 12 – Convertisseur à résonance série-parallèle

#### 2.2.3 Compensation série-parallèle

La compensation série-parallèle (figure **12**) consiste à compenser l'inductance de fuites au primaire (résonance série) et l'inductance magnétisante au secondaire (résonance parallèle). Il imposera un redresseur de tension débitant sur une charge de nature inductive (inductance côté continu). Ce montage peut paraître intéressant mais il subsistera un courant efficace important au secondaire.

Dans le cas d'un redresseur à diodes, ce montage peut fonctionner en supprimant l'inductance de sortie ; le fonctionnement présentera alors des phases de conduction discontinue [12].

#### 2.2.4 Compensation série-série

La compensation série-série permet d'obtenir un meilleur rendement par rapport à une résonance simple ou bien à une résonance série-parallèle. Le schéma, représenté figure **13**, est un convertisseur de type tension-tension qui ne nécessite qu'un simple filtrage capacitif en sortie et qui se prête bien à un montage réversible (on sera alors en présence d'un *Dual-Active-Bridge* à résonance). Les condensateurs  $C_1$ ,  $C_2$  compensent cette fois-ci les inductances propres  $L_1$ ,  $L_2$ .

### 2.3 Évaluation du rendement

#### 2.3.1 Mise en équations de la compensation sériesérie

La mise en équation peut s'effectuer au premier harmonique ; en effet, les circuits résonants engendreront des courants quasi sinusoïdaux pour des fréquences proches de la résonance (point de puissance maximale). La tension de sortie de l'onduleur et celle ramenée par le redresseur peuvent être remplacées par leurs termes fondamentaux. Le schéma, dans le cas de la compensation série-série, peut alors se réduire au schéma équivalent suivant (figure **14**).



Figure 13 – Convertisseur à résonance série-série



Figure 14 - Schéma équivalent au premier harmonique

La résistance de charge  $R_{\rm S}$  vue à l'entrée du redresseur s'exprime, avec l'approximation du premier harmonique, par [15] :

$$R_{\rm S} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{\rm ch} \tag{20}$$

On ne considérera que les pertes Joule qui sont généralement les plus importantes dans ce type de coupleur (pertes DC, pertes AC dues aux effets de peau et de proximité). En conservant le modèle initial à deux inductances couplées, on peut exprimer, en complexe :

$$\underline{V}_{e} = j \cdot \underline{L}_{1} \cdot \omega \cdot \underline{l}_{1} + R_{1} \cdot \underline{l}_{1} + \frac{\underline{l}_{1}}{j \cdot C_{1} \cdot \omega} + j \cdot M \cdot \omega \cdot \underline{l}_{2}$$
(21)

$$\mathbf{j} \cdot \mathbf{L}_2 \cdot \boldsymbol{\omega} \cdot \underline{l}_2 + \mathbf{j} \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\omega} \cdot \underline{l}_1 = -(\mathbf{R}_{\mathsf{S}} + \mathbf{R}_2) \cdot \underline{l}_2 - \frac{\underline{l}_2}{\mathbf{j} \cdot \mathbf{C}_2 \cdot \boldsymbol{\omega}}$$
(22)

avec  $\omega_{\rm R} = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}}$  la pulsation de résonance.

À partir de l'équation (22), on déduit :

$$\underline{l}_1 = -\underline{l}_2 \cdot \frac{R_{\rm S} + R_2}{j \cdot M \cdot \omega_{\rm R}}$$
(23)

Puis, d'après l'équation (21) :

$$\frac{\underline{V}_{\rm S}}{\underline{V}_{\rm e}} = j \cdot \frac{R_{\rm S} \cdot M \cdot \omega_{\rm R}}{\left(M \cdot \omega_{\rm R}\right)^2 + R_{\rm I} \cdot \left(R_{\rm 2} + R_{\rm S}\right)}$$
(24)

Ces relations sont valables uniquement à la résonance, ce qui correspondra au point de puissance nominal. On peut désormais, pour ce point, exprimer les pertes dans l'objectif de maximiser le rendement.

#### 2.3.2 Évaluation du rendement

Les pertes s'exprimeront selon l'expression  $P_J = R_1 \cdot l_1^2 + R_2 \cdot l_2^2$ et la puissance utile de sortie selon  $P_S = R_S \cdot l_2^2$ . À l'aide de l'équation (23), on en déduit :

$$P_{\rm J} = P_{\rm S} \cdot \left[ \frac{R_1}{R_{\rm S}} \cdot \frac{\left(R_2 + R_{\rm S}\right)^2}{\left(M \cdot \omega_{\rm R}\right)^2} + \frac{R_2}{R_{\rm S}} \right]$$
(25)

Cette expression prend un minimum pour  $R_{\text{Sopt}} \approx M \cdot \omega_{\text{R}} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$  si

 $R_2 \ll R_S$ .

On peut donc en déduire les pertes minimales et le rendement maximal :

$$P_{\rm Jmin} = P_{\rm S} \cdot \frac{2\sqrt{R_1 \cdot R_2}}{M \cdot \omega_{\rm R}}$$
(26)

![](_page_8_Figure_21.jpeg)

Figure 15 – Évolution du rendement en fonction du coefficient de couplage

$$\eta_{\max} = \frac{P_S}{P_S + P_{J\min}} = \frac{1}{1 + \frac{2\sqrt{R_1 \cdot R_2}}{M \cdot \omega_B}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k \cdot \omega_B} \cdot \sqrt{\frac{R_1 \cdot R_2}{L_1 \cdot L_2}}}$$
(27)

Cette dernière relation montre l'influence néfaste de la diminution du coefficient de couplage sur le rendement. La montée en fréquence peut être bénéfique, avantage qu'il faut relativiser par le fait que les termes  $R_1$ ,  $R_2$  vont eux aussi augmenter avec la fréquence. Cette relation n'a donc pour vocation que de montrer la tendance dans des conditions optimales de charge, ce qui ne sera pas toujours le cas. La figure **15** montre un exemple d'application sur un coupleur dimensionné à 20 kW (cf. § 4) ; la variation de k est obtenue par variation de l'entrefer et les valeurs de  $L_1$ ,  $L_2$  prennent en compte l'évolution de k.

Cette analyse peut facilement être reprise pour les deux autres modes de compensation – série et série-parallèle – et la figure **15** compare les trois systèmes. On retrouve l'intérêt de la compensation série-série et dans une moindre mesure celle de la résonance série-parallèle. La compensation série seule est, quant à elle, réservée aux systèmes bien couplés (k > 0,9).

## 3. Méthodologie de pré-dimensionnement

Le dimensionnement d'un coupleur à grand entrefer demeure un exercice difficile par rapport à un transformateur classique. D'une part, il n'y a pas de noyaux magnétiques standards ; d'autre part, le faible couplage impose de revoir le principe de dimensionnement par rapport à la méthode du produit des aires, qui, par ailleurs, donne de très bons résultats pour un transformateur haute fréquence classique [15]. La connaissance de l'inductance mutuelle *M* et donc du coefficient de couplage *k* reste un point clé pour ce processus de dimensionnement.

De plus, le choix de la forme du système magnétique est à considérer ; on retrouve usuellement des formes planaires en E ou simplement en I de rapport de forme important (faible épaisseur devant les deux autres dimensions, figure **16**). On peut retrouver également des formes coaxiales (figure **17**) lorsqu'il s'agit de transférer de l'énergie vers une partie tournante [16].

Compte tenu des résultats obtenus au paragraphe 2.3, le processus de dimensionnement sera conduit sur la compensation série-série qui présente le meilleur rendement pour les faibles valeurs considérées du coefficient de couplage.

![](_page_9_Figure_1.jpeg)

Figure 16 – Systèmes magnétiques planaires

![](_page_9_Figure_3.jpeg)

Figure 17 – Systèmes magnétiques tournants

#### 3.1 Puissance transmissible pour une compensation série-série

Sur la base du schéma équivalent de la figure **14**, en négligeant les résistances (avec  $R_1$ ,  $R_2 = 0$ ) et en considérant que l'on opère à la fréquence de résonance, nous pouvons simplifier les équation (21) et (22) :

$$\underline{V}_{e} = \mathbf{j} \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\omega} \cdot \underline{I}_{2}$$
(28)

$$\mathbf{j} \cdot \boldsymbol{M} \cdot \boldsymbol{\omega} \cdot \underline{l}_1 = -\boldsymbol{R}_2 \cdot \underline{l}_2 \tag{29}$$

La puissance P que l'on désire transmettre a pour expression :

$$P_{\rm S} = R_{\rm S} \cdot I_2^2$$
 soit  $I_2 = \sqrt{\frac{P_{\rm S}}{R_{\rm S}}}$ 

L'inductance mutuelle est fixée par l'équation (28) :

$$M \cdot \omega = \frac{V_{\rm e}}{I_2} = V_{\rm e} \cdot \sqrt{\frac{R_{\rm S}}{P_{\rm S}}}$$

Si l'on appelle  $M_u$  l'inductance mutuelle pour une spire, tel que :  $M = N_1 \cdot N_2 \cdot M_u$ , on obtient :

$$N_1 \cdot N_2 = \frac{V_{\rm e} \cdot \sqrt{\frac{R_{\rm S}}{P_{\rm S}}}}{M_{\rm u} \cdot \omega}$$
(30)

Par ailleurs, les ampères-tours primaire et secondaire s'expriment comme suit :

$$N_1 \cdot I_1 = \frac{N_1 \cdot P_S}{V_e}$$
 et  $N_2 \cdot I_2 = \frac{V_e}{N_1 \cdot M_u \cdot \omega}$ 

Pour des densités de courant identiques au primaire et au secondaire, notée *J*, on peut en déduire les nombres de spires, avec  $\lambda$  le coefficient de foisonnement :

$$J = \frac{N_1 \cdot l_1}{\lambda \cdot S_1} = \frac{N_2 \cdot l_2}{\lambda \cdot S_2} \quad \text{soit} \quad \frac{N_1 \cdot P_S}{V_e} = \frac{S_1}{S_2} \frac{V_e}{N_1 \cdot M_u \cdot \omega}$$

$$N_1 = \frac{V_e \cdot \sqrt{q}}{\sqrt{M_u \cdot \omega \cdot P_S}} \quad \text{en posant} \quad q = \frac{S_1}{S_2}$$
(31)

L'équation (30) permet d'en déduire  $N_2$ :

$$N_2 = \frac{1}{\sqrt{q}} \sqrt{\frac{R_{\rm S}}{M_{\rm u} \cdot \omega}}$$
(32)

Ces relations correspondent aux pertes minimales si les volumes de cuivre primaire et secondaire sont identiques. On peut en déduire la puissance transmissible maximale en fonction de cette densité de courant :

$$P_{\rm Smax} = \lambda^2 \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot M_{\rm u} \cdot \omega \cdot J^2 \tag{33}$$

Cette relation montre, à travers l'inductance mutuelle  $M_{\rm u}$ , la nécessité de maximiser le couplage. Il demeure la difficulté d'évaluation

Copyright © - Techniques de l'Ingénieur - Tous droits réservés.

de cette inductance mutuelle. Par ailleurs, la fréquence est un paramètre important qui permettra d'augmenter la puissance transmissible à surface de bobinages donnée, comme c'est le cas pour un transformateur classique. La densité de courant et la fréquence seront deux paramètres importants pour optimiser le système.

#### 3.2 Processus de pré-dimensionnement

Contrairement à un transformateur, le dimensionnement est rendu délicat pour deux raisons essentielles :

 le mauvais couplage impose de considérer la répartition volumique des lignes de champ qui sont mal canalisées. Par ailleurs il est nécessaire de considérer la structure de conversion et la compensation choisie pour connaître les niveaux des courants ;

– par ailleurs, la forme du circuit magnétique n'est pas connue a priori et il n'existe pas de noyaux standards comme pour les transformateurs. C'est l'application qui guidera le choix de la forme, les dimensions résultant du niveau de puissance.

Des travaux antérieurs ont traité ce problème de dimensionnement, soit par réseau de réluctances [12], soit par la méthode des éléments finis [17]. La première méthode par réseau de réluctances, a priori séduisante de par sa rapidité d'exécution, présente une mise en œuvre longue et difficile compte tenu de l'épanouissement des lignes de champ qui rend difficile la détermination des réluctances avec précision.

La méthode par éléments finis est naturellement mieux adaptée pour considérer tous les phénomènes, aussi bien en magnétostatique qu'en magnétodynamique pour les pertes liées à la fréquence. La prise en compte de cette méthode dans un processus d'optimisation est lourde mais néanmoins possible.

Ces travaux ont montré que les formes planaires présentées figure **16** sont adaptées au transfert d'énergie sans contact. C'est sur cette base que nous montrerons un exemple de dimensionnement.

#### 3.2.1 Éléments de pré-dimensionnement

Comme le montre l'équation (33), la puissance transmissible est proportionnelle à l'inductance mutuelle par spire  $M_U$  mais également au produit des surfaces des bobinages  $S_1 \cdot S_2$ . Même en fixant les autres paramètres ( $\lambda$ ,  $\omega$ , J), la définition des dimensions du coupleur ainsi celle que des rapports de forme est un exercice très complexe qui impose de considérer, via un processus d'optimisation, l'ensemble des contraintes. Néanmoins, nous pouvons établir quelques règles sur la base de simulations magnétostatiques par éléments finis. Ces simulations seront effectuées pour un système de deux galettes de bobinages en regard, encadrées par deux circuits magnétiques et séparées par l'entrefer (figure **18**). Afin de simplifier l'approche, ce système sera circulaire et présentera donc une symétrie de révolution.

#### Largeur du bobinage

Nous montrons dans un premier temps l'influence du rapport de forme du bobinage à surface donnée, les autres dimensions étant fixées arbitrairement. En particulier, des simulations ont montré l'influence très faible de l'épaisseur de ferrite  $h_{\rm f}$  sur l'inductance mutuelle, cette épaisseur devant être suffisante pour limiter l'induction.

Les paramètres de cette simulation sont donnés dans le tableau 1.

![](_page_10_Figure_15.jpeg)

![](_page_10_Figure_16.jpeg)

Tableau 1 – Paramètres de la simulation				
Coefficient de foisonnement F	Fréquence <i>F</i>	Densité de courant	Entrefer	
0,3	50 kHz	2 A/mm <sup>2</sup>	14 cm	
Rayon interne <i>R</i> <sub>i</sub>	Rayon externe <i>R</i> <sub>e</sub>	Épaisseur de ferrite <i>h</i> <sub>f</sub>	Épaisseur de cuivre $h_{ m c}$	
$R_{\rm i} = \beta \cdot R_{\rm e}$	220 mm	22 mm	$h_{\rm c} = \frac{S}{R_{\rm e} \cdot (1 - \beta)}$	

![](_page_11_Figure_1.jpeg)

Figure 19 - Simulation pour les deux valeurs extrêmes de ß

La surface des bobinages est fixée arbitrairement à 1 300 mm<sup>2</sup> et est maintenue constante avec  $S = S_1 = S_2$ . Le ratio B représente la proportion du rayon interne par rapport au rayon externe (0,1  $<\beta$  < 0,9). La figure **19** montre la cartographie des lignes de champ pour les valeurs extrêmes de ß.

L'évolution de la puissance transmissible (image de l'inductance mutuelle unitaire à surface de bobinage donnée) est représentée figure 20 en valeur relative par rapport au maximum. Sur ce même graphique sont tracées les pertes par proximité dans le cuivre ; elles sont obtenues par l'intégration volumique de  $H^2$  et sont également normées par rapport à la valeur maximale. Ces pertes par courant de Foucault dans le cuivre sont généralement prépondérantes et sont limitées par l'utilisation de fil de Litz.

Nous constatons que la puissance transmissible présente un maximum pour une valeur de ß proche de 0,7. Néanmoins, cette zone correspond à des pertes par proximité maximales. Afin de garantir un bon rendement, il sera nécessaire :

- soit d'augmenter la largeur du bobinage (ß faible, figure 19a), conduisant à un bobinage étalé de faible hauteur. Cette solution sera préférée pour des raisons pratiques de réalisation et d'encom-

![](_page_11_Figure_7.jpeg)

Figure 20 – Évolution de la puissance transmissible et des pertes par proximité en fonction de  ${\cal B}$ 

![](_page_11_Figure_9.jpeg)

 $(b) \beta = 0,9$ 

brement en hauteur ; en particulier le bobinage pourra être réalisé en une seule couche :

- soit de réduire la largeur du bobinage (ß élevé, figure 19b). Dans ce cas, la hauteur totale du système se trouve nettement augmentée.

Ces deux solutions ont été mises en évidence par le processus d'optimisation, l'une pour  $\beta = 0,33$ , l'autre pour  $\beta = 0,85$  [17].

#### Épaisseur du bobinage

À partir du constat précédent ( $\beta$  = 0,33, bobinages étalés), nous procédons à une série de simulations pour différentes dimensions du bobinage, du rayon du coupleur et de l'entrefer, et ceci pour déterminer l'épaisseur du bobinage optimale. Les conditions de simulation sont données dans le tableau 2.

L'ensemble des résultats est synthétisé sur le graphique de la figure 21 qui représente la surface de cuivre nécessaire en fonction du rayon du coupleur, ceci pour une puissance de 20 kW.

L'examen de ces résultats montre qu'il n'y a pas d'optimum. À densité de courant donnée, la surface de cuivre devra être la plus faible possible pour minimiser les pertes cuivre, ce qui privilégiera les coupleurs « étalés » de rayon important. Afin de respecter au mieux ce critère, le bobinage pourra être réalisé en une seule couche, ce qui contraint l'épaisseur du bobinage. Pour une puissance donnée, la hauteur h<sub>c</sub> du bobinage s'exprime simplement, pour un conducteur de section carrée, par la relation suivante :

$$h_{\rm c} = \sqrt{\frac{I_{\rm eff}}{\lambda \cdot J}} = \frac{S}{R_{\rm e} \cdot (1 - \beta)}$$
(34)

À hauteur de bobinage donnée, la surface de cuivre est donc proportionnelle au rayon extérieur, ce qui permet de déterminer la dimension extérieure du coupleur. Un exemple est donné sur la

Tableau 2 – Dimensions du coupleur			
Rayon interne <i>R</i> i	Épaisseur de ferrite <i>h</i> f	Épaisseur de cuivre <i>h</i> c	
$R_{\rm i} = \beta \cdot R_{\rm e}$ 100 ≤ $R_{\rm e}$ ≤ 300 mm	$h_{\rm f} = \frac{R_{\rm e}}{10}$	$h_{\rm c} = \frac{S}{R_{\rm e} \cdot (1 - \beta)}$ $100 \le S \le 3000 \rm mm^2$	

![](_page_12_Figure_1.jpeg)

Figure 21 – Surface de cuivre nécessaire pour différents entrefers (P = 20 kW)

figure **21** pour une hauteur  $h_c$  de 10 mm, représentative de la puissance de 20 kW.

Les résultats de ce pré-dimensionnement s'avèrent très satisfaisants comme le montrera le paragraphe suivant. Cette approche analytique nécessite néanmoins la connaissance a priori de la forme désirée pour le coupleur et de son inductance mutuelle par spire, cette dernière étant obtenue par une simulation par éléments finis en magnétostatique de façon rapide.

#### 3.2.2 Comparaison avec un dimensionnement optimisé

L'optimisation globale du coupleur, qui est détaillée dans la référence [17], a été effectuée à l'aide d'un logiciel dédié (Got-it), incluant des simulations par éléments finis (Flux-3D), aussi bien en magnétostatique qu'en régime variable, pour déterminer les pertes (pertes fer et cuivre en fonction de la fréquence). Le processus vise à optimiser le rendement ou la surface occupée par le coupleur et permet de déterminer les dimensions du circuit magnétique et des bobinages ainsi que la fréquence et la densité de courant. Le tableau **3** compare les résultats de ce pré-dimensionnement (bobines cylindriques) avec l'une des solutions optimales réalisée effectivement (photos de la figure **26**) qui montre que les bobines réalisées ne sont pas parfaitement circulaires, placées sur le circuit magnétique de forme carrée.

Ces résultats (tableau 3) montrent une très bonne concordance entre les deux approches et confirment le bien-fondé du

Tableau 3 – Résultats du pré-dimensionnement				
Grandeurs	Solution optimale	Pré- dimensionnement		
Fréquence	50	50 kHz		
Densité de courant	2 A/mm <sup>2</sup>			
Entrefer	10 cm			
Dimensions extérieures	340 mm × 340 mm	$\Phi$ = 360 mm		
Épaisseur ferrite <i>h</i> f	19 mm	18 mm		
Épaisseur cuivre <i>h</i> c	8,65 mm	10 mm		
Largeur bobinage	106 mm	119 mm		
Nombre de spires : $N_1$ , $N_2$	19, 16	19, 16		
Rendement	98,8 %			

pré-dimensionnement, d'emploi plus simple. De légères différences apparaissent sur le bobinage dont les dimensions, en valeur relative par rapport à celles du coupleur, ont été imposées a priori.

## 4. Étude du convertisseur et mise en œuvre

#### 4.1 Support de l'étude

Nous analyserons dans cette partie le convertisseur associé à son coupleur pour une application de recharge accélérée à 20 kW utile (réseau 22 kVA, cf. § 1.3). À la lumière des résultats précédents, nous retiendrons le convertisseur à compensation série-série, qui pourrait être alimenté par le réseau triphasé redressé, et débitant directement sur la batterie. Le schéma de puissance de la partie DC-DC est représenté sur la figure **22** et l'étude s'attachera d'une part au dimensionnement des composants de puissance (semi-conducteurs et condensateurs) et d'autre part à la commande.

La mise en équations débutée au paragraphe 2.3.1 à l'aide de l'approximation du 1<sup>er</sup> harmonique sera reprise pour ce dimensionnement. Un exemple de forme d'ondes, montré figure **23**, justifie cette approximation. Sont représentés, pour une puissance de

![](_page_12_Figure_14.jpeg)

Figure 22 – Structure de puissance

![](_page_13_Figure_1.jpeg)

Figure 23 - Forme d'ondes typiques dans le coupleur de la figure 22

20 kW, la tension issue de l'onduleur  $v_e$  pour une tension d'entrée continue de 400 V, le courant résonnant primaire i<sub>1</sub> quasi sinusoïdal (63 Aeff) et la tension de sortie ( $V_{ch}$  = 554 V DC).

Deux moyens de commande sont possibles pour ce convertisseur : – la fréquence F = 1/T qui sera proche de la résonance ;

- le rapport cyclique symétrique  $\alpha$  tel qu'il est défini à la figure **23**.

#### 4.2 Étude du convertisseur

#### 4.2.1 Mise en équations

Sur la base de l'approximation d'un régime sinusoïdal permanent, l'étude s'effectuera à partir du schéma équivalent de la figure **14**. Les tensions  $v_e$  et  $v_s$  représentent les termes fondamentaux définis par, en valeur efficace :

$$V_{\text{e-eff}} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot E \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)$$
(35)

$$V_{\text{s-eff}} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot V_{\text{ch}}$$
 avec  $R_{\text{S}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{\text{ch}}$  (36)

À partir des équations (21) et (22), cette fois-ci pour une fréquence quelconque, on exprime la tension de sortie :

$$\underline{l}_{1} = -\frac{1}{j \cdot M \cdot \omega} \cdot \left( \left( R_{S} + R_{2} \right) + j \cdot L_{2} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{2} \cdot \omega} \right) \cdot \underline{l}_{2}$$
(37)

$$\underline{V}_{e} = -\frac{1}{j \cdot M \cdot \omega} \cdot \left(R_{1} + j \cdot L_{1} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{1} \cdot \omega}\right) \\
\cdot \left(\left(R_{S} + R_{2}\right) + j \cdot L_{2} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{2} \cdot \omega}\right) \cdot \underline{I}_{2} + j \cdot M \cdot \omega \cdot \underline{I}_{2}$$
(38)

avec  $\underline{V}_{s} = -R_{s} \cdot \underline{I}_{2}$  on en déduit la fonction de transfert suivante :

$$\frac{\underline{V}_{s}}{\underline{V}_{e}} = \frac{j \cdot M \cdot \omega \cdot R_{s}}{\left(M \cdot \omega\right)^{2} + \left(R + j \cdot L_{1} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{1} \cdot \omega}\right) \cdot \left(\left(R_{s} + R_{2}\right) + j \cdot L_{2} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{2} \cdot \omega}\right)}$$
(39)

L'expression de  $V_s$  permet de connaître le courant secondaire  $I_2$ , puis, à l'aide de l'équation (36), d'exprimer le courant  $I_1$ . Finalement, on pourra en déduire les contraintes en tension sur les condensateurs de résonance  $C_1$  et  $C_2$ :

$$\underline{I}_{2} = \frac{-j \cdot M \cdot \omega \cdot \underline{V}_{e}}{\left(M \cdot \omega\right)^{2} + \left(R_{1} + j \cdot L_{1} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{1} \cdot \omega}\right) \cdot \left(\left(R_{S} + R_{2}\right) + j \cdot L_{2} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{2} \cdot \omega}\right)}$$
(40)

$$\underline{l}_{1} = \frac{\underline{V}_{e} \cdot \left[ \left( R_{S} + R_{2} \right) + j \cdot L_{2} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{2} \cdot \omega} \right]}{\left( M \cdot \omega \right)^{2} + \left( R_{1} + j \cdot L_{1} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{1} \cdot \omega} \right) \left( \left( R_{S} + R_{2} \right) + j \cdot L_{2} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_{2} \cdot \omega} \right)}$$
(41)

$$\underline{V}_{C1} = \frac{\underline{l}_1}{\mathbf{j} \cdot C_1 \cdot \omega} \qquad \underline{V}_{C2} = \frac{\underline{l}_2}{\mathbf{j} \cdot C_2 \cdot \omega}$$
(42)

On pourra déduire de ces équations toutes les grandeurs nécessaires au dimensionnement, en particulier la tension de la charge  $V_{ch}$  (équation (43)) et le facteur de puissance en sortie de l'onduleur (équation (44)), utile pour minimiser le courant primaire.

$$V_{\rm ch} = \left| \frac{\underline{V}_{\rm s}}{\underline{V}_{\rm e}} \right| \cdot E \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)$$
(43)

$$F_{P1} = \frac{P_s}{V_{1\text{eff}} \cdot I_{1\text{eff}}} = \frac{R_s \cdot I_{2\text{eff}}^2}{V_{1\text{eff}} \cdot I_{1\text{eff}}}$$
(44)

La figure **24** montre les différentes grandeurs obtenues pour un coupleur dimensionné à 20 kW (cf. § 4.3), une fréquence de résonance proche de 38 kHz et un coefficient de couplage de 0,3 (entrefer de 10 cm).

Ces premiers résultats montrent la forte dépendance à la fréquence des différentes grandeurs. La puissance escomptée (20 kW) peut être obtenue pour deux fréquences autour de la résonance (figure **24***a*). Néanmoins, les fréquences supérieures à la fréquence de résonance permettront de garantir la commutation douce en mode ZVS (*Zero-Voltage-Switching*), limitant ainsi les pertes par commutation de l'onduleur [18]. Ce mode est obtenu pour une phase positive de l'onduleur ( $F_1$ , figure **24***b*), ce qui correspond approximativement à une fréquence de 42 kHz pour le point de fonctionnement requis. Le facteur de puissance en sortie de l'onduleur pour ce point nominal est proche de l'unité (> 0,95).

Le contrôle de la puissance pourra s'effectuer soit par action sur la fréquence, soit en agissant sur la commande  $\alpha$  de l'onduleur; ce dernier cas permet de garantir un bon facteur de puissance mais avec le risque de sortir du mode de commutation douce ZVS.

Ces remarques ne sont qu'indicatives car obtenues à résistance de charge constante. La charge d'une batterie est proche de cette hypothèse lors de la phase à courant constant, la tension augmentant légèrement, alors que ce n'est pas le cas pour la phase à tension constante (forte décroissance du courant). Aussi, nous exprimerons au paragraphe suivant la caractéristique de charge pour faciliter cette étude.

#### 4.2.2 Caractéristiques de charge

Afin d'exprimer la tension de la charge en fonction du courant débité, nous utilisons l'équation (38) en négligeant l'influence des résistances du coupleur.

En posant  $Z_1 = L_1 \cdot \omega - \frac{1}{C_1 \cdot \omega}$  et  $Z_2 = L_2 \cdot \omega - \frac{1}{C_2 \cdot \omega}$ , on exprime, avec  $R_1 = R_2 = 0$ :

$$\underline{V}_{e} = -\frac{R_{S} \cdot Z_{1}}{M \cdot \omega} \cdot \underline{l}_{2} - j \cdot \frac{Z_{1} \cdot Z_{2}}{M \cdot \omega} \cdot \underline{l}_{2} + j \cdot M \cdot \omega \cdot \underline{l}_{2}$$

$$\underline{V}_{e} = \frac{Z_{1}}{M \cdot \omega} \cdot \underline{V}_{s} + j \cdot \left(M \cdot \omega - \frac{Z_{1} \cdot Z_{2}}{M \cdot \omega}\right) \cdot \underline{l}_{2}$$

$$\frac{M \cdot \omega}{Z_{1}} \cdot \underline{V}_{e} = \underline{V}_{s} - j \cdot \left(Z_{2} - \frac{(M \cdot \omega)^{2}}{Z_{1}}\right) \cdot \underline{l}_{2}$$
(45)

La tension de la charge est proportionnelle à la valeur efficace du fondamental de  $v_s$  (premier terme de la série de Fourier d'un cré-

Copyright © – Techniques de l'Ingénieur – Tous droits réservés.

![](_page_14_Figure_1.jpeg)

Figure 24 - Évolution des différentes grandeurs en fonction de la fréquence

neau) ; il en est de même pour la valeur efficace de  $v_{\rm e},$  proportionnelle à la tension d'entrée :

$$V_{\text{s-eff}} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot V_{\text{ch}}$$
  $V_{\text{e-eff}} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot E \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)$ 

Le courant de sortie résulte quant à lui de la valeur moyenne du redressement double alternance du courant  $i_2$ :

$$I_{\rm ch} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{\rm 2-eff}$$

Enfin nous pouvons remarquer que  $v_s$  et  $i_2$  sont en opposition de phase, conséquence du comportement résistif du redresseur de sortie. On en déduit :

$$\left( \frac{M \cdot \omega}{Z_1} \cdot V_{e-eff} \right)^2 = \left( V_{s-eff} \right)^2 + \left( Z_2 - \frac{\left( M \cdot \omega \right)^2}{Z_1} \right)^2 \cdot I_{2-eff}^2$$

$$\left( \frac{M \cdot \omega}{Z_1} \cdot \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot E \cdot \sin(\alpha \cdot \pi) \right)^2$$

$$= \left( \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot V_{ch} \right)^2 + \left( Z_2 - \frac{\left( M \cdot \omega \right)^2}{Z_1} \right)^2 \cdot \left( \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot I_{ch} \right)^2$$

Il en résulte une expression directe de la tension de la charge  $\rm V_{ch}$  en fonction du courant  $\it I_{ch}$  :

$$V_{\rm ch} = \sqrt{\left(\frac{M \cdot \omega}{Z_1} \cdot E \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)\right)^2 - \left(Z_2 - \frac{(M \cdot \omega)^2}{Z_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{\pi^2}{8} \cdot I_{\rm ch}\right)^2} \quad (46)$$

![](_page_14_Figure_11.jpeg)

Figure 25 - Caractéristiques de charge

Ces caractéristiques de charge sont représentées à la figure **25** pour les paramètres suivants :

<i>E</i> = 400 V	$\alpha = 0,48$		
L <sub>1</sub> = 149,7 μH	$L_2 = 119,2 \ \mu H$	$M = 40 \ \mu H$	<i>k</i> = 0,3
<i>C</i> <sub>1</sub> = 113 nF	<i>C</i> <sub>2</sub> = 170 nF	(valeurs réelles	, cf. § 4.3.2)

Ces caractéristiques mettent en évidence plusieurs comportements : – un fonctionnement en générateur de courant pour la fréquence de résonance (proche de 38 kHz, figure **25**, tracé rouge). Ce fonctionnement n'est pas employé; il ne permettrait qu'un seul point de fonctionnement sans garantir un minimum de déphasage arrière;

- pour des fréquences supérieures à celle de la résonance, le comportement évolue vers celui d'un générateur de tension (figure **25**, tracé noir) que l'on obtient exactement pour  $\sqrt{7-7}$ 

 $\omega = \frac{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{M}$ . La tension de sortie s'exprime alors par :

$$V_{\rm ch} = \frac{M \cdot \omega}{Z_1} \cdot E \cdot \sin(\alpha \cdot \pi)$$
(47)

Le tracé bleu de la figure **25** est un exemple de caractéristique permettant le point nominal (554 V - 36 A) dans de bonnes conditions (facteur de puissance > 0,95).

#### 4.2.3 Dimensionnement des condensateurs de compensation

Les condensateurs primaire et secondaire de compensation représentent le point faible de ce type de structure à résonance. Ils sont non seulement traversés par des courants importants mais doivent de plus supporter des tensions inversement proportionnelles à la qualité du couplage. Afin de quantifier simplement cet inconvénient, nous pouvons à partir de l'équation (42) exprimer les tensions maximales imposées aux condensateurs pour la fréquence de résonance. Pour cela, on remplace les courants primaire (équation (37)) et secondaire (équation (40)) dans les expressions des tensions capacitives, avec comme conditions :

$$\omega = \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_1 + C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 + C_2}} \quad \text{et} \quad R_1 = R_2 = 0$$

$$|\underline{V}_{C1}| = \frac{|\underline{l}_1|}{C_1 + \omega} = \frac{|\underline{V}_s|}{C_1 + M + \omega^2} = \frac{|\underline{V}_s|}{k + m} \quad (48)$$

$$|\underline{V}_{C2}| = \frac{|\underline{l}_2|}{C_2 \cdot \omega} = \frac{|\underline{V}_e|}{C_2 \cdot M \cdot \omega^2} = |\underline{V}_e| \frac{M}{k}$$
(49)

On en déduit les contraintes en tension sur les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ :

$$V_{C1\max} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{ch}}{k \cdot m} \qquad V_{C2\max} = \frac{4}{\pi} \cdot E \cdot \sin(\alpha \cdot \pi) \cdot \frac{m}{k}$$
(50)

Ces deux relations, qui surestiment les contraintes compte tenu des hypothèses simplificatrices, montrent l'augmentation des valeurs supportées lorsque le couplage diminue (augmentation de l'entrefer). Il sera alors nécessaire de procéder à des associations série-parallèle de condensateurs.

#### 4.3 Mise en œuvre

#### 4.3.1 Réalisation du coupleur

Le coupleur peut être dimensionné par la procédure simplifiée présentée au paragraphe 3.3 ou bien par la procédure d'optimisation basée sur des simulations par éléments finis. Sur la base du cahier des charges présenté au paragraphe 4.2.2 (E = 400 V,  $V_{ch} = 554$  V, P= 20 kW), le coupleur a été dimensionné pour un entrefer de 10 cm, essentiellement pour limiter les contraintes sur les condensateurs de résonance. Néanmoins, le fonctionnement sera examiné pour un entrefer compris entre 6 et 18 cm. Le tableau **4** résume les caractéristiques du coupleur réalisé et la figure **26** montre la réalisation des bobinages associés aux circuits magnétiques.

Les mesures effectuées sur ce coupleur sont reportées dans le tableau **5**, elles ont été effectuées pour quatre valeurs d'entrefer (6, 10, 14 et 18 cm).

Tableau 4 – Caractéristiques du coupleur			
	Grandeurs	Caractéristiques	
	Entrefer	6 < <i>e</i> < 18 cm	
Circuit magnétique Noyaux : I 93-28-20	Dimensions extérieures	340 mm × 340 mm	
	Épaisseur <i>h</i> f	20 mm	
	Matériau ferrite	3C90	
Bobinages	Nombre de spires	$N_1 = 19, N_2 = 16$	
	Conducteurs	651 × 0,2 (20 mm <sup>2</sup> )	
	Épaisseur bobinage <i>h</i> c	9 mm	
	Densité de courant	2 < <i>J</i> < 4 A/mm <sup>2</sup>	

Tableau 5 – Résultats de mesures				
Entrefer [cm]	<i>L</i> <sub>1</sub> [μH]	<i>L</i> <sub>2</sub> [μH]	<i>Μ</i> [μH]	k
6	159,7	111,5	64,2	0,481
10	149,7	104,8	37,5	0,3
14	146,4	102,6	23	0,188
18	145,3	101,9	14,7	0,121

#### 4.3.2 Choix des condensateurs de résonance

Les condensateurs sont dimensionnés d'une part avec la fréquence de résonance choisie pour déterminer leur valeur, et d'autre part à l'aide des équations du convertisseur (§ 4.2.1) en ce qui concerne leurs contraintes. Pour une fréquence de résonance de l'ordre de 38 kHz et le coupleur réalisé présentant un entrefer de 10 cm, nous obtenons les résultats suivants :

<i>C</i> <sub>1</sub> = 117 nF (réalisé : 113 nF)	$V_{\rm C1eff}$ = 1 960 V	$I_{C1eff} = 63 \text{ A}$
$C_2 = 147 \text{ nF}$ (réalisé : 170 nF)	$V_{C2eff} = 892 V$	$I_{C2eff} = 40 \text{ A}$

Ces valeurs sont obtenues par association série/parallèle de condensateurs de 170 nF / 900 V<sub>eff</sub> / 300 A. Si la capacité maximale en courant apparaît largement suffisante, il n'en est pas de même pour les contraintes en tension. Elles imposent les associations suivantes (figure **27**) qui permettent de respecter à la fois la valeur désirée et la tenue en tension. Ces condensateurs de puissance sont parallélépipédiques (68 × 30,2 × 30 mm), peuvent être montés sur un dissipateur et représentent au total un volume de 0,62 L pour une masse de 3 kg, hors leur refroidissement.

La figure **28** montre l'influence de l'entrefer sur le dimensionnement des condensateurs. Il apparaît clairement que le condensateur primaire est fortement affecté par l'augmentation de l'entrefer, à la fois sur sa tension mais également sur son courant efficace. L'augmentation de cette dernière grandeur influera également sur l'onduleur et le rendement de l'ensemble.

![](_page_16_Picture_1.jpeg)

(a) détail du secondaire avant imprégnation

Figure 26 - Réalisation du coupleur (société Transrail B&V)

![](_page_16_Figure_4.jpeg)

Figure 27 - Réalisation des condensateurs de compensation

#### 4.3.3 Réalisation des convertisseurs primaire et secondaire

Les convertisseurs primaire (onduleur) et secondaire (redresseur) ont été réalisés à partir de la même topologie afin de pouvoir assurer la réversibilité du système. Il s'agit de structures classiques, en pont en H, basés sur des cellules trois niveaux NPC [D1331] à base de transistors IGBT. Le schéma de l'ensemble du convertisseur DC-DC est représenté à la figure 29 sur lequel les transistors de la partie redresseur n'ont pas été représentés.

Cette topologie trois niveaux a été choisie pour être employée avec un bus DC de 800 V tout en utilisant des composants à semiconducteurs de calibre 600 V performants. Elle peut procurer en sortie de l'onduleur une onde cinq niveaux en agissant sur la largeur des créneaux de chaque tension simple et sur le déphasage entre bras. Néanmoins, le mode ZVS peut être perdu selon la phase du courant. Compte tenu du système résonant, le courant sera pratiquement sinusoïdal comme l'a montré la simulation de la figure 23. Ainsi, un onduleur classique deux niveaux pourra présenter de bonnes performances avec l'emploi de composants à semi-conducteurs « grand gap » tel que le carbure de silicium.

#### 4.3.4 Résultats expérimentaux

Les essais expérimentaux ont été effectués avec la structure de la figure **29** et pour un entrefer de 10 cm. L'onduleur est maintenu en ondes pleines ( $\alpha = 0,5$ ) et est alimenté sous 400 V. Les formes d'ondes en sortie de l'onduleur et sur les condensateurs sont montrées à la figure 30 pour une puissance utile en sortie de 20 kW. On relève sur la figure 30a la forme quasi sinusoïdale du courant et le déphasage arrière permettant le mode de commutation ZVS.

Le tableau 6 compare les principales grandeurs entre une simulation de type circuit (PSIM) et les mesures effectuées à 20 kW. Les principales différences relevées sont dues à la tolérance des condensateurs de compensation et à la non-prise en compte des pertes lors de la simulation. En particulier, l'obtention de la puissance désirée en sortie impose de se rapprocher de la fréquence de résonance.

Le rendement de l'ensemble (électronique de puissance + coupleur) a été mesuré avec les grandeurs continues d'entrée et de sortie à l'aide d'un analyseur de puissance Norma 5000. La figure 31 montre l'évolution de ce rendement en fonction de la puissance de sortie; le rendement atteint 93,5 % à la puissance

![](_page_17_Figure_1.jpeg)

Figure 28 - Contraintes sur les condensateurs en fonction de l'entrefer

![](_page_17_Figure_3.jpeg)

Figure 29 - Schéma de l'ensemble du convertisseur DC-DC

nominale avec une précision de 1,3 % compte tenu des sondes utilisées.

Une amélioration du rendement est possible pour deux raisons :

 – l'onduleur trois niveaux à IGBT, inadapté sous 400 V, peut être remplacé par un onduleur deux niveaux à transistors SiC, comme évoqué au paragraphe 4.3.3 ; – le coupleur, dimensionné pour des tensions plus élevées, et donc des courant plus faibles, pourrait être optimisé en fonction des tensions d'entrée et de sortie. Dans le cas de l'expérimentation effectuée, le niveau d'échauffement est important, en particulier au primaire (figure **32**). On peut noter sur cette figure la mauvaise répartition spatiale des pertes, conséquence de la non-homogénéité du champ dans le bobinage [20].

![](_page_18_Figure_1.jpeg)

![](_page_18_Figure_2.jpeg)

Tableau 6 – Comparaison simulation/mesures			
Puissance de sortie = 20 kW	$R_{\rm ch} = 15 \ \Omega$		
	Simulations	Mesures	
Fréquence de travail [Hz]	42575	41534	
Courant primaire [A <sub>eff</sub> ]	63,37	58,95	
Tension condensateur primaire [V <sub>eff</sub> ]	2092	2160	
Tension condensateur secondaire $[V_{\text{eff}}]$	910	927	
Tension de sortie [V]	554		

![](_page_18_Figure_4.jpeg)

Figure 31 - Rendement en fonction de la puissance de sortie

![](_page_18_Figure_6.jpeg)

Figure 32 - Mesure de l'échauffement du primaire

## 5. Conclusion

Cet article reprend les grands principes du transfert d'énergie à distance qui vise à alimenter un récepteur électrique sans contact galvanique pour des raisons de sécurité mais aussi une meilleure souplesse d'emploi. Après un tour d'horizon des techniques envisageables, l'étude se concentre plus particulièrement sur le couplage par induction électromagnétique adapté au transfert sur de faibles distances. La modélisation électromagnétique de tels coupleurs à « grand entrefer » montre qu'il est rapidement nécessaire de recourir à la résonance pour limiter les effets néfastes d'un mauvais couplage. Plusieurs structures de compensation sont proposées dont la résonance « série-série » adaptée aux systèmes faiblement couplés.

Sur la base d'un exemple d'application relatif à la charge sans contact d'un véhicule électrique, cette étude propose une méthode de pré-dimensionnement du coupleur qui, moyennant des simulations simples par éléments finis en magnétostatique, permet d'aboutir aux dimensions requises des bobinages. Il n'en demeure pas moins que des simulations plus complètes seront nécessaires pour évaluer les pertes totales, dont les pertes par proximité qui en représentent une partie importante. Un second point d'achoppement de la structure de conversion est lié aux condensateurs de compensation dont les contraintes sont inversement proportionnelles au coefficient de couplage. Cette étude et les résultats expérimentaux associés montrent la faisabilité d'un tel système de charge sans contact ; des simulations plus fines seront indispensables pour l'analyse thermique mais également pour quantifier le rayonnement électromagnétique et les pertes susceptibles d'apparaître dans l'environnement proche (châssis du véhicule dans l'exemple choisi). Par ailleurs, la commande et la transmission d'ordre sans fil devront être étudiées pour compléter cette analyse.

Parution : mai 2018 - Ce document a ete delivre pour le compte de 7200048087 - ecole normale superieure de Iyon // 140.77.179.219

# **Transfert d'énergie sans contact par induction en moyenne puissance**

#### par Jean-Paul FERRIEUX

Professeur des Universités Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

#### Gérard MEUNIER

Directeur de Recherche Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

#### Benoît SARRAZIN

Ingénieur de Recherche Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

#### et Alexis DERBEY

Ingénieur d'Études Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), Grenoble INP Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble, France

#### **Sources bibliographiques**

COSTA (F.). – *Transmission d'énergie à distance*, Journées Electrotechniques du Club EEA, Cachan, mars 2002.

- 2] BANERJI (A.), DATTA (T.), BANDYOPAD-HYAY (G.), BISWAS (S.K.), BANERJI (A.) et BANERJI (A.). – Wireless Transfer of Power : Status and Challenges, International Conference on Intelligent Control Power and Instrumentation (ICICPI) (2016).
- [3] DEMARET (Ph.) et al. *Le chauffage par induction électromagnétique*, Champs électromagnétiques, INRS, ED 4211 (2012).
- [4] KURS (A.), KARALIS (A.), MOFFATT (R.), JOANNOPOULOS (J.D.), FISHER (P.) et SOL-JACIC (M.). – Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, science, 317(5834), 83-86 (2007).
- [5] MUR-MIRANDA (J.O.), FANTI (G.), FENG (Y.), OMANAKUTTAN (K.), ONGIE (R.), SETJOADI (A.) et SHARPE (S.). – Wireless power transfer using weakly coupled magnetostatic resonators, Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., pp. 4179-4186 (2010).
- [6] JINGOOK (K.) et BIEN (F.). Electric field coupling technique of wireless power transfer for electric vehicles, in Proc. IEEE TENCON Spring Conf., pp. 267-271 (2013).
- [7] LIU (C.), HU (A.P.) et NAIR (N.K.). Modelling and analysis of a capacitively coupled

contactless power transfer system, IET power electronics, Vol. 4, Iss. 7, 808-815 (2011).

- [8] DAI (J.) et LUDOIS (D.C.). Wireless Electric Vehicle Charging via Capacitive Power Transfer through a Conformal Bumper, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 3307 – 3313 (2015).
- [9] BROWN (W.C.). Experiments Involving a Microwave Beam to Power and Position a Helicopter, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-5, N° 5 (1969).
- [10] SHINOHARA (N.), KUBO (Y.) et TONOMURA (H.). – Wireless Charging for Electric Vehicle with Microwaves, 3<sup>rd</sup> International Electric Drives Production Conference, pp. 1-4 (2013).
- [11] LAOUAMER (R.). Chargeur de Batteries à Couplage Inductif pour Véhicule Électrique, Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (1998).
- [12] SIBUE (J.R.). Conception de systèmes d'alimentation sans contact pour la traction ferroviaire, Doctorat de l'Université de Grenoble (2011).
- [13] IBRAHIM (M.). Wireless Inductive Charging for Electrical Vehicles : Electromagnetic Modelling and Interoperability Analysis. Doctorat de l'Université Paris-Sud (2014).

- [14] BOYS (J.T.), ELLIOT (J.) et COVIC (G.A.). an appropriate magnetic coupling co-efficient for the design and comparison of ICPT pickups, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22 (2007).
- [15] FERRIEUX (J.-P.) et FOREST (F.). Alimentations à découpage-convertisseurs à résonance. Principes, modélisation composants. Éditions Dunod (2006).
- [16] GOENAGA (E.). Conception d'alimentations de puissance d'actionneurs piézo-électriques, avec et sans contact électrique, pour la génération des vibrations mécaniques, Doctorat de l'Université de Grenoble (2013).
- [17] KWIMANG (G.), MEUNIER (G.) et FERRIEUX (J.-P.). – Optimization of a high-efficiency large air-gap transformer, 9th International Symposium on Electric and Magnetic Fields (EMF 2013), Bruges (2013).
- [18] RIZET (C.). Amélioration du rendement des alimentations sans interruption, Doctorat de l'Université de Grenoble (2010).
- [19] HAMMOUD (A.). Charge par induction de véhicules électriques : Analyse du potentiel, limitations, nouveaux concepts, Doctorat de l'Université de Montpellier (2017).

## À lire également dans nos bases

KERADEC (J.-P.). – Transformateurs HF à enroulements – Schémas à constantes localisées. [D3058], Convertisseurs et machines électriques (2008). FREY (D.), SCHANEN (J.-L.), FERRIEUX (J.-P.) et ROUDET (J.). – Conception des convertisseurs de puissance sous contraintes CEM, [D1331], Convertisseurs et machines électriques (2016). NEY (M.). – Bases de l'électromagnétisme. [E1020], Électronique – Photonique (2004).

KERADEC (J.-P.). – Transformateurs HF à enroulements – Identification expérimentale. [D3059], Convertisseurs et machines électriques (2009).

#### **Outils logiciels**

PSIM : logiciel de simulation de type « circuit ». http://powersimtech.com/products/psim/ FLUX : logiciel de simulation par éléments finis, Altair Engineering, Mey-

lan, France. https://altairhyperworks.com/product/flux

Norme NF EN 55011

Norme SAF J 2954

GOT-IT : logiciel d'optimisation de dispositifs et systèmes en génie électrique. Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), France. http://www.g2elab.grenoble.inp.fr

#### Événements

SGE : Symposium de Génie Électrique. Manifestation bisannuelle et francophone http://www.sge-conf.fr

> Appareils industriels, scientifiques et médicaux – Caractéristiques des perturbations radioélectriques – Limites et méthodes de mesure.

> Wireless Power Transfer for Light-

Duty Plug-In / Electric Vehicles and Alignment Methodology.

Mai 2010

Mai 2016

#### Normes et standards

Directive nº 2013/35/UE du 26/06/13

concernant les prescriptions minimales de sécurité et de santé relatives à l'exposition des travailleurs aux risques dus aux agents physiques (champs électromagnétiques).

http://www.ineris.fr/ondes-info/ consultation\_document/25575.

![](_page_22_Picture_0.jpeg)

# GAGNEZ DU TEMPS ET SÉCURISEZ VOS PROJETS EN UTILISANT UNE SOURCE ACTUALISÉE ET FIABLE

Techniques de l'Ingénieur propose la plus importante collection documentaire technique et scientifique en français !

Grâce à vos droits d'accès, retrouvez l'ensemble des **articles et fiches pratiques de votre offre, leurs compléments et mises à jour,** 

et bénéficiez des **services inclus.** 

![](_page_22_Picture_5.jpeg)

- + de 350 000 utilisateurs
  + de 10 000 articles de référence
- + de 80 offres
- > 15 domaines d'expertise
  - $\bigcirc$  Automatique Robotique
  - Biomédical Pharma
  - $\bigcirc$  Construction et travaux publics
  - Électronique Photonique
  - ⊖ Énergies
  - O Environnement Sécurité
  - ⊖ Génie industriel
  - O Ingénierie des transports
- $\bigcirc$  Innovation
- Matériaux
- Mécanique
- O Mesures Analyses
- O Procédés chimie Bio Agro
- Sciences fondamentales
- Technologies de l'information

Pour des offres toujours plus adaptées à votre métier, découvrez les offres dédiées à votre secteur d'activité

Depuis plus de 70 ans, Techniques de l'Ingénieur est la source d'informations de référence des bureaux d'études, de la R&D et de l'innovation.

## www.techniques-ingenieur.fr

CONTACT : Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : infos.clients@teching.com

![](_page_23_Picture_0.jpeg)

# LES AVANTAGES ET SERVICES compris dans les offres Techniques de l'Ingénieur

![](_page_23_Picture_2.jpeg)

Accès illimité aux articles en HTML Enrichis et mis à jour pendant toute la durée de la souscription

![](_page_23_Picture_4.jpeg)

Téléchargement des articles au format PDF Pour un usage en toute liberté

![](_page_23_Picture_6.jpeg)

**Consultation sur tous les supports numériques** Des contenus optimisés pour ordinateurs, tablettes et mobiles

![](_page_23_Figure_8.jpeg)

Questions aux experts\* Les meilleurs experts techniques et scientifiques vous répondent

![](_page_23_Picture_10.jpeg)

Archives Technologies anciennes et versions antérieures des articles

![](_page_23_Picture_12.jpeg)

Articles Découverte La possibilité de consulter des articles en dehors de votre offre

![](_page_23_Picture_14.jpeg)

**Impression à la demande** Commandez les éditions papier de vos ressources documentaires

![](_page_23_Picture_16.jpeg)

Dictionnaire technique multilingue 45 000 termes en français, anglais, espagnol et allemand

![](_page_23_Picture_18.jpeg)

![](_page_23_Picture_19.jpeg)

Alertes actualisations Recevez par email toutes les nouveautés de vos ressources documentaires

\*Questions aux experts est un service réservé aux entreprises, non proposé dans les offres écoles, universités ou pour tout autre organisme de formation.

# ILS NOUS FONT CONFIANCE

![](_page_23_Picture_23.jpeg)

## www.techniques-ingenieur.fr

CONTACT: Tél.: + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax: +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail: infos.clients@teching.com