



**HAL**  
open science

# Etude et modélisation d'un système de transmission d'énergie et de données par couplage inductif pour des systèmes électroniques dans l'environnement automobile

Guillaume Vigneau

## ► To cite this version:

Guillaume Vigneau. Etude et modélisation d'un système de transmission d'énergie et de données par couplage inductif pour des systèmes électroniques dans l'environnement automobile. Electromagnétisme. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2016. Français. NNT: 2016TOU30281 . tel-03336557

**HAL Id: tel-03336557**

**<https://theses.hal.science/tel-03336557v1>**

Submitted on 7 Sep 2021

**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.



# THÈSE

En vue de l'obtention du  
**DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE**

Délivré par :  
**Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)**

---

**Présentée et soutenue par :**  
Guillaume Vigneau

**Le :** Mardi 12 Juillet 2016

**Titre :**

Étude et modélisation d'un système de transmission d'énergie par couplage inductif pour des systèmes électroniques dans l'environnement automobile

---

**École doctorale de discipline ou spécialité**  
ED GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

**Unité de recherche :**  
CNRS – LAAS

**Directeurs de Thèse :**

Alexandru Takacs, Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier Toulouse  
Dr. Mohamed Cheikh, Continental Automotive France

**JURY**

Robert Staraj, Professeur à l'Université Nice Sophia-Antipolis (Rapporteur)  
Tan-Phu Vuong, Professeur à l'INP Grenoble (Rapporteur)  
Corinne Alonso, Professeur à l'Université Paul Sabatier Toulouse (Examinateur)  
Anthony Ghiotto, Maître de Conférences à l'IMS Bordeaux (Examinateur)  
Rachid Benbouhout, Continental Automotive France (Invité)  
Youri Vassilief, Continental Automotive France (Invité)  
Daniela Dragomirescu, Professeur à l'INSA Toulouse (Invité)



## Remerciements

En premier lieu, je tiens tout d'abord à remercier mes directeurs de Thèse, M. Mohamed Cheikh et M. Alexandru Takacs, qui m'ont accompagné lors de mes travaux de recherche. Le premier pour le suivi précieux de mes travaux, l'intégration aux différents projets de l'entreprise et le partage de son expertise technique ; le deuxième pour sa disponibilité, son expérience de la recherche et son respect sans faille des délais serrés de relectures des publications que je lui ai adressées.

Et d'une manière générale, les deux pour leurs précieux conseils, leur écoute ainsi que pour toutes les heures consacrées à diriger cette recherche.

Je tiens également à remercier M. Rachid Benbouhout, chef du service RF à Continental Automotive France, pour la confiance qu'il m'a accordée en m'acceptant dans son service et en me donnant les moyens nécessaires pour réussir cette thèse CIFRE. Opportunité unique de mêler la culture et les besoins de l'entreprise à l'ouverture d'esprit et la rigueur des travaux en laboratoire de recherches.

Je remercie également M. Robert Staraj et M. Tan-Phu Vuong pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant la tâche de rapporteurs pour mes travaux de Thèse.

Je suis également reconnaissant à Mme Corinne Alonso, Professeur à l'Université Paul Sabatier, M. Anthony Ghiotto, Maître de Conférences à l'IMS Bordeaux, Mme Daniela Dragomirescu, Professeur à l'INSA Toulouse et M. Youri Vassilief, Chef de Projet à Continental Automotive France, d'avoir accepté de participer à ce jury de Thèse.

Enfin j'exprime ma gratitude à toutes les personnes du service RF de Conti, pour leur bonne humeur, leur expertise et savoir-faire technique ainsi que pour l'ambiance agréable qu'ils créent au quotidien au sein de ce service.

Je remercie également mes proches pour m'avoir aidé et encouragé tout au long de ces travaux de Thèse.





<b>Introduction</b> .....	8
<b>I. Les systèmes de transmission d'énergie sans fil</b> .....	11
I.1 État de l'art .....	12
I.2 Historique .....	13
I.3 Les technologies du transfert d'énergie sans fil .....	14
I.3.1 Technique de transmission d'énergie en champ lointain .....	15
I.3.2 Technique de transmission d'énergie en champ proche .....	16
I.3.2.1 Le chargement capacitif .....	16
I.3.2.2 Le chargement inductif .....	16
I.3.2.3 Le chargement par résonance magnétique .....	17
I.4 Architecture classique d'un système de transfert d'énergie sans fil .....	19
I.5 Les applications du transfert d'énergie sans fil .....	20
I.5.1 L'électronique grand public .....	20
I.5.2 Les appareils électroniques médicaux .....	20
I.5.3 Les véhicules électriques .....	20
I.5.4 Les systèmes de radio-identification .....	21
<b>II. Études des antennes inductives pour les systèmes de transfert d'énergie sans fil</b> .....	24
II.1 Introduction aux antennes inductives .....	25
II.1.1 Généralités .....	25
II.1.1.1 Théorie du champ magnétique et notion d'inductance .....	25
II.1.1.2 Technologies de réalisation des antennes .....	30
II.1.1.3 Propriétés électriques d'une antenne .....	32
II.1.1.4 Les matériaux ferromagnétiques .....	39
II.1.2 Méthodes de modélisation électromagnétique .....	42
II.1.2.1 Principes de la modélisation électromagnétique .....	42
II.1.2.2 Méthodes de résolutions numériques .....	43
II.1.2.3 Validation des modèles de simulation à travers la mesure .....	50
II.2 Dimensionnement des antennes inductives et études paramétriques .....	57
II.2.1 Études paramétriques .....	58

II.2.1.1	Présentation des modèles de simulation .....	60
II.2.1.2	Présentation des résultats de simulation .....	61
II.2.1.3	Analyses et commentaires des résultats de l'étude paramétriques .....	64
II.2.1.4	Conclusions.....	65
II.2.2	Influence des paramètres de ferrite sur le comportement d'une antenne inductive .....	67
II.2.2.1	Présentations des résultats de simulations .....	70
II.2.2.2	Analyses et commentaires des résultats de l'étude paramétriques .....	77
II.2.2.3	Conclusions.....	80
<b>III.</b>	<b>Étude du couplage magnétique et des systèmes de transmission</b>	
	<b>d'énergie inductifs</b> .....	<b>86</b>
III.1	Étude du transfert d'énergie inductif antenne-antenne.....	87
III.1.1	Étude du couplage magnétique inductif .....	87
III.1.1.1	Généralités.....	88
III.1.1.2	Caractérisation et modélisation électromagnétique du couplage inductif .....	95
III.1.1.3	Analyse paramétrique du couplage magnétique inductif.....	101
III.1.1.3	Analyse de l'impact de la ferrite sur le couplage magnétique inductif .....	106
III.1.2	Efficacité de liaison antenne à antenne.....	110
III.1.2.1	Généralités.....	110
III.1.2.2	Étude de l'efficacité de liaison sur trois topologies d'antennes .....	112
III.2	Étude du transfert d'énergie inductif.....	119
III.2.1	Études d'un système de couplage par induction.....	120
III.2.1.1	Notions d'efficacité énergétique et bilan de puissances .....	121
III.2.1.2	Notions d'impédance réfléchie.....	125
III.2.1.3	Modélisation circuit et méthode de mesure .....	129
III.2.1.4	Validation de la méthode de simulation à travers la mesure d'un système couplé .....	131
III.2.2	Études d'un système de transfert d'énergie inductif complet.....	134
III.2.2.1	Généralités.....	134
III.2.2.2	Transfert d'énergie suivant les différents standards de chargement inductif .....	135
III.2.2.3	Les différentes classes d'amplificateurs de puissance.....	138
III.2.2.4	Les amplificateurs employés dans un système de transfert d'énergie inductif.....	147
III.2.2.5	Amplificateurs de puissance classe D compatible WPC .....	149
III.2.2.6	Exemples d'études et de modélisations dans un but d'optimisation .....	155

III.3 Conclusions sur le transfert d'énergie inductif.....	160
<b>IV. Le transfert d'énergie inductif et son influence sur l'environnement extérieur.....</b>	<b>167</b>
IV.1 Le transfert d'énergie inductif et le corps humain .....	169
IV.1.1 Généralités.....	169
IV.1.2 Les normes de régulations d'exposition aux champs électromagnétiques pour la sécurité des personnes.....	171
IV.1.2.1 La norme ICNIRP .....	171
IV.1.2.2 La norme IEEE.....	173
IV.1.3 Etudes de l'exposition électromagnétique de tissus humains aux champs générés par un système de transfert d'énergie inductif.....	175
IV.1.3.1 Modélisation électromagnétique d'un corps humain .....	175
IV.1.3.2 Etude de l'exposition d'un corps humain au champ électromagnétique généré par un système couplé .....	178
IV.2 Le transfert d'énergie inductif et les autres systèmes.....	188
IV.2.1 Optimisation de la structure d'une solution multi-systèmes sur la distribution de champ NFC .....	189
IV.2.2 Optimisation du rayonnement en sortie d'une solution multi-systèmes .....	192
IV.3 L'influence du transfert d'énergie inductif sur les Objets Métalliques Étrangers (OMEs).....	196
IV.3.1 Impact d'un champ magnétique sur des OMEs.....	196
IV.3.1.1 Évolution de la température d'objets métalliques standardisés.....	197
IV.3.1.2 Bilan de puissance avec un objet étranger en aluminium à proximité .....	198
IV.3.2 Solutions de détection d'OMEs.....	200
<b>Conclusion .....</b>	<b>202</b>

## Introduction

Les appareils électroniques sont de nos jours de plus en plus présents dans notre quotidien. Se présentant sous de multiples formes, allant du smartphone à la tablette électronique et aux montres connectées, ils sont utilisés chaque jour par des utilisateurs de plus en plus nombreux. Fortement sollicités, ils se doivent donc d'être capables de satisfaire aux besoins des utilisateurs. L'inconvénient majeur de ces systèmes toujours plus complexes aux fonctions variées reste encore et toujours leur autonomie. En effet, l'électronique embarquée est miniaturisée au possible mais elle demande toujours plus d'énergie pour fonctionner. Les batteries électroniques embarquées dans ces systèmes suivent également la tendance à la miniaturisation et la fonctionnalité recherchée par les consommateurs, et ont donc une capacité de stockage d'énergie limitée et n'excédant rarement plus d'une journée d'utilisation.

C'est dans le but de proposer aux utilisateurs des solutions ergonomiques et pratiques d'utilisation qu'ont été développés les systèmes de rechargement sans fil pour les appareils électroniques nomades. Le premier avantage est que l'utilisateur n'a plus besoin de brancher un fil à son appareil électronique pour recharger sa batterie mais uniquement à le poser sur une surface dédiée. Ceci entraînant un gain de temps, un confort d'utilisation certain mais aussi une diminution de l'usure de la connectique des systèmes. Une autre possibilité est de proposer par exemple des surfaces de rechargement dans les lieux publics où les utilisateurs pourraient alimenter par exemple leurs téléphones portables en journée lorsqu'ils sont au restaurant. Ceci permettant d'utiliser leurs appareils sans retenue et sans inquiétudes vis-à-vis de l'autonomie de la batterie.

À noter que ces systèmes de transfert d'énergie sans fil peuvent être appliqués à d'autres besoins tels que le rechargement des batteries embarquées dans les véhicules électriques ou les dispositifs électroniques médicaux présents dans le corps humain. Ils sont également employés chaque jour par des millions de personnes dans le cadre du contrôle d'accès aux installations ou l'étiquetage des produits commerciaux via les protocoles de radio identification NFC et RFID (de l'anglais, Near Field Communication et RadioFrequency IDentification).

Dans le cadre de cette thèse CIFRE réalisée au sein de l'entreprise Continental Automotive France et en partenariat avec le laboratoire de recherche CNRS-LAAS, l'objectif a été d'étudier et de modéliser le comportement d'un système de transfert d'énergie sans fil embarqué dans un environnement automobile. Le but ici a été de participer au développement et à l'optimisation des performances d'un système de chargement sans fil intégré dans le cockpit d'une voiture et visant à recharger la batterie d'un téléphone. Ce système est multi fonctions et propose, outre une solution de rechargement sans fil, un moyen de communication en champ proche ainsi qu'un coupleur GSM visant à amplifier les niveaux reçus par le téléphone lors d'une communication GSM.

Parmi plusieurs technologies de transfert d'énergie sans fil, les industriels ont choisi de développer des systèmes de rechargement électrique en utilisant le principe du couplage magnétique entre deux antennes inductives. Ceci faisant suite aux différentes études de faisabilité et excellents résultats menés par la communauté scientifique.

La démocratisation des systèmes de transfert d'énergie sans fil étant récente, les normes et standards de rechargement sans fil ont été créés il y a peu de temps. Dans un but d'amélioration des performances mais

aussi pour assurer une meilleure compatibilité entre les différents systèmes conçus par les industriels, ils sont donc régulièrement modifiés.

Deux approches se distinguent donc : l'optimisation des performances du système de transfert d'énergie visant à recharger sans fil la batterie d'un téléphone mais aussi limiter les interactions de celui-ci avec les systèmes électroniques environnants. Les premiers impactés étant ceux de communication en champ proche ainsi que le coupleur GSM. Sans oublier que chacun de ces systèmes doit suivre les recommandations de différentes normes internationales et être compatibles aux différents récepteurs avec lesquels ils doivent interagir.

Dans le premier chapitre de cette thèse, nous nous intéresserons aux origines du transfert d'énergie sans fil ainsi qu'aux différentes technologies permettant de transmettre une puissance d'un émetteur vers un récepteur sans contact entre eux. Les principales applications seront listées par la suite.

Dans un deuxième temps, nous étudierons plus en détails ce qu'est une antenne inductive. Équipant les systèmes d'émission et de réception, c'est entre elles que se fait l'échange d'énergie. Elles représentent donc le moyen de transmettre et de recevoir une puissance électrique. Après avoir explicité ses paramètres et son fonctionnement d'un point de vue théorique, une méthodologie de modélisation électromagnétique sera mise en place. Le but de la modélisation des antennes inductives est de pouvoir concevoir de manière fiable des antennes et de simuler leur comportement suivant des conditions d'études différentes. Après une validation de la méthode de modélisation par corrélation avec des résultats expérimentaux, des études paramétriques seront employées afin de caractériser le comportement d'une antenne inductive typiquement employée dans les systèmes de transfert d'énergie de faible puissance pour les téléphones portables. Ceci afin d'optimiser ses performances et répondre aux besoins du système.

Après avoir étudié et modélisé une antenne seule dans le deuxième chapitre, le transfert d'énergie entre deux antennes d'émission et de réception sera analysé dans le chapitre trois. Les problématiques de couplage magnétique seront d'abord considérées et l'influence des paramètres d'antennes sur la qualité de ce dernier sera étudiée via là aussi une modélisation électromagnétique des antennes validée par des mesures expérimentales. Ces études paramétriques permettront de proposer des règles d'optimisation des antennes inductives dans le but d'avoir un couplage magnétique maximisé. De ce couplage magnétique va fortement dépendre la quantité de puissance transférée mais aussi la qualité de l'efficacité énergétique entre les antennes. Cette notion d'efficacité énergétique sera d'ailleurs étudiée via une modélisation de récepteurs types utilisés par la norme Qi.

Puis la notion de système sera enfin évoquée aux travers d'études sur l'électronique permettant de transférer les puissances requises. La notion d'efficacité énergétique totale sera présentée ainsi que la théorie et les équations régissant le transfert d'énergie inductif entre des circuits émetteur et récepteur. Le but étant d'aboutir à une méthodologie de modélisation circuit, permettant d'étudier le comportement général d'un système de transfert d'énergie inductif composé d'éléments simples ou plus complexes tels que les circuits d'amplification de puissance. En effet, ces systèmes de transmission d'énergie sans fils sont concernés par les problématiques de transmission sans fil mais aussi par celles de l'électronique de puissance. Le but principal étant d'alimenter et de fournir une certaine quantité de puissance demandée par le système récepteur. Les différents circuits d'amplification de puissance seront donc présentés d'un point de vue théorique. Un exemple de modélisation circuit totale, reprenant l'ensemble des éléments constituant la chaîne d'émission réception de puissance, sera ainsi présentée et confrontée aux résultats

expérimentaux d'un prototype. Ces modélisations circuits permettant, au travers des résultats de simulation, d'étudier des cas et des conditions de chargement précis et ainsi proposer des solutions d'optimisation des circuits en eux-mêmes ou bien du système complet.

Enfin, l'influence d'un système de transfert d'énergie inductif sur son environnement extérieur sera étudiée dans le chapitre quatre. Le but d'un tel système est effectivement de permettre à un récepteur de recevoir la puissance électrique qu'il demande mais sans perturber le fonctionnement des appareils électroniques à proximité. L'utilisateur du produit doit également être considéré et ne doit donc pas être soumis à des niveaux d'expositions électromagnétiques dangereux pour sa santé. Pour ce faire, des normes de régulations des émissions électromagnétiques ont été élaborées et les effets des champs électromagnétiques sur les tissus humains étudiés. Dans ce but-là, une méthodologie de modélisation intégrant un modèle de corps humain sera présentée. Suivant la fréquence du rayonnement électromagnétique, le corps humain et les différents tissus qui le composent réagiront différemment. Il est donc important de connaître les niveaux de champs électrique et magnétique auquel un utilisateur sera soumis en fonction du cas d'étude, mais aussi au niveau d'exposition électromagnétique à travers la mesure du DAS (Dose d'Absorption Spécifique). Un exemple sera ainsi présenté, où deux antennes inductives seront placées à différentes distances du corps humain et les émissions électromagnétiques seront étudiées pour différentes fréquences et différents courants.

Par la suite, nous étudierons l'influence de la structure du système complet (contenant un chargeur sans fil, une antenne de communication en champ proche NFC et un coupleur GSM) sur les performances de l'antenne de communication en champ proche. Nous montrerons comment aux travers de modélisations et simulations électromagnétiques des antennes, et des structures du système, on peut visualiser les niveaux d'émissions électromagnétiques et ainsi proposer des solutions d'optimisation des performances. Ceci afin de répondre aux besoins du système complet. Nous étudierons également des solutions d'optimisation du fonctionnement du système en limitant le rayonnement électromagnétique harmonique parasite en sortie.

Une ouverture sera également faite sur la problématique des objets métalliques étrangers (OME) pouvant être présents entre les antennes d'émission et de réception au moment d'un transfert d'énergie. Nous verrons par des mesures expérimentales comment une puissance peut être perdue par le système dans ce cas-là, entraînant de facto une baisse de l'efficacité énergétique totale mais aussi une élévation de la température corporelle de l'OME. Ceci pouvant être une source de danger pouvant faire courir un risque pour l'utilisateur en cas de brûlure, de destruction du système de transfert d'énergie et d'incendie. Enfin, une conclusion générale dressera un bref bilan de ces différents travaux et proposera quelques perspectives et recommandations pour les études à venir.

# I. Les systèmes de transmission d'énergie sans fil

I.1 État de l'art.....	12
I.2 Historique.....	13
I.3 Les technologies du transfert d'énergie sans fil.....	14
I.3.1 Technique de transmission d'énergie en champ lointain .....	15
I.3.2 Technique de transmission d'énergie en champ proche.....	16
I.3.2.1 Le chargement capacitif .....	16
I.3.2.2 Le chargement inductif .....	16
I.3.2.3 Le chargement par résonance magnétique .....	17
I.4 Architecture classique d'un système de transfert d'énergie sans fil .....	19
I.5 Les applications du transfert d'énergie sans fil.....	20
I.5.1 L'électronique grand public .....	20
I.5.2 Les appareils électroniques médicaux.....	20
I.5.3 Les véhicules électriques.....	20
I.5.4 Les systèmes de radio-identification.....	21



## I.1 État de l'art

Le rechargement sans fil, appelé également le transfert d'énergie sans fil, est une technologie permettant à un appareil électronique récepteur de recevoir une énergie électrique envoyée par un dispositif émetteur sans qu'aucun d'entre eux ne soit en contact électriquement parlant. Cette technologie, recouvrant plusieurs principes physiques distincts, peut être employée par des dispositifs fonctionnant à de faibles ou de hautes puissances (badge d'identification ou bien étiquette de produit dans le premier cas et rechargement de voiture électrique dans le second cas). Les recherches et études se multipliant ces toutes dernières années, les systèmes passent de modèles théoriques à des prototypes expérimentaux. Ils deviennent donc de plus en plus aboutis et facile d'utilisation pour le consommateur. Le marché de la téléphonie mobile et les appareils électroniques dit intelligents étant le premier secteur à évoluer.

En effet, plusieurs constructeurs de téléphones mobiles ont démarré le développement de produits où des systèmes de réception d'énergie sans fil sont déjà intégrés. L'institut IHS a recensé que le développement de récepteurs compatibles aux différentes normes d'émission qui sont en train de voir le jour a entraîné l'utilisation de 50 millions d'émetteurs en 2015 à travers le monde, contre déjà 15 millions en 2014 [1]. Ils ont également recensé qu'un million d'infrastructures publiques seront dotées d'aire de chargement sans fil durant l'année 2016. En ce qui concerne le marché des récepteurs, qui sont moins contraignants à concevoir que les émetteurs, ils ont recensé que 55 millions d'unités avaient été livrées en 2014 contre 144 millions en 2015. Ces récepteurs sont principalement portés par les téléphones portables haut de gamme, Samsung Galaxy S6 en tête.

De plus, l'institute Pike Research a estimé que le marché des produits concernant le transfert d'énergie sans fil triplera d'ici 2020 et passera à 15 milliard d'unités [2].

Le succès de tels systèmes peut s'expliquer par les raisons suivantes :

- la façon de recharger les appareils électroniques nomades est nouvelle et plus ergonomique comparé au traditionnel chargeur électrique qu'il faut brancher d'un côté à la prise électrique domestique et de l'autre côté au téléphone
- ces systèmes sans contact permettent de proposer des produits ayant une meilleure durabilité ainsi que de nouvelles fonctionnalités (résistant à l'eau, aux poussières, aux chocs, etc.)
- la puissance fournie au récepteur est contrôlée par ce dernier via une électronique de pilotage beaucoup plus performante, ceci entraînant une économie d'énergie comparé à une recharge électrique filaire classique

Mais ces systèmes présentent également des inconvénients, tels qu'une nécessité de renouveler le système de rechargement des appareils électriques (nouveaux émetteurs, nouveaux récepteurs si jamais les appareils considérés ne sont pas dotés de base d'un moyen de réception d'énergie, etc.). Ces systèmes présentent également les inconvénients d'être sensibles à la notion de rendement électrique, qui définit la puissance nécessaire à l'émetteur pour fournir celle demandée par le récepteur. Alors que ce rendement est proche de l'unité avec un système filaire classique, celui-ci peut vite s'écrouler si les conditions de transfert d'énergie ne sont plus optimales. Enfin, ces dispositifs sont susceptibles de générer davantage de chaleur à l'étage émetteur comme récepteur, nécessitant ainsi un soin tout particulier aux questions de propagation thermique lors de la conception des produits.

Le transfert d'énergie sans fil est un principe découvert au siècle dernier mais son essor a commencé il y a seulement quelques années. Nous allons voir dans ce chapitre l'origine de sa découverte ainsi que les différentes manières de transférer une énergie sans l'utilisation d'un fil métallique permettant la conduction d'un courant électrique. En effet, il existe plusieurs moyens de transférer une puissance à un appareil récepteur mais tous ne se valent pas en terme de puissance transférée, de rendement (ou d'efficacité énergétique, notion qui sera définie plus tard), de distance de transfert entre émetteur et récepteur ou bien de complexité des systèmes employés.

À chacun de ces différents moyens de transmettre une énergie sans fil correspondent plusieurs applications industrielles, certaines étant abouties et bien employées par le grand public tandis que d'autres commencent à émerger avec l'apparition de nouvelles technologies ou bien de nouveaux besoins. Nous ferons donc un tour des applications actuelles et à venir.

## I.2 Historique

Le transfert d'énergie sans fil trouve ses origines premières lorsque H. C. Oersted découvre qu'un courant électrique circulant dans un conducteur métallique génère un champ magnétique tout autour de lui. Le comportement de ce champ magnétique fut ensuite modélisé par les lois d'Ampère, Biot-Savart et Faraday mais ses propriétés furent définitivement établies lorsque Maxwell démontra comment les champs électrique et magnétique sont créés ainsi que l'action qu'ils ont l'un sur l'autre [3]. La relation entre l'électricité et le magnétisme fut établie et donna ainsi naissance à l'électromagnétisme.

Par la suite, H. R. Hertz mettra en place en 1888 un système utilisant des bobines d'inductions connectées à un générateur alternatif pour transmettre de l'électricité à une bobine de réception située à une distance toute proche, permettant ainsi de confirmer l'existence du rayonnement électromagnétique. Mais le premier à mener des expérimentations sur un transfert d'énergie sans fil avec des visées applicatives fut N. Tesla en utilisant les micro-ondes. Ses travaux furent focalisés sur le transfert d'énergie à longues distances en permettant le transfert d'un signal radiofréquences sur une distance de presque 50 km en 1896. [4] Il réalisa également en 1899 la transmission d'une très haute tension afin de fournir une puissance électrique à 200 ampoules et un moteur électrique situés à plus de 40 km. Mais les arcs électriques créés par l'utilisation de très hautes tensions rendront l'application dangereuse pour les utilisateurs à proximité. Cependant, son idée la plus notable est la création de la tour Wardencllyffe, montrée sur la figure Fig. I.1, dans le but de transmettre de l'énergie sans fil à travers l'ionosphère. Mais les limitations technologiques et financières ne permettront pas d'aboutir à un développement concret.

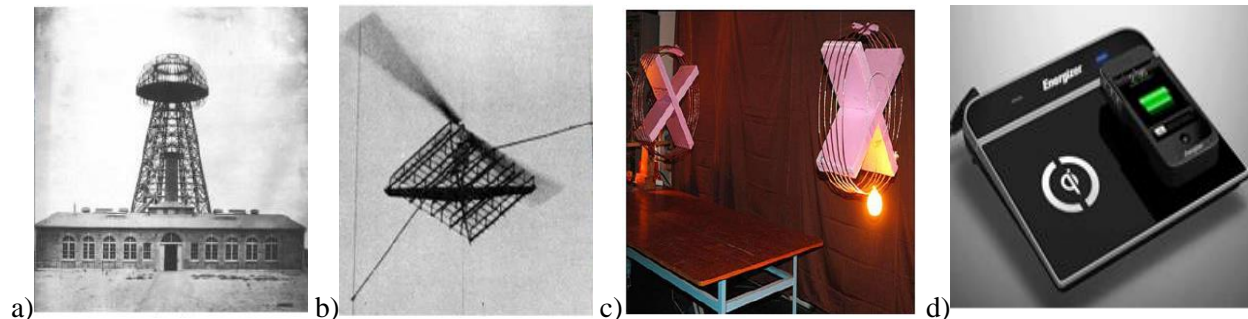
Plus tard, les magnétrons furent inventés en 1930 pour convertir l'électricité en micro-ondes et transmettre ainsi une énergie sur de longues distances. Mais l'impossibilité de récupérer cette énergie fut telle que le développement du transfert d'énergie sans fil fut abandonné au profit des radiocommunications.

Il fallut attendre 1964 pour que W. C. Brown réalise la conversion d'une énergie microondes en électricité par le biais d'une rectenna (antenne radiofréquence couplée à un redresseur de tension). Il alimenta ainsi un modèle d'hélicoptère électrique d'un poids de 2.3 kg pendant dix heures et volant jusqu'à une altitude de 15 m. Ceci démontra l'utilité du transfert d'énergie micro-ondes et lança ainsi plusieurs campagnes de recherches pour transmettre de fortes puissances sur de longues distances. Des concepts d'alimentation de satellites en orbite autour de la terre furent même développés, avec l'emploi de très fortes puissances utilisant des faisceaux très directs [5]. Cependant les problèmes tels que des circuits complexes,

l'utilisation de très fortes puissances au niveau émetteur et un rendement médiocre rendront ces projets marginaux.

Mais l'essor du transfert d'énergie sans fil est survenu lorsque l'on a commencé à créer des systèmes de transfert d'énergie non pas pour alimenter un appareil électronique mais plutôt pour recharger la batterie électrique à l'intérieur de celui-ci [6]. En effet, la miniaturisation des batteries électriques et la démocratisation des appareils électroniques nomades entraîna un besoin d'utilisation et d'alimentation électrique de plus en plus facile pour l'utilisateur. En 2007, la technologie Witricity développée par le MIT démontre qu'il est possible de réaliser un transfert d'énergie par induction magnétique de manière pratique et efficace en termes de rendement énergétique. En utilisant des antennes hélicoïdales, une puissance de 60 Watts fut transférée sur une distance de 2 m [7]. Des puissances moyennes, de 10 à 100 Watts, peuvent ainsi être transférées sans fil sur plusieurs mètres de distance. Cette technologie peut donc être appliquée pour recharger de manière simple et efficace des appareils électroniques nomades et des recherches sont donc engagées pour proposer des systèmes d'émission et de réception utilisant le principe de l'induction magnétique.

Dans une optique d'uniformisation de ces systèmes, et ainsi permettre une compatibilité entre eux, des consortiums voient le jour et des normes commencent à apparaître. La première est la norme Qi proposée par le Wireless Power Consortium (WPC) en 2009 [8], puis suivront la norme Rezence proposée par l'Alliance for Wireless Power (A4WP) et la norme Power Matter Alliance (PMA) réservée au continent Nord-Américain qui fusionneront ensemble en 2015[9]. En effet, il est plus intéressant pour les industriels souhaitant toucher un maximum de consommateurs de commercialiser des systèmes compatibles entre eux plutôt que leurs propres systèmes propriétaires.



**Figure I.1 Illustrations des principaux systèmes de transfert d'énergie sans fil: a) la tour Wardencllyffe, b) l'aéroplane alimenté par microondes de W. C. Brown, c) le système Witricity et d) une station de chargement compatible Qi fabriquée par Energizer**

Le marché visé par ces trois normes est celui des appareils électroniques nomades tels que celui de la téléphonie mobile. Des systèmes d'émission et de réception certifiés par ces normes voient de plus en plus le jour et les fabricants de téléphones portables commencent à intégrer directement un système de réception de puissance sans fil à l'intérieur de leurs appareils.

### **I.3 Les technologies du transfert d'énergie sans fil**

Si l'on regarde l'historique du transfert d'énergie sans fil, on peut voir que plusieurs techniques inspirées de différents phénomènes physiques ont été mises en œuvre, chacune ayant leurs avantages et inconvénients suivant le besoin de l'application visée. Nous allons donc présenter maintenant les

principaux phénomènes physiques permettant de transférer une énergie entre un émetteur et un récepteur sans fil.

En fonction de la distance où l'on se trouve par rapport à la source rayonnante, une onde électromagnétique possède différentes zones telles que définies dans la Figure I.2.

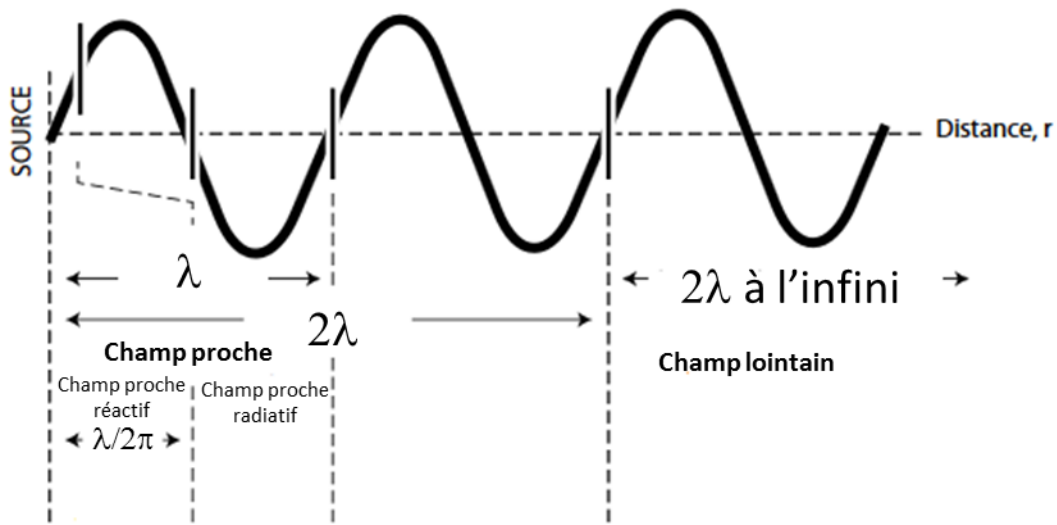


Figure I.2 Les différentes régions d'une onde électromagnétique

Les technologies de transfert d'énergie sans fil peuvent être divisées en deux parties, suivant leur utilisation en champ proche ou champ lointain [10]. Ceci est illustré par la Figure I.3.

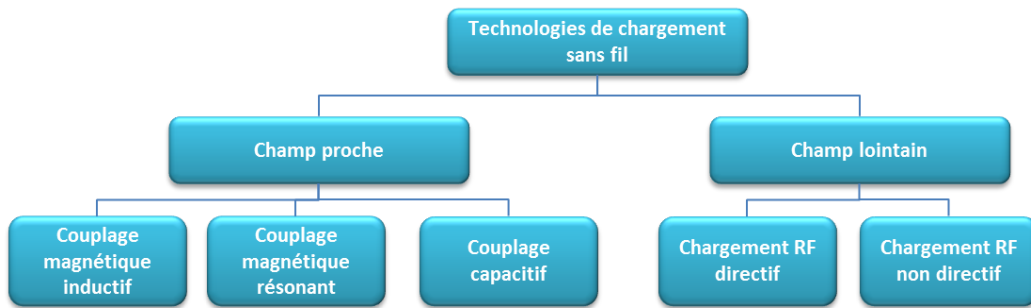


Figure I.3 Classification des différents principes physiques régissant le transfert d'énergie sans fil

La première peut utiliser les principes de l'induction magnétique, le couplage magnétique résonant ou bien le couplage capacitif tandis que la deuxième utilisera un champ électromagnétique radiofréquence plus ou moins directif.

### I.3.1 Technique de transmission d'énergie en champ lointain

Le transfert d'énergie en champ lointain repose sur l'utilisation d'ondes électromagnétiques à des fréquences élevées, typiquement de 300 MHz à 300 GHz [11]. D'autres fréquences, telles que les infrarouges ou rayons X peuvent également être employées, mais le sont plus rarement étant donné les problématiques de sécurité qu'elles peuvent engendrer pour l'utilisateur.

Les systèmes fonctionnent généralement en mode point à point avec ligne de vue, c'est-à-dire que les antennes émettrice et réceptrice doivent être visibles l'une par rapport à l'autre afin de recevoir les signaux radiofréquences. Dans une architecture typique, la puissance AC est d'abord redressée en puissance DC, puis suivie par une conversion DC-RF au travers d'un magnétron. Cette puissance RF est ensuite rayonnée par l'antenne émettrice dans l'espace. Cette puissance rayonnée est reçue par une antenne couplée à un redresseur de tension afin de passer d'une puissance AC vers une puissance DC, nécessaire pour alimenter une batterie électrique. Le rendement du système, appelé aussi efficacité énergétique, sera en grande partie dépendant de la quantité de puissance reçue par l'antenne réceptrice ainsi que de l'adaptation d'impédance entre cette dernière et l'étage de redressement et du rendement de celui-ci jusqu'aux bornes de la batterie [12].

La puissance RF peut être émise de manière isotrope ou directive (en utilisant le beamforming, appelé aussi formation de faisceaux). Une puissance émise de manière directive aura l'avantage de proposer une meilleure efficacité énergétique car il y aura moins de pertes entre l'émission et la réception [13]. Au-delà de la longue de distance d'utilisation possible, le transfert d'énergie par rayonnement électromagnétique permet d'être compatible avec un système de communication existant [14]. Mais il devra être en accord avec les différentes normes de régulation de l'exposition électromagnétique des utilisateurs.

À noter qu'il existe également des systèmes de transmission d'énergie longues distances utilisant un rayonnement laser [15]. Elle permet une très bonne concentration du rayonnement dans une zone de faibles dimensions, entraînant donc une puissance fournie importante au récepteur. L'inconvénient est que la technologie laser s'atténue rapidement lorsqu'elle se propage à travers l'atmosphère.

## I.3.2 Technique de transmission d'énergie en champ proche

### I.3.2.1 Le chargement capacitif

Le principe du couplage capacitif est d'utiliser le champ électrique généré entre deux plaques électriquement conductrices [16]. Un effet capacitif apparaît ainsi et la charge générée par l'émetteur émet un champ électrique qui donnera naissance à une charge de signe opposé si un récepteur est placé à proximité. Une puissance pourra donc être extraite de cette charge vers la batterie électrique d'un appareil électronique [17]. Mais deux inconvénients majeurs apparaissent sur cette technologie : le premier est que les surfaces des plaques doivent être de tailles importantes pour pouvoir générer des charges et des champs électriques convenables. Ce n'est donc pas compatible avec les tailles des appareils électroniques nomades actuels. Le deuxième est qu'un champ électrique d'une forte puissance est sujet à provoquer des problèmes de parasitage et de compatibilité électromagnétiques avec les autres appareils électroniques à proximité. De plus, il peut être dangereux pour le corps humain si l'utilisateur est trop longtemps exposé (voir le Chapitre IV de ce manuscrit).

### I.3.2.2 Le chargement inductif

Le chargement inductif est basé sur le principe physique de l'induction magnétique entre deux bobines, appelées aussi antennes inductives [18]. Un transfert d'énergie inductif apparaît donc lorsque qu'une bobine émettrice génère un fort champ magnétique variant à proximité d'une bobine réceptrice, tel qu'illustré sur la Figure I.4. Ces deux bobines vont se coupler magnétiquement et ainsi échanger un flux magnétique, qui va générer une tension aux bornes de la bobine réceptrice. Cette tension entrainera donc la circulation d'un courant à travers la bobine réceptrice qui servira, une fois redressée, à alimenter la batterie d'un appareil électronique [19].

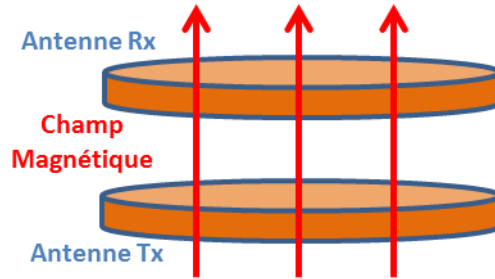


Figure I.4 Illustration d'un couplage magnétique inductif entre deux bobines

La fréquence d'application de tels systèmes se situe généralement entre 50 et 500 kHz et la distance de séparation entre les deux antennes émettrice et réceptrice est typiquement comprise entre quelques millimètres et quelques centimètres. En effet, les systèmes de transfert d'énergie par couplage inductif sont sensibles à la diminution du couplage magnétique qu'il peut y avoir lorsque les antennes sont trop éloignées l'une de l'autre. Ceci entraînant soit une diminution de l'efficacité énergétique (l'émetteur aura besoin de fournir une puissance plus élevée pour fournir une même puissance au récepteur) ou bien une diminution de la puissance au récepteur (l'émetteur fournit une puissance fixe et un éloignement du récepteur entraîne une baisse de la puissance disponible pour recharger la batterie).

Malgré une distance d'émission limitée, la puissance fournie au récepteur peut être élevée et suffisante pour recharger des véhicules électriques. Les avantages du couplage magnétique inductif sont une facilité d'implémentation, des systèmes peu complexes, une efficacité énergétique qui peut être importante lorsque les antennes inductives d'émission et de réception sont proches ainsi qu'un fonctionnement sûr pour l'utilisateur car il se retrouve peu exposé.

### 1.3.2.3 Le chargement par résonance magnétique

Le chargement par résonance magnétique reprend le principe du couplage magnétique inductif, à savoir l'utilisation d'antennes inductives et du champ magnétique émis qui sert de vecteur au transfert de puissance [20]. La différence vient du fait que l'on crée une résonance avec l'antenne inductive par l'ajout d'un élément capacitif, tel qu'illustré par la Figure I.5. Ceci aura donc pour effet de travailler avec un courant élevé et permettre ainsi une puissance transférée beaucoup plus importante [21].

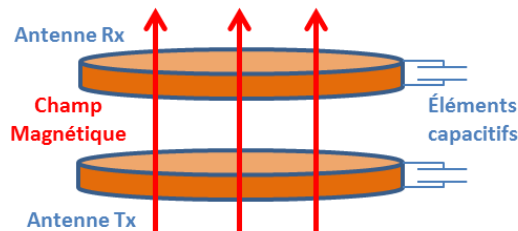


Figure I.5 Illustration d'un couplage magnétique résonant entre deux bobines à l'aide d'un condensateur accordé à la fréquence de résonance

La fréquence d'application de tels systèmes se situe généralement entre 5 et 15 MHz et la distance de séparation entre émetteur et récepteur passe de quelques centimètres à quelques dizaines de centimètres.



Du fait d'une fréquence de fonctionnement plus élevée, le facteur de qualité des antennes est plus fort pour la technologie du couplage magnétique résonant que pour le couplage magnétique inductif. Ces forts facteurs de qualité permettent de conserver une efficacité énergétique convenable lorsque la séparation entre les antennes augmente. Cette technologie permet également pour un unique émetteur de recharger plusieurs récepteurs en même temps car il n'est pas nécessaire que les antennes soient parfaitement alignées pour avoir une efficacité énergétique correcte [22]. En revanche, la question de l'adaptation d'impédance sera à considérer judicieusement ainsi que les interactions que peuvent avoir les récepteurs entre eux. De plus, le fait que le champ magnétique généré par l'émetteur interagira peu avec les circuits qui ne sont pas accordés à sa fréquence de résonance entrainera un parasitage réduit des autres appareils électroniques situés à proximité. C'est avec un dispositif de transfert d'énergie par couplage magnétique résonant que le MIT a démontré la faisabilité de la technologie Witricity. Une ampoule de 60 Watts située à plus de deux mètres de l'antenne émettrice a ainsi pu être alimentée avec une efficacité énergétique de 40%. Cette même efficacité est passée à 90% lorsque la distance de séparation a été réduite à un mètre.

Le principal inconvénient d'un système résonant est que ses capacités ne pourront être pleinement exploitées que pour une seule fréquence de fonctionnement. Il sera également difficile de concevoir par exemple un émetteur dont l'adaptation d'impédance sera parfaite pour tous les récepteurs qu'il aura à charger. Des solutions à partir de capacités commutées sont possibles mais l'implémentation reste complexe.

Les principales technologies de transfert d'énergie sans fil sont résumées avec leurs avantages et inconvénients dans le tableau ci-dessous.

Technologies de transfert d'énergie sans fil	Avantages	Inconvénients	Distance de chargement
<b>Rayonnement RF</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>puissances transférées importantes,</li> <li>possibilité d'être adapté avec les systèmes de télécommunications RF,</li> <li>distances de transmission élevées</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>niveaux d'exposition potentiellement dangereux pour le corps humain,</li> <li>nécessité pour les antennes Tx et Rx d'être alignées,</li> <li>systèmes complexes pour les fortes puissances ou les distances de transmission élevées</li> </ul>	plusieurs dizaines de mètres à plusieurs kilomètres
<b>Couplage magnétique inductif</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>complexité des systèmes faible,</li> <li>interactions avec le corps humain faibles</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>distances de transmission faibles,</li> <li>dégagement de chaleur,</li> <li>nécessité pour les antennes Tx et Rx d'être alignées</li> </ul>	de quelques millimètres à quelques centimètres
<b>Couplage magnétique résonant</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>possibilité de charger plusieurs récepteurs en même temps,</li> <li>efficacité énergétique élevée même si les antennes Tx et Rx ne sont pas alignées,</li> <li>complexité des systèmes moyenne</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>systèmes potentiellement complexes,</li> <li>distances de transmission limitées</li> <li>niveaux d'exposition potentiellement dangereux pour le corps humain,</li> </ul>	de quelques centimètres à quelques mètres

Tableau I.1 Résumé des principales technologies de transfert d'énergie sans fil

## I.4 Architecture classique d'un système de transfert d'énergie sans fil

Après avoir présenté les différentes technologies permettant de transférer une énergie entre deux antennes sans contact entre elles et énuméré les avantages et inconvénients de chacun, nous allons maintenant nous intéresser à l'architecture typique d'une chaîne d'émission réception de puissance complète. Cette chaîne d'émission et de réception d'une puissance est représentée sur la Figure I.6.

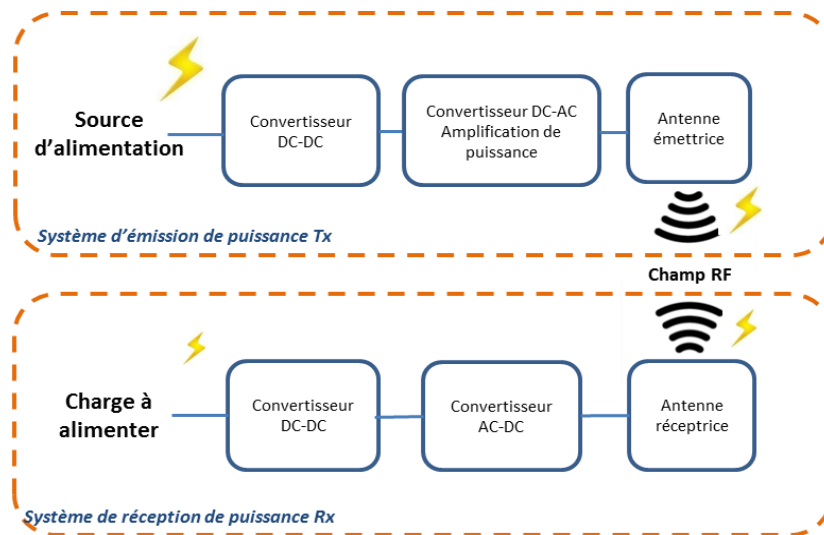


Figure I.6 Architecture typique d'une chaîne d'émission réception de puissance sans fil

Tous les systèmes de transfert d'énergie sans fil ont pour base cette architecture de fonctionnement. Le circuit d'émission se compose tout d'abord d'une source d'alimentation. C'est depuis cette source que l'on va envoyer une certaine quantité de puissance afin d'alimenter un dispositif récepteur. Cette source peut être de type DC (une batterie d'un véhicule, par exemple) ou AC (énergie directe d'un fournisseur d'électricité, par exemple 220V 50 Hz en France). Par la suite, on vient y ajouter un étage de conversion DC-DC (si la source est de type DC) ou AC-DC (si la source est de type AC). Ceci dans le but de pouvoir commander le système d'amplification de puissance qui vient après et qui fonctionne généralement en convertissant une puissance DC en une puissance AC. Le précédent dispositif étant relié à une antenne d'émission, cette puissance AC est donc rayonnée à travers l'espace sous la forme d'une onde électromagnétique. Cette onde électromagnétique sera de type BF (Basses Fréquences) dans le cadre d'un couplage magnétique inductif, HF (Hautes Fréquences) dans le cadre d'un couplage magnétique résonant ou bien THF et supérieur (Très Hautes Fréquences) pour un rayonnement RF.

Par la suite, un récepteur fonctionnant de la même façon que l'émetteur peut être placé à proximité de celui-ci et ainsi recevoir une énergie. Cette énergie est captée par une antenne réceptrice, elle-même connectée à un convertisseur AC-DC. L'énergie AC étant transformée en énergie DC, elle peut donc être utilisée par la batterie du récepteur afin de se recharger. On intercale généralement entre les deux précédents dispositifs un convertisseur DC-DC, car les batteries sont fragiles et doivent être rechargées soigneusement.

Les systèmes employant telle ou telle technologie de transfert d'énergie sans fil auront tous la même architecture présentée précédemment concernant la chaîne d'émission réception de puissance. Les éléments qui changeront seront les antennes utilisées et les composants différents en fonction de la



fréquence d'utilisation, sans parler de l'électronique de commande du système et autres composantes spécifiques au besoin visé.

## **I.5 Les applications du transfert d'énergie sans fil**

Les applications susceptibles d'utiliser un système de transfert d'énergie sans fil sont nombreuses et l'emploi de telle ou telle technologie dépendra des besoins de ces dernières [23]. En effet, n'importe quel appareil électrique nomade ayant une batterie rechargeable embarquée aura besoin de voir celle-ci se recharger afin de rester fonctionnel.

Beaucoup d'applications ont choisi d'utiliser les technologies de couplage magnétique inductif et résonant de par la faible complexité des systèmes et la facilité d'industrialisation [24]. Nous allons décrire par la suite les principales applications justifiant l'emploi de tels systèmes.

### **I.5.1 L'électronique grand public**

Le marché de l'électronique grand public est certainement celui qui a connu le plus grand essor ces dernières années et les industriels ont donc développé une multitude de systèmes de rechargement sans fil [25]. En effet, il est très facile et plus ergonomique pour l'utilisateur de pouvoir recharger ses appareils électriques nomades tels que les téléphones portables, les baladeurs mp3 ou bien les ordinateurs portables sans avoir besoin de les connecter à un fil électrique. Un autre exemple bien connu est celui des brosses à dents électriques à rechargement sans fil, permettant ainsi d'améliorer l'étanchéité du produit et augmenter la durée de vie.

Les technologies employées sont donc majoritairement portées sur le couplage magnétique inductif et résonant et les puissances fournies sont relativement faibles (entre 5 Watts pour un téléphone et 20 Watts pour un ordinateur portable). Les principales normes de chargement sans fil concernent le marché de l'électronique grand public et celui de la téléphonie mobile en particulier. Il est à noter qu'en plus des principales normes en concurrence (Qi et Rezence-PMA), de nombreux industriels commencent à développer leurs systèmes de transfert d'énergie sans fil propriétaires et compatibles uniquement avec leurs produits. De plus, les bases de rechargement accessibles depuis les aéroports ou les restaurants se démocratisent de plus en plus chaque année.

### **I.5.2 Les appareils électroniques médicaux**

La transmission d'énergie sans fil a été largement utilisée pour les dispositifs médicaux implantés à l'intérieur du corps humain. Ces derniers sont munis d'une batterie et d'une antenne miniaturisée permettant d'une part une facilité de rechargement du dispositif électronique et d'autre part d'améliorer la qualité de vie de la personne concernée. En effet, les piles qui commencent à voir leur énergie diminuer n'ont plus besoin d'être remplacées par chirurgie car elles peuvent être rechargées sans fil [26].

### **I.5.3 Les véhicules électriques**

Les véhicules automobiles de type électriques ou hybrides sont munis d'imposantes batteries ayant une autonomie relativement limitée. Les véhicules tout électriques ont besoin en particulier d'être rechargés après chaque sortie afin d'être opérationnels lors de la prochaine utilisation.

On peut donc imaginer une antenne inductive située au sol d'un garage chez un particulier et une antenne réceptrice située en dessous de la voiture. Une fois à l'intérieur du garage, les deux antennes se retrouvent couplées magnétiquement et le rechargement sans fil peut débuter sans la moindre intervention de la part

de l'utilisateur. Des prototypes capables de délivrer 3.3 kWatts sur une distance de 20 cm commencent à voir le jour [27]. Le fait de faciliter la recharge des batteries de manière automatisée pourrait rendre les véhicules tout électriques plus attractifs pour les consommateurs.

Des études sont également en cours pour construire des portions de routes dotées d'antennes permettant d'alimenter les batteries des véhicules tout électriques alors qu'ils sont en train de rouler. Ceci permettant de régler définitivement la problématique de l'autonomie pour l'instant très limitée de ces derniers.

#### **I.5.4 Les systèmes de radio-identification**

Les systèmes de radio-identification ont été peut être les premiers à utiliser les technologies de transfert d'énergie sans fil de manière industrielle. Ils sont regroupés sous le nom de RFID (Radio Frequency Identification) ou plus récemment NFC (Near Field Communications). En effet, ces dispositifs utilisent le champ magnétique émis par un lecteur (composée d'un circuit électronique relié à une antenne inductive) pour alimenter le circuit de réception situé sur un badge (ou une étiquette). Ce badge est composé d'une antenne de réception reliée à un microcontrôleur miniaturisé et ce dernier est directement alimenté par l'énergie reçue par couplage magnétique. On a donc des récepteurs qui sont alimentés uniquement quand ils sont à proximité d'un émetteur (à noter qu'il existe également des récepteurs disposant de batteries miniatures).

Le but de ces dispositifs est de disposer de systèmes d'identification rapides, efficaces et très économiques. La puissance transférée est de l'ordre de quelques  $\mu\text{W}$  et la distance d'utilisation va de quelques centimètres à plusieurs dizaines de centimètres.

De plus, certaines études ont montré la faisabilité de systèmes de récupération d'énergie tels que des capteurs électroniques munis d'une batterie rechargée avec l'énergie fournie par le rayonnement électromagnétique ambiant. Ces solutions sont envisageables pour les systèmes ayant une consommation électrique très faible et intéressantes pour des applications embarquées nécessitant un fonctionnement ponctuel.

## *Références bibliographiques*

---

- [1] IHS Technology, « Wireless Power Receiver Market Report – 2016 »,
- [2] Article de presse, « Wireless Power for Mobile Devices Will Reach \$5 Billion in Market Value by 2020, Forecasts Pike Research », 2012
- [3] J. C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, 1873
- [4] N. Tesla, “Apparatus for Transmitting Electrical Energy,” US patent number 1,119,732, issued in Dec. 1914.
- [5] J. O. McSpadden, and J. O. Mankins, “Space Solar Power Programs and Microwave Wireless Power Transmission Technology”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 46-57, Dec. 2002.
- [6] T. A. Vanderelli, J. G. Shearer, and J. R. Shearer, “Method and Apparatus for a Wireless Power Supply,” U.S. patent number 7,027,311, issued in April 2006.
- [7] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86, June 2007.
- [8] Norme Qi, « System description, Wireless power transfer, Volume I : low power », Version 1.2, Juillet 2015
- [9] Norme Rezence, « A4WP wireless power transfer system, Baseline system specification (BSS) », Version 1.2, Janvier 2014
- [10] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. In Kim, Z. Han, “Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications”, *IEEE Wireless Communications*, Vol. 22, Issue 2, pp. 126-135, 2015
- [11] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, and Z. Han, “Resource Allocation in Wireless Networks with RF Energy Harvesting and Transfer,” to appear in *IEEE Network*
- [12] S. Ladan, N. Ghassemi, A. Ghiotto, and K. Wu, “Highly Efficient Compact Rectenna for Wireless Energy Harvesting Application”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 117-122, Jan. 2013.
- [13] R. Zhang and C. K. Ho, “MIMO Broadcasting for Simultaneous Wire-less Information and Power Transfer”, *IEEE transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 5, pp. 1989-2001, May 2013.
- [14] L. R. Varshney, “Transporting Information and Energy Simultaneously”, in *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory*, Toronto, ON, July 2008]

- [15] Feng, G., Wang, Q., Yang, P., Zhang, J., Wang, Z., and Liu, F., “Diagnostic technology for temporal-spatial distribution of far-field high power laser beam profile”, 2011 International Conference on Electronics and Optoelectronics (ICEOE), vol. 2, pp. V2-30
- [16] M. Kline, I. Izyumin, B. Boser, and S. Sanders, “Capacitive Power Transfer for Contactless Charging,” proceedings. IEEE Appl. Power Electronics. Conf. Expo., pp. 1398-1404, Fort Worth, TX, Mar. 2011.
- [17] H. Fnato , Y. Chiku and K. Harakawa, "Wireless power distribution with capacitive coupling excited by switched mode active negative capacitor", *Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 117-122, 2010
- [18] G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive power transfer", *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1-14, 2013
- [19] S. L. Ho, J. Wang, W. N. Fu, and M. Sun, “A Comparative Study Between Novel Witricity and Traditional Inductive Magnetic Coupling in Wireless Charging”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 5, pp. 1522-1525, May 2011.
- [20] N. Shinohara, “Power Without Wires”, IEEE Microwave Magazine, vol.12, no. 7, pp. S64-S73, Dec. 2011.
- [21] A. Karalis, J. Joannopoulos, and M. Soljacic, “Efficient Wireless Non-radiative Mid-range Energy Transfer”, *Ann. Phys.*, vol. 323, no. 1, pp.34-48, 2008.
- [22] A. Kurs, R. Moffatt, and M. Soljacic, “Simultaneous Mid-range Power Transfer to Multiple Devices”, *Appl. Phys. Letters.*, vol. 96, pp. 044102-1044102-3, Jan. 2010.
- [23] M. Shidujaman, H. Samani and M. Arif, "Wireless power transmission trends", International Conference on Informatics, Electronics & Vision, 2014
- [24] M. Kesler, “Highly resonant wireless power transfer: safe, efficient and over distance”, Witricity corporation, 2013
- [25] S. Y. Hui, “Planar wireless charging technology for portable electronic products and Qi”, Proceedings of the IEEE, Vol. 101, n°6, pp. 1290-1301, 2013
- [26] S. Tianjia , X. Xiang , L. Guolin , G. Yingke , D. Yangdong and W. Zhihua, "A two-hop wireless power transfer system with an efficiency-enhanced power receiver for motion-free capsule endoscopy inspection", IEEE transactions on Biomedical Engineering, vol. 59, no. 11, pp. 3247-3254, 2012
- [27] O. Mourad, P. Le Thuc, R. Staraj, and P. Iliev, “System Modeling of the RFID Contactless Inductive Coupling Using 13.56 MHz Loop Antennas,” in Proceedings of IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Hague, Netherlands, April 2014.

## II. Études des antennes inductives pour les systèmes de transfert d'énergie sans fil

II.1 Introduction aux antennes inductives .....	25
II.1.1 Généralités .....	25
II.1.1.1 Théorie du champ magnétique et notion d'inductance .....	25
II.1.1.2 Technologies de réalisation des antennes .....	30
II.1.1.3 Propriétés électriques d'une antenne .....	32
II.1.1.4 Les matériaux ferromagnétiques.....	39
II.1.2 Méthodes de modélisation électromagnétique.....	42
II.1.2.1 Principes de la modélisation électromagnétique.....	42
II.1.2.2 Méthodes de résolutions numériques.....	43
II.1.2.3 Validation des modèles de simulation à travers la mesure .....	50
II.2 Dimensionnement des antennes inductives et études paramétriques.....	57
II.2.1 Études paramétriques.....	58
II.2.1.1 Présentation des modèles de simulation .....	60
II.2.1.2 Présentation des résultats de simulation .....	61
II.2.1.3 Analyses et commentaires des résultats de l'étude paramétriques .....	64
II.2.1.4 Conclusions.....	65
II.2.2 Influence des paramètres de ferrite sur le comportement d'une antenne inductive.....	67
II.2.2.1 Présentations des résultats de simulations .....	70
II.2.2.2 Analyses et commentaires des résultats de l'étude paramétriques .....	77
II.2.2.3 Conclusions.....	80

Ce deuxième chapitre va traiter des bobines utilisées comme antennes inductives dans les systèmes de transfert d'énergie sans fil utilisant le principe de l'induction magnétique.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons nous intéresser aux antennes inductives en elles-mêmes en présentant leurs caractéristiques électriques et magnétiques et les technologies usuellement utilisées pour leur réalisation. Nous présenterons ensuite un des modèles numériques développés afin d'étudier leur comportement ainsi que la méthode de modélisation électromagnétique utilisée pour simuler ces antennes inductives. Une fois ces modèles caractérisés et validés au travers des résultats de mesures expérimentales sur prototypes, nous allons nous intéresser aux caractéristiques de ces antennes inductives. Par le biais d'études paramétriques approfondies, nous allons ainsi mettre en évidence l'influence de leur structure géométrique sur le comportement électrique et électromagnétique de celles-ci. Étant donné que ces antennes émettent un fort champ électromagnétique et qu'il ait besoin d'améliorer l'efficacité énergétique de liaison entre les antennes d'émission et de réception (notion définie dans le chapitre III), nous étudierons également l'impact de matériaux ferromagnétiques (ferrites) placés à proximité.

## II.1 Introduction aux antennes inductives

### II.1.1 Généralités

#### *II.1.1.1 Théorie du champ magnétique et notion d'inductance*

Dans le cas du transfert d'énergie par induction magnétique, les antennes utilisées seront apparentées à des bobines. La bobine émettrice va donc créer un champ magnétique, où un flux magnétique sera échangé si une bobine émettrice se trouve à l'intérieur de ce champ magnétique. De l'intensité de ce flux découlera la puissance transmise vers le circuit récepteur (et sa charge) tandis que le rendement électrique du circuit de transfert d'énergie (ou efficacité) sera dépendant de la quantité de flux reçu par la bobine réceptrice par rapport à celui émis par la bobine émettrice.

Un système de transfert d'énergie par induction magnétique doit donc fonctionner à des fréquences basses (inférieures à 100 MHz) sans quoi le champ magnétique serait beaucoup moins intense et les antennes ne pourraient plus être considérées comme des bobines.

Comme nous l'avons abordé dans le premier chapitre de ce manuscrit, le champ magnétique est un élément clé d'un système de transfert d'énergie inductif, dans le sens où il va servir de support au transfert de puissance. Cependant, comprendre les principes du transfert d'énergie inductif nécessite de comprendre les principes physiques généraux de l'électromagnétisme.

Le mouvement de charges électriques, autrement dit la circulation d'un courant électrique alternatif, crée un champ magnétique. L'amplitude de ce champ magnétique est décrite par l'excitation magnétique  $H$ . Selon le théorème d'Ampère et si on considère un conducteur électrique parcouru par un courant électrique, la circulation de ce courant engendrera l'apparition d'une excitation magnétique en tout point de l'espace [28] [29]. Deux cas sont typiquement considérés : le segment de fil électrique et la spire du courant.

Si l'on considère le dessin ci-dessous où un segment de fil électrique d'une certaine longueur est parcouru par un courant  $I_a$ .

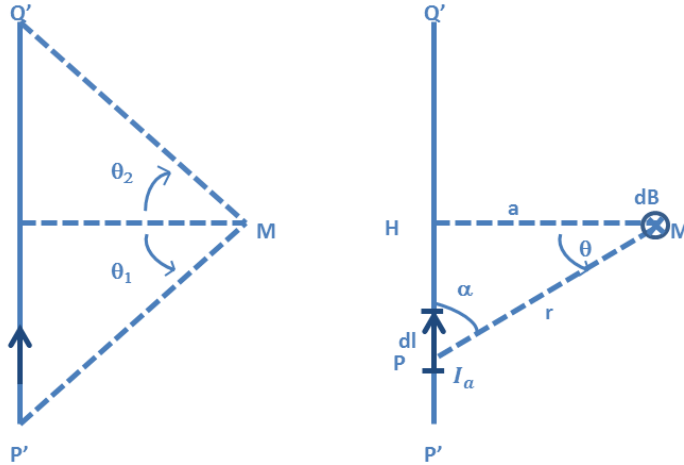


Figure II.1 Illustration du vecteur champ magnétique sur un segment de fil électrique

Les angles  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont orientés par le sens du courant  $I_a$ . Selon la loi de Biot et Savart, si l'on considère un point M situé à une distance  $r$  d'un élément de courant de longueur  $dl$  du circuit, le vecteur d'excitation magnétique  $H$  est défini par l'expression vectorielle suivante :

$$\overrightarrow{dH} = \frac{1}{4\pi} I_a \frac{d\vec{l} \wedge \vec{r}}{r^3} = \frac{1}{4\pi} I_a \frac{dl \sin \alpha}{r^2} \quad \text{Eq. II.1}$$

où  $\alpha$  désigne l'angle entre l'élément de courant et la droite joignant cet élément au point M et en posant  $\overrightarrow{PM} = \vec{r}$ . L'excitation magnétique s'exprime donc en Ampère par mètre (A/m).

Tous les vecteurs  $\overrightarrow{dH}$  créés par l'ensemble des éléments  $d\vec{l}$  en lesquels le segment P'Q' peut se décomposer seront colinéaires et de sens identique. Le module du champ H résultant sera défini comme

$$H = \int_{P'Q'} dH \quad \text{Eq. II.2}$$

Si on suppose que  $HP = I_a$ , on obtient

$$\frac{l}{a} = \tan \theta \quad \text{Eq. II.3}$$

et

$$dl = \frac{a d\theta}{\cos^2 \theta} \quad \text{Eq. II.4}$$

Si  $\sin \alpha = \cos \theta$  et

$$r = \frac{a}{\cos \theta} \quad \text{Eq. II.5}$$

Si l'on intègre les équations Eq. II.3 à II.5 dans l'équation Eq. II.1, on obtient :

$$dH = \frac{1}{4\pi} \frac{I_a}{a} \cos \theta d\theta \quad \text{Eq. II.6}$$

L'intégration sur le segment donne :

$$H = \frac{I}{4\pi a} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \cos \theta d\theta \quad \text{Eq. II.7}$$

$$H = \frac{I_a}{4\pi a} (\sin \theta_2 - \sin \theta_1) \quad \text{Eq. II.8}$$

Avec l'hypothèse d'un fil de longueur infinie, les angles  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont respectivement égaux à  $-\frac{\pi}{2}$  et  $\frac{\pi}{2}$ . Ceci entraînant donc une excitation magnétique égale à :

$$H = \frac{I_a}{2\pi a} \quad \text{Eq. II.9}$$

Si l'on considère à présent le champ magnétique sur l'axe d'une spire électrique à une distance  $x$  de son centre et parcourue par un courant  $I_a$  tel que défini sur Figure II.2.

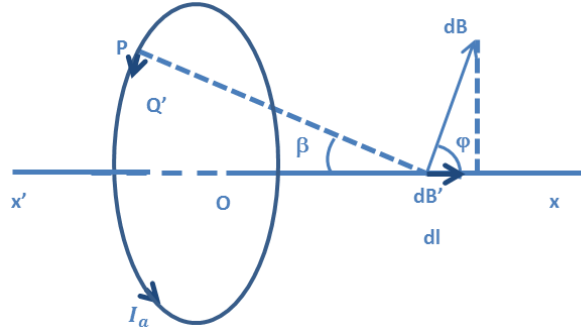


Figure II.2 Illustration du vecteur champ magnétique sur une spire électrique

Soit l'élément de longueur  $\vec{dl}$  de la spire électrique centrée au point  $P$ . Cet élément crée au point  $M$  un champ élémentaire  $\vec{dH}$  perpendiculaire au segment  $PM$ . Son module est défini comme :

$$\vec{dH} = \frac{I_a \vec{dl} \sin \theta}{4\pi r^2} \quad \text{Eq. II.10}$$

avec  $r = PM$  et  $\theta = (\vec{dl}, \vec{PM})$

On sait que quel que soit l'élément  $dl$  considéré et pour  $r$  constant,  $\theta = \frac{\pi}{2}$ . Par symétrie, le champ résultant  $H$  sera porté par  $x'Ox$  et la composante utile de  $dH$  sera :

$$dH' = dH \cos \varphi \quad \text{Eq. II.11}$$

or  $\varphi = \frac{\pi}{2} - \beta$ ,

donc

$$dH' = dH \sin \beta \quad \text{Eq. II.12}$$



$\beta$  restera le même quel que soit l'élément  $dl$  considéré, donc :

$$dH' = \frac{I_a}{4\pi r^2} \sin \beta dl \quad \text{Eq. II.13}$$

Le module du champ  $H$  est donné par intégration de  $dH'$  sur toute la spire :

$$H = \frac{I_a}{4\pi r^2} \sin \beta 2\pi R \quad \text{Eq. II.14}$$

Étant donné que  $\sin \beta = \frac{R}{r}$ , on obtient pour le module du champ  $H$  :

$$H = \frac{I_a}{2R} \sin^3 \beta \quad \text{Eq. II.15}$$

Après avoir défini le champ magnétique pour les deux cas du segment de fil et la spire électrique, on va s'intéresser maintenant au cas de la spire formée d'un certain nombre de tours. On peut simplifier l'équation du champ magnétique  $H$  si l'on considère le centre de la spire pour  $N$  tours :

$$H = \frac{N I_a}{2R} \quad \text{Eq. II.16}$$

car  $\sin^3 \beta = 1$  pour  $\beta = \frac{\pi}{2}$

Le flux magnétique  $\phi_m$  est la représentation de la quantité de champ magnétique passant au travers d'une surface donnée tandis que la densité de flux magnétique  $B$  est la quantité de flux magnétique par unité d'aire  $A$  de la section perpendiculaire au flux (la section du conducteur électrique traversée par le flux magnétique). L'équation suivante définit la densité de flux magnétique  $B$  :

$$B = \frac{\phi_m}{A} \quad \text{Eq. II.17}$$

Les unités de  $B$ ,  $\phi_m$  et  $A$  sont respectivement en Tesla (T), Webers (Wb) et mètre carré (m<sup>2</sup>).

La relation liant la densité de flux magnétique  $B$  et l'excitation magnétique  $H$  est exprimée de la façon suivante :

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H \quad \text{Eq. II.18}$$

avec :

- $\mu_0$  : constante définissant la perméabilité magnétique du vide ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m)

- $\mu_r$  : la perméabilité magnétique relative du matériau considéré.

Cette perméabilité relative quantifie de combien la perméabilité du matériau considéré est plus grande ou plus petite que la perméabilité du vide. Cette perméabilité  $\mu_r$  sera généralement utilisée pour qualifier un matériau car elle est plus simple et plus intuitive à exprimer que  $\mu$ .

Le champ magnétique est donc créé par une spire de courant, spire de courant étant elle-même une bobine électrique. Dans sa définition première, une bobine parfaite a pour seule caractéristique son inductance. Selon le théorème d'Ampère, tout courant parcourant un circuit crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. Plus précisément, la surface d'un conducteur électrique parcouru par un courant  $I_a$  est traversée par le flux du champ magnétique  $\phi_m$  et l'inductance propre du conducteur  $L$  est donc définie comme le rapport entre le flux embrassé et le courant:

$$L = \frac{\phi_m}{I_a} \quad \text{Eq. II.19}$$

À ceci s'ajoute la loi de Lenz-Faraday, qui définit que tout circuit parcouru par un courant électrique  $I$  crée une force électromotrice d'auto induction  $e$  qui s'oppose à la source d'alimentation telle que :

$$e = \frac{-d\phi_m(t)}{dt} \quad \text{Eq. II.20}$$

Si on intègre l'équation Eq. II.19 dans l'équation Eq. II.20, on obtient :

$$e = \frac{-L di_a(t)}{dt} \quad \text{Eq. II.21}$$

avec :

$-L$  : l'inductance propre du conducteur

$\frac{di_a(t)}{dt}$  : la variation de courant qui le traverse en fonction du temps

Ces équations montrent que le courant circulant dans une bobine ne peut subir de discontinuité. Comme on le voit, un courant circulant dans un conducteur génère un champ magnétique, et ce champ magnétique sera d'autant plus grand que le conducteur a une forme de boucle.

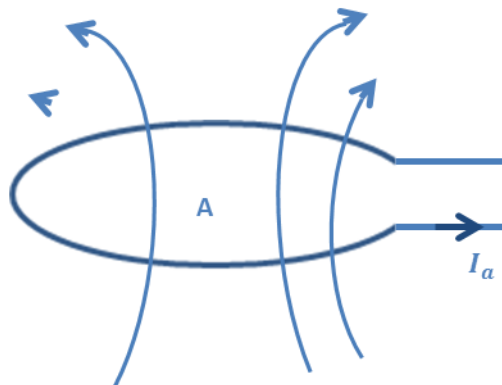


Figure II.3 Lignes de champ magnétique sur une spire de courant électrique

Comme illustré dans la Figure II.3, on considère une bobine circulaire constituée de plusieurs boucles au travers desquelles circule un même courant. Chaque boucle contribue à la création du flux magnétique de manière identique, qui peut être exprimé par :

$$\psi = \sum_N \phi_N = N\phi = N\mu HA \quad \text{Eq. II.22}$$

En utilisant l'équation Eq. II.19, l'inductance peut se calculer de la manière suivante :

$$L = \frac{N\mu HA}{I_a} \quad \text{Eq. II.23}$$

avec

- $N$  : nombre de boucles, communément appelé tours

- $\mu$  : la perméabilité du matériau entre les tours

- $H$  : le champ magnétique précédemment défini

- $A$  : la surface des tours

- $I_a$  : le courant circulant dans les boucles

Mais ces définitions d'inductances sont valables uniquement pour des bobines parfaites, dont les spires n'ont aucune influence les unes sur les autres ni effets parasites. Or dans un cadre plus réaliste, une bobine voit son comportement influencé par les effets parasites dûs à la fréquence du courant la parcourant ou bien les effets de proximité inter-spires. Sans oublier la technologie employée pour leur réalisation, ainsi que le matériau conducteur, où les effets parasites peuvent avoir des comportements différents.

### II.1.1.2 Technologies de réalisation des antennes

Une antenne inductive est donc une bobine dont on a ajusté les propriétés afin de correspondre aux besoins d'un système de transfert d'énergie inductif. [30] Pour ce faire, n'importe quel matériau qualifié comme étant un bon conducteur électrique peut être employé mais dans les faits le cuivre va être celui rencontré le plus souvent, principalement pour des raisons de simplicité et de coûts. Ce cuivre peut être utilisé de trois manières différentes : en un seul brin (monobrin), en multibrins torsadés (fil de Litz) ou bien en piste de cuivre sur circuit imprimé [31]. Ces trois configurations différentes sont représentées sur la Figure II.4 ci-dessous :

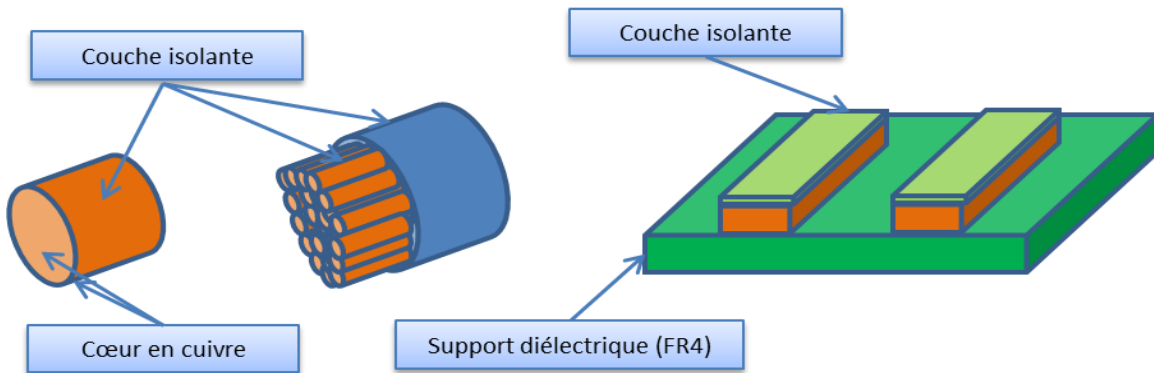


Figure II.4 Les différentes technologies de réalisation d'antennes inductives : monobrin (à gauche), multibrins-fil de Litz (milieu) et circuit imprimé (droite)

Chaque technologie possédant des avantages et des inconvénients en fonction de l'application et du budget visés, nous allons les détailler ci-après [32].

#### a) Monobrin

Une antenne inductive réalisée en fil plein emploie un conducteur de section circulaire, présentant une certaine longueur et section pleine. C'est de cette manière que sont réalisées la plupart des bobines utilisées en électronique. L'avantage d'un conducteur plein est sa simplicité, sa facilité de réalisation, sa disponibilité et sa faculté à pouvoir supporter un courant relativement important. Le tout dépendant bien entendu de la section de conducteur employée. Mais il présente également des inconvénients importants du fait de l'effet de peau qui empêche une utilisation à des fréquences élevées. L'effet de peau (qui sera détaillé un peu plus loin) est dû à la tendance du courant électrique à se concentrer en périphérie du conducteur au fur et à mesure que la fréquence d'utilisation augmente. Ceci entraîne une « non utilisation » de la partie centrale du conducteur, et donc une augmentation de la résistance linéique du conducteur du fait de la faible section de conducteur où circule le courant. De plus, ces bobines sont sensibles aux parasites extérieurs.

#### b) Multibrins et fils de Litz

On désigne l'ensemble des câbles constitués de brins élémentaires de cuivre sous le terme de fil de Litz. Chacun de ces brins sont isolés électriquement les uns des autres et ces fils sont généralement utilisés en électronique de puissance, pour réaliser des capteurs inductifs ou bien dans les systèmes de sonorisation [33]. Comme on l'a vu pour les fils de cuivre simples, la résistance linéique et donc l'impédance augmente fortement quand on y fait circuler un courant à haute fréquence. Ceci entraînant donc des pertes de puissance importantes par effet Joules, et donc à des températures élevées pouvant provoquer la détérioration du fil ainsi que du système.

Pour remédier à ce problème, on peut utiliser un fil de Litz constitué d'une grande quantité de brins de cuivre ayant chacun un diamètre inférieur à l'épaisseur de peau à la fréquence de travail du système. Étant donné que le courant circulera dans chacun de ces brins, l'impédance diminuera tout comme les pertes de puissance et les hausses de température [34]. On observe également que l'impédance peut être toujours assez élevée si les brins composant le fil de Litz ne sont pas tressés ou toronnés entre eux, ceci étant dû aux effets de proximités d'un courant circulant dans une multitude de brins extrêmement proches les uns des autres [35]. L'effet de proximité se produit lorsqu'un courant circule dans un ou plusieurs conducteurs électriques à proximité les uns des autres. Les différents champs magnétiques émis par chacun de ces conducteurs vont influencer la distribution du courant dans chacun d'entre eux, et provoquer une concentration de celui-ci dans les régions des conducteurs les plus étroites. Ceci entraînant donc une augmentation de la résistance lorsque la fréquence augmente. Une faible résistance à des fréquences élevées permet donc de réaliser des bobines électriques ayant un facteur de qualité élevé, et pouvant donc supporter un courant d'excitation important sans voir leur température s'élever de manière critique. De plus une limitation des pertes énergétiques permet d'optimiser le bilan de puissance, élément clé d'un système de transfert d'énergie inductif comme on le verra par la suite.

#### c) Circuit imprimé

Après avoir cité les bobines électriques réalisées de manière classique en fil de cuivre et de manière plus originale en utilisant du fil de Litz, on va voir à présent les bobines réalisées en circuit imprimé [36]. L'impression de circuit électrique est très répandue de nos jours, car elle permet de réaliser des cartes électroniques de manière rapide et efficace après un simple routage des pistes conductrices et du circuit

par CAO (Conception Assistée par Ordinateur). Une plaque d'un matériau diélectrique, généralement une résine de type FR-4 et préalablement recouverte d'une couche de cuivre, est donc usinée afin de dessiner dessus les contours des pistes conductrices et du circuit électronique.

Cette technologie peut tout logiquement être employée pour réaliser une antenne inductive plate, par la gravure et le bobinage des pistes conductrices de manière concentrique. Les principaux avantages d'utiliser cette technologie sont la liberté totale de conception d'antennes, qui peuvent prendre n'importe quelle forme ou dimension et ce avec un processus de fabrication simple. Viennent ensuite la facilité de gravure des circuits imprimés et l'accessibilité des matériaux qui permettent un processus d'industrialisation optimisé, une reproductibilité optimale entre les différentes pièces usinées et donc des coûts et performances maîtrisés. On peut également relever la résistance importante de la bobine d'un point de vue mécanique. Ceci ayant pour conséquence une insensibilité totale aux vibrations produites par l'environnement extérieur (on peut citer l'exemple des vibrations moteur pour un système embarqué à l'intérieur d'un véhicule). Le principal inconvénient de ces bobines réalisées en technologie imprimée est la mauvaise dissipation thermique. En effet l'épaisseur des couches de cuivre est très faible, de l'ordre de 35 à 75  $\mu\text{m}$  en fonction du design et des coûts. Cette faible épaisseur va entraîner une résistance linéique importante, et rendre ainsi ces bobines plus sensibles aux pertes par effet Joule et donc aux élévations de température lorsqu'un fort courant y circule. Ces aspects doivent impérativement être pris en compte, en fonction de l'intensité du courant requis selon les spécifications système ainsi qu'à la fréquence d'application.

#### *II.1.1.3 Propriétés électriques d'une antenne*

Nous allons maintenant présenter les composantes d'une antenne inductive réelle, et réalisée en technologie d'impression sur circuit car c'est cette technologie que nous avons retenue pour la suite de ce chapitre. Les avantages de l'emploi d'antenne imprimée de type PCB (de l'anglais Printed Circuit Board) telles qu'une fabrication industrielle à faible cout associée à une bonne reproductibilité entre les différents produits sont très intéressants dans la problématique d'un chargeur inductif intégré dans une véhicule. Les principes généraux énoncés pour des antennes imprimées sur circuit seront valables pour toutes les technologies de réalisation de bobines électriques.

Comme dit précédemment, une antenne inductive dans un système de transfert d'énergie sans fil utilisant le principe de l'induction magnétique peut être représentée par une bobine électrique. A des fréquences basses et inférieures à quelques dizaines de MHz, il est tout à fait acceptable de représenter une bobine directement par un modèle discret comprenant une inductance  $L$ , une résistance parasite en série  $R$  ainsi qu'un condensateur en parallèle  $C$  [37] [38].

L'impédance d'une antenne inductive idéale et parfaite peut donc être représentée sous sa seule partie imaginaire représentant son inductance, alors que la partie réelle représentera les pertes résistives d'une bobine réelle. L'effet capacitif d'une bobine à une certaine fréquence, dite fréquence de résonance propre, démontre lui l'influence qu'ont les enroulements composant cette bobine les uns sur les autres. En effet, lorsqu'une bobine présentent des enroulements de sections fines et très proches les uns des autres, il se créé des effets capacitifs qui vont entraîner la création d'un circuit équivalent  $LC$  parallèle. A la fréquence de résonance, on aura donc une partie réelle (et donc résistive) très importante. Les différents éléments composant une antenne inductive sont définis et explicités les uns après les autres ci-dessous.

a) Inductance série

L'inductance propre d'une bobine ne sera que peu affectée par la fréquence d'excitation appliquée à ses bornes, contrairement à sa résistance parasite et condensateur parallèle qui sont eux des variables dépendantes de la fréquence.

Il existe dans la littérature une multitude d'études présentant des formulations plus ou moins complexes sur les calculs d'inductance. Ces équations peuvent être fonction de la forme de la bobine, de la technologie de réalisation, de sa structure, de sa taille ou bien valable dans certaines conditions de calculs. La référence en matière de formulation théorique de l'inductance des bobines est la compilation des différentes études de Frederick Grover, qui a rassemblé ses calculs d'inductances pour différentes bobines [39]. Ces formulations sont fonction de différents coefficients et peuvent prendre en compte l'influence de l'inductance propre de chacun des tours composants la bobine ainsi que l'inductance mutuelle (positive ou négative) qui se crée entre eux, impactant donc l'inductance totale. Mais l'inconvénient est qu'elles peuvent se révéler finalement assez complexes et ne pas être le meilleur moyen pour qualifier une antenne inductive dans notre application de transfert d'énergie. Le site de Microchip diffuse même des notes d'applications pour le dimensionnement d'antennes RFID (à 13.56 MHz) [40].

L'état de l'art montrant différents travaux permettant de prédire les paramètres électriques d'une bobine en fonction de ses paramètres géométriques [41], les formules nous intéressant donc sont celles correspondant à des bobines plates et circulaires.

Wheeler a créé des équations simples pour des bobines circulaires, obtenues de manière pseudo empirique [42], telle que la formule ci-dessous permettant le calcul de l'inductance  $L$  :

$$L = \frac{A^2 N^2}{30A - 11D_{int}} \quad \text{Eq. II.24}$$

avec

- $N$  : le nombre de tours de la bobine

- $D_{int}$  : le diamètre du trou intérieur de la bobine plate

- $A$  : variable égale à  $\frac{D_{int} + N(l+e)}{2}$

- $l$  : la largeur des pistes constituant la bobine

- $e$  : l'espace entre les pistes

Mais d'autres formules ont été développées par Wheeler, avec des précisions diverses suivant les paramètres considérés. On trouve également des formules permettant de calculer l'inductance d'une bobine réalisée en technologie de circuit imprimée (PCB). S. S. Mohan & Al. ont proposé une modification de cette formule de Wheeler en venant rajouter des coefficients  $K_1$  et  $K_2$  propres aux formes des bobines visées (carrées, circulaires, hexagonales, etc.) [43]:

$$L = K_1 \mu_0 \frac{N^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad \text{Eq. II.25}$$

avec

$$-d_{avg} : \text{variable égale à } \frac{D_{ext} + D_{int}}{2}$$

$$-\rho : \text{variable égale à } \frac{D_{ext} - D_{int}}{D_{ext} + D_{int}}$$

$-D_{ext}$  : le diamètre extérieur de la bobine circulaire

Ils ont également proposé une autre formule simple de calcul d'inductance, en utilisant une approximation des conducteurs par des couches symétriques de courant reflétant la répartition des densités de courant. Appelée « Current sheet approximation », elle permet de calculer l'inductance de bobines de formes différentes (carrées, hexagonales, circulaires, etc.).

$$L = \frac{\mu N^2 d_{avg} C_1}{2} \left( \ln \left( \frac{C_2}{\rho} \right) + C_3 \rho + C_4 \rho^2 \right) \quad \text{Eq. II.26}$$

Les différents coefficients  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  et  $C_4$  sont à nouveau dépendants de la géométrie de l'antenne considérée (carrée, hexagonale, circulaire, etc.). On va représenter sur la Figure III.5 l'évolution de l'inductance selon la formule Eq. II.26 en fonction du nombre de tour ainsi que des diamètres intérieur et extérieur.

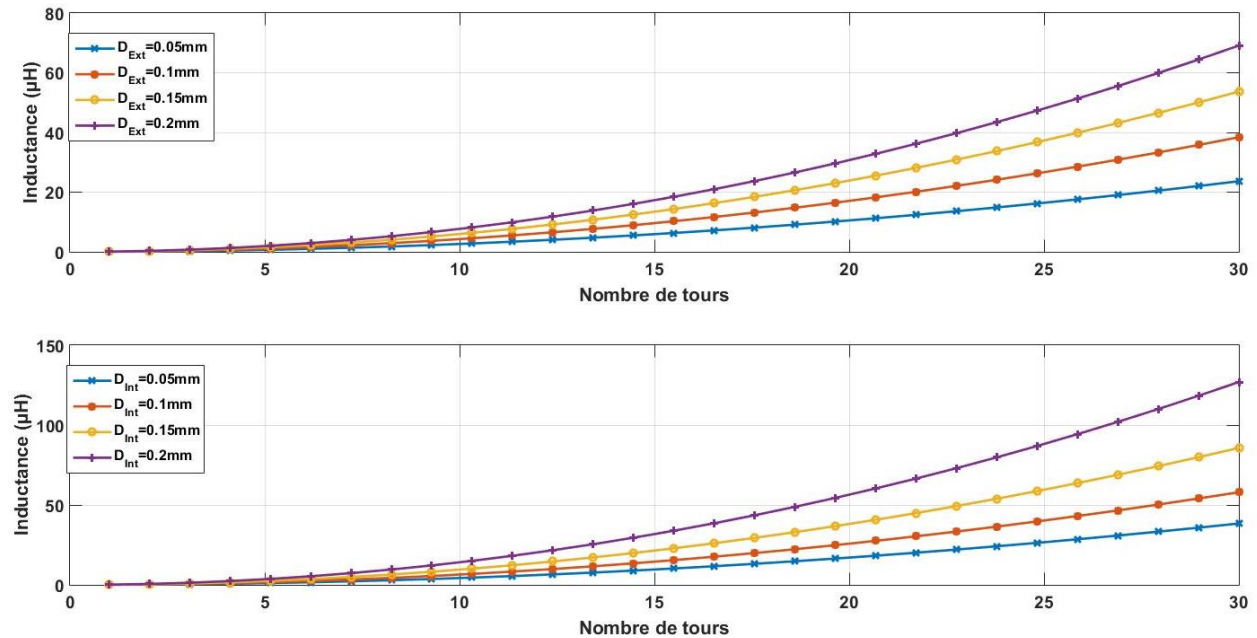


Figure II.5 En haut : évolution de l'inductance en fonction de  $N$  et de  $D_{Ext}$  ( $D_{Int}=1\text{cm}$ ,  $\mu=\mu_0$ ,  $C_1=1$ ,  $C_2=2.46$ ,  $C_3=0$  et  $C_4=0.2$ ).

En bas : évolution de l'inductance en fonction de  $N$  et de  $D_{Int}$  ( $D_{Ext}=10\text{cm}$ ,  $\mu=\mu_0$ ,  $C_1=1$ ,  $C_2=2.46$ ,  $C_3=0$  et  $C_4=0.2$ ).

On observe que l'inductance d'une bobine augmente pour un nombre de tour important et quand sa taille, qui est fonction du diamètre extérieur, augmente elle aussi. On remarque cependant que l'inductance est beaucoup plus forte lorsque le diamètre intérieur et le nombre de tour augmentent pour un diamètre extérieur fixe. Ceci est directement lié au fait que lorsque le diamètre intérieur augmente, les spires de la bobine sont de plus en plus proches. Ceci entraînant de facto un champ magnétique plus important.

Ces formules permettent d'avoir une bonne approximation de l'inductance d'une bobine suivant sa forme et ses paramètres géométriques. D'autres formules existent, prenant en compte la mutuelle inductance créée entre chaque spire qui va venir augmenter ou diminuer l'inductance totale suivant le sens du courant qui les traverse, mais sont beaucoup plus complexes à mettre en œuvre. En effet, le but ici est d'avoir des formules simples et rapides en mettre en œuvre dans le but de faire une préconception des antennes. La théorie permettant ici de dimensionner les structures d'antennes qui seront intégrées dans une routine de modélisation électromagnétique. Comme expliqué dans la suite de ce chapitre, l'intérêt est de pouvoir simuler le comportement des antennes inductives en fonction de l'environnement et des contraintes extérieures.

On remarquera aussi que ces différentes formules ne prennent pas en compte la variation de la fréquence d'excitation. Il s'agira donc de la valeur d'inductance nominale de la bobine, en la considérant parfaite, et donc sans prendre en compte la variation d'inductance en fonction de la fréquence due à la résonance propre de la bobine. Certaines formules ont cependant été développées pour des fréquences de plusieurs centaines de MHz.

#### b) Résistance série

La résistance parasite d'une bobine est un paramètre non négligeable dans le dimensionnement d'une bobine. En effet, de ce paramètre va dépendre le facteur de qualité de la bobine (notion définie plus tard) et les pertes qu'elle va engendrer dans le circuit de puissance. C'est pourquoi ce paramètre de résistance série parasite est essentiel pour une antenne inductive dans le cadre de l'efficacité énergétique.

La résistance série d'une bobine est composée d'une résistance DC et d'une résistance AC. La résistance  $R_{DC}$ , correspondant à la résistivité linéique du matériau conducteur non parfait ainsi qu'à ses paramètres géométriques, est définie par :

$$R_{DC} = \frac{Long}{\sigma s} \quad \text{Eq. II.27}$$

avec

- $\sigma$  : la conductivité électrique du conducteur employé ( $\sigma = 5.96.10^7$  S/m pour le cuivre)

- $Long$  : la longueur du fil composant la bobine

- $s$  : la section du fil composant la bobine

Mais si la résistance DC représente l'essentiel de la partie résistive d'une bobine, cette partie résistive va augmenter au fur et à mesure que la fréquence augmente. À hautes fréquences, les effets de peau et de proximité augmentent cette résistance série de manière non négligeable.



L'effet de peau est dû au champ magnétique circulant à l'intérieur du conducteur causant une non-uniformité du courant circulant à l'intérieur du conducteur. Ceci ayant pour cause principale de concentrer le courant proche de la surface extérieure du conducteur, et provoquant donc une diminution de la section de conduction. Une section de conduction plus petite entraîne de fait une résistivité beaucoup plus importante au fur et à mesure que la fréquence d'excitation du conducteur augmente.

L'épaisseur de peau, représentant l'épaisseur physique du conducteur où l'effet de peau sera présent, est définie pour un matériau donné par :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{f\pi\mu\sigma}} \quad \text{Eq. II.28}$$

avec

- $f$  : la fréquence du courant d'excitation

- $\mu$  : la perméabilité magnétique du conducteur

- $\sigma$  : la conductivité électrique du conducteur

X. Liu et Al. ont développé des formules permettant le calcul de la résistance série de bobines réalisées en technologie PCB [44]. À haute fréquence et pour une largeur de piste au moins deux fois supérieure à la conductivité électrique, la résistance du conducteur sera de la forme :

$$R1 = \frac{Long}{\sigma 2\delta th} \quad \text{Eq. II.29}$$

La longueur  $Long$  d'une bobine peut être calculée par la formule suivante :

$$Long = 2\sqrt{3}(ND_{Ext} - Nl - N(N - 1)(l + e)) \quad \text{Eq. II.30}$$

avec

- $N$  : le nombre de tour de la bobine

- $D_{Ext}$  : le diamètre extérieur de la bobine

- $l$  : la largeur de piste de la bobine

- $th$  : l'épaisseur de la piste

- $e$  : l'espace entre chaque spire.

La formule Eq. II.29 permet donc d'approximer de façon simple la résistance série d'une bobine en fonction de ses paramètres géométriques. La Figure II.6 ci-dessous illustre donc l'évolution de cette résistance série en fonction du nombre de tours, de la largeur de piste et de la fréquence d'excitation.

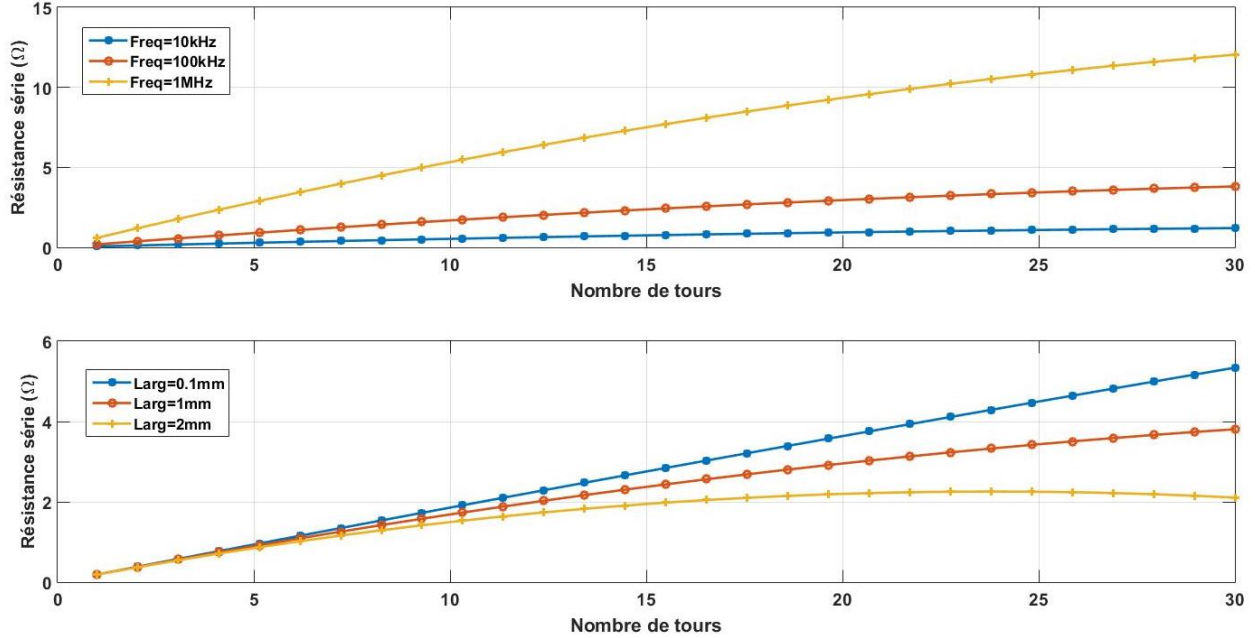


Figure II.67 En haut : évolution de la résistance série en fonction de  $N$  et  $f$  ( $D_{Ext} = 10\text{cm}$ ,  $\sigma = 58.82 \cdot 10^6 \text{S/m}$ ,  $l = 1\text{mm}$  et  $th = 75\mu\text{m}$ )  
 En bas : évolution de la résistance série en fonction de  $N$  et  $l$  ( $D_{Ext} = 10\text{cm}$ ,  $\sigma = 58.82 \cdot 10^6 \text{S/m}$ ,  $f = 100\text{kHz}$  et  $th = 75\mu\text{m}$ )

D'une manière générale, on observe que la résistance série augmente pour un nombre de tour, et donc une longueur, important. On a donc là l'image directe de la résistivité DC. On observe également qu'une fréquence élevée est directement responsable d'une résistance série importante du fait de l'augmentation des effets parasites. Concernant la largeur de piste, on constate qu'une faible largeur a pour effet d'augmenter la résistance lorsque la longueur totale de piste s'élève. À contrario, une largeur de piste importante semble avoir tendance à diminuer la croissance de la résistance série pour de fortes longueurs de piste.

Selon X. Liu et Al, l'effet de peau est prépondérant comparé aux effets de proximités du fait que les bobines réalisées en PCB ont une piste d'une épaisseur très fine comparée à leur largeur. Ils ont donc développé les formules théoriques suivantes, négligeant l'influence des effets de proximité, et valables pour des fréquences inférieures à 1 MHz :

$$R2 = \frac{Long}{\sigma l th} \tag{Eq. II.31}$$

pour  $f < \frac{4}{\pi \mu \sigma l^2}$

Et

$$R2 = \frac{Long}{\sigma 2 \sqrt{\frac{1}{f \pi \mu \sigma}} th} \tag{Eq. II.32}$$

pour  $f > \frac{4}{\pi\mu\sigma l^2}$

Comme pour l'inductance d'une bobine, il existe dans la littérature une grande diversité de formules théoriques permettant d'en estimer la résistance série. Et ceci pour des formes diverses et structures variées [45]. Dans le même esprit que précédemment, le but de cette étude n'est pas d'obtenir la valeur exacte de la résistance série d'une bobine mais plutôt une tendance servant à prédimensionner les antennes. Ceci afin d'avoir une meilleure compréhension des phénomènes et une approche de modélisation plus efficace.

### c) Capacité parasite

Selon le modèle parfait, une bobine est constituée uniquement de son inductance. Or une approche pratique et scientifique serait de prendre en compte également sa résistance série due à la conductivité finie des conducteurs ainsi qu'aux effets parasites dus à la fréquence d'excitation, comme nous l'avons vu précédemment.

Mais une bobine réelle possède aussi une fréquence de résonance propre, appelée  $f_0$ , qui détermine sa limite d'utilisation fréquentielle. Au-delà de cette fréquence de résonance propre, la bobine va voir son comportement inductif se transformer en un comportement capacitif. Ce qui ne nous sera d'aucune utilité dans le cadre d'antennes inductives appliquées dans un système de transfert d'énergie inductif.

Pour qu'une bobine entre en résonance à une certaine fréquence, il faut qu'elle soit associée à un élément capacitif comme le montre la formule :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Eq. II.33}$$

où  $L$  représente une valeur inductive tandis que  $C$  représente une valeur capacitive.

Le modèle théorique d'une bobine réelle est donc un élément inductif en série avec un élément résistif et le tout en parallèle avec un élément capacitif. Cette approximation n'est valable uniquement que pour des fréquences basses et inférieures à la centaine de MHz. En effet, le modèle d'une bobine pour des très hautes fréquences évolue complètement car les mécanismes physiques rentrant en jeu sont beaucoup plus complexes.

Cet élément capacitif parallèle correspond d'un point de vue physique à la proximité des spires les unes des autres : en effet, les spires présentent une certaine section de cuivre les unes en face des autres, séparées entre elles par un espace d'air ou de matériau diélectrique d'une certaine permittivité, et répondant à la définition même d'un condensateur. À cela s'ajoute les capacités parasites dues à la proximité d'un plan de masse ou autres conducteurs métalliques, difficilement prévisibles [46]. Il est donc important de connaître la résonance propre, et donc la capacité parasite, d'une bobine pour connaître ses limites d'utilisation, et donc les limites du système dans lequel elle sera utilisée.

On aura également tout intérêt à utiliser une antenne ayant une fréquence de résonance propre loin de la fréquence d'application, car son comportement sera principalement inductif à la fréquence d'application.

#### II.1.1.4 Les matériaux ferromagnétiques

Nous avons vu précédemment ce qui définit une antenne inductive, à savoir ses paramètres électriques ainsi que le champ magnétique qui est émis. Dans le cadre du transfert d'énergie sans fil par induction magnétique, il est nécessaire d'avoir un environnement où le champ magnétique est le plus important possible afin d'avoir une puissance potentiellement transférée élevée, dans le respect de l'environnement extérieur (normes et limitations d'émissions dépendantes de l'environnement considéré).

Une piste intéressante pour accroître le champ électromagnétique, et très utilisée dans les systèmes de transfert d'énergie inductif, est l'utilisation d'un matériau ferromagnétique associé à l'antenne inductive [47].

Plongés dans un champ électromagnétique, tous les matériaux n'auront pas les mêmes propriétés et interactions avec celui-ci. En effet, certains vont être quasiment transparents vis à vis du champ magnétique tandis que d'autres vont réagir fortement et en déformer les lignes de champ naturelles. Suivant leurs capacités à réagir avec un champ magnétique, on distingue les matériaux en plusieurs classes appelées diamagnétisme, paramagnétisme et ferromagnétisme. Si les deux premiers présentent une interaction relativement faible avec un champ magnétique extérieur, le dernier est celui qui aura la plus forte influence.

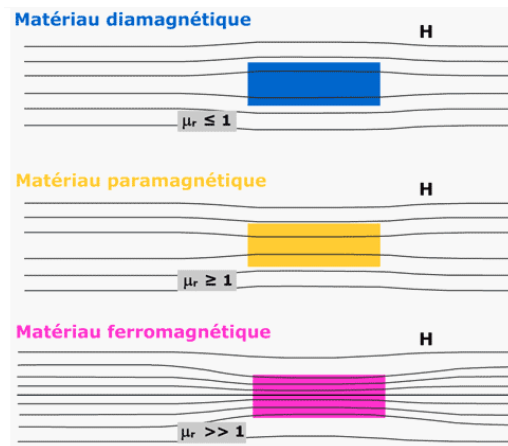


Figure II.7 Comportement des lignes de champs magnétiques pour différents types de matériaux

Un matériau ferromagnétique est donc un matériau ayant une forte interaction avec le champ magnétique ambiant et ayant la propriété de l'influencer de manière spécifique du fait de sa forte perméabilité magnétique. Pour rappel, la perméabilité quantifie la façon dont un matériau va supporter la formation d'un champ magnétique en son sein.

Comme on l'a vu précédemment, la force électromagnétique  $H$  représente la façon dont le champ magnétique (ou induction magnétique)  $B$  influence l'organisation des dipôles magnétiques à l'intérieur d'un environnement donné. La perméabilité magnétique est initialement définie par :

$$\mu = \frac{B}{H} \quad \text{Eq. II.34}$$

En général, la valeur de la perméabilité magnétique n'est pas constante. Ceci est dû à la structure non uniforme du matériau, à la fréquence du champ magnétique appliqué, à l'humidité, à la température, etc.

L'unité de la perméabilité magnétique étant en Henry par mètre (H/m), le produit de  $\mu$  et de  $H$  aura donc son unité en H.A/m<sup>2</sup>. Or une inductance est en  $\phi / A$ , donc le produit  $\mu \cdot H$  voit son unité se transformer en  $\phi/m^2$ , bien souvent exprimé en Tesla (T), unité du champ magnétique  $B$ .

Les valeurs de perméabilité magnétique pouvant être lourdes et assez fastidieuses à manipuler, il est d'usage d'utiliser une perméabilité magnétique relative  $\mu_r$  normalisée par rapport à la perméabilité du vide pour définir un matériau donné et définie comme :

$$\mu_r = \frac{\mu_{matériau}}{\mu_0} \quad \text{Eq. II.35}$$

avec

$-\mu_0$  : la perméabilité magnétique intrinsèque du vide et égale à  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

$\mu_0$  faisant partie des constantes physiques universelles avec entre autres la permittivité diélectrique du vide  $\epsilon_0$  ou bien la célérité de la lumière  $c$ .

On retrouve généralement la perméabilité magnétique exprimée sous forme complexe de type :

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad \text{Eq. II.36}$$

avec

$-\mu'$  : la perméabilité réelle, définissant la perméabilité effective du matériau et sa capacité à concentrer les lignes de champs magnétiques,

$-\mu''$  : la perméabilité imaginaire, et donc les pertes de la ferrite dues aux courants de Foucault et aux pertes hystérésis.

Ces perméabilités réelle et imaginaire varient en fonction de la fréquence du champ magnétique appliqué, et sont fonction du matériau employé.

Les applications des matériaux ferromagnétiques sont nombreuses dans des domaines variés. Du fait de leur propriété de concentration des lignes de champ magnétiques, les matériaux de type ferrite (ferromagnétique doux) ayant une perméabilité magnétique réelle importante sont par exemple utilisés pour réaliser des bobines. Ces bobines présentant des inductances importantes, de taille et encombrement réduits, avec moins de spires (cas des solénoïdes avec cœur toroïdal).

Dans le cadre du transfert d'énergie inductif, il est nécessaire d'utiliser un matériau ferromagnétique doux tel que les ferrites du fait de leurs pertes hystérésis faibles et leurs perméabilités magnétiques élevées [48]. En effet, les ferrites sont des matériaux de type céramiques et sont donc isolants d'un point de vue conduction électrique. Les pertes par courant de Foucault seront quasiment nulles et ne resteront que les pertes par hystérésis qui seront fonction de la fréquence d'utilisation.

Étant donné que l'on utilise ici des bobines plates, de type pancakes par exemple, la ferrite sera utilisée sous forme de plaques généralement situées en dessous des bobines [49]. Par des placements stratégiques, il est donc possible de concentrer le champ magnétique et ainsi d'en influencer l'intensité et la forme. Nous avons donc ici l'exemple d'une utilité d'utilisation d'un matériau ferromagnétique dans le cadre du

transfert d'énergie inductif : la possibilité de diriger les lignes de champ magnétique et d'en augmenter l'intensité dans une direction donnée.

Ceci est illustré par les images ci-dessous qui représentent le comportement des lignes de champ magnétique pour deux cas : une antenne plate seule dans le vide et une antenne plate dans le vide avec une plaque de ferrite en dessous. Le but est de montrer l'évolution du champ magnétique pour une bobine plate, ainsi que l'impact d'un matériau de type ferrite sur celui ci

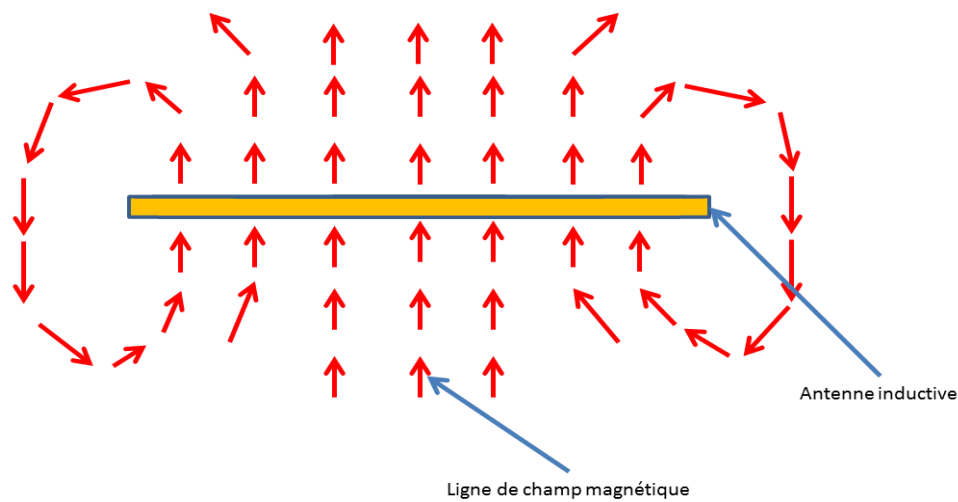


Figure II.88 Illustration du comportement des lignes de champ magnétique pour une antenne inductive seule (vue de profil)

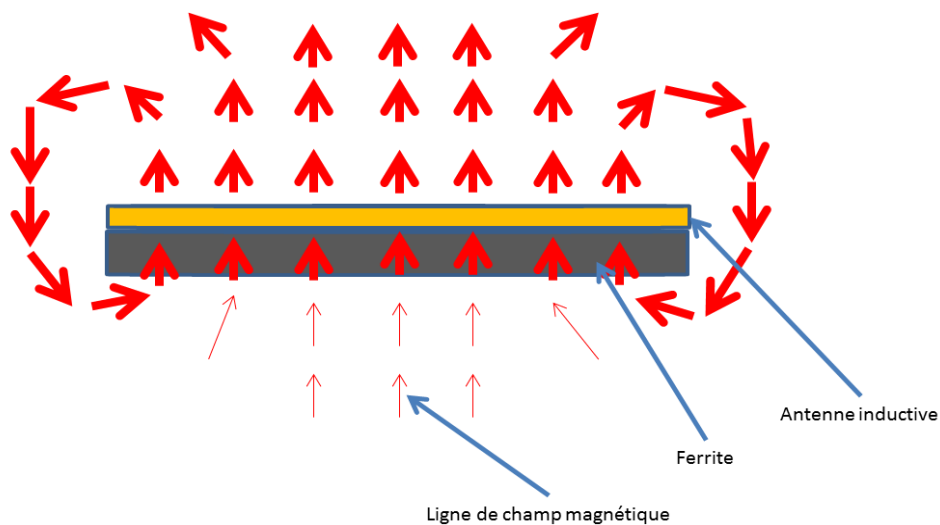


Figure II.9 Illustration du comportement des lignes de champ magnétique pour une antenne inductive associée à une ferrite (vue de profil)

Sur la Figure II.8 représentant la bobine seule, on peut observer les lignes de champs magnétiques (représentées par les flèches rouges) ainsi que l'intensité du champ magnétique (représenté à la fois par la taille des flèches, et par la légende de l'amplitude en couleur). On observera en particulier la symétrie de

rebouclage des lignes de champ magnétique, de part et d'autre de la bobine et l'égale intensité du champ entre les parties supérieure et inférieure de la bobine.

En admettant que les antennes inductives soient excitées par le même courant, l'influence d'une ferrite (Figure II.9) va faire que le champ magnétique sera fortement augmenté dans la direction supérieure d'antenne. En effet, la concentration des lignes de champ magnétique à l'intérieur de la ferrite sera telle que le champ magnétique situé au-dessus de l'antenne sera plus intense [50]. Le contraire se produira en dessous de l'antenne, et donc de la ferrite, où le champ magnétique sera très fortement atténué. De plus, la concentration des lignes de champ va provoquer une augmentation de l'inductance de la bobine. Ce qui offre, comme dit précédemment, la possibilité d'avoir une bobine de forte inductance pour une taille réduite. En effet, le nombre de tours de fils conducteurs étant réduit, ceci aura un impact sur les effets parasites de l'antenne.

## II.1.2 Méthodes de modélisation électromagnétique

Nous avons vu jusqu'à présent les caractéristiques essentielles d'une antenne inductive et qu'il est possible grâce à des formules mathématiques de les quantifier de manière plus ou moins approchée. Mais cette façon de procéder peut trouver ses limites dans le cadre par exemple d'un projet scientifique où l'on a besoin d'obtenir des résultats de manière efficace, précise et dans un temps souvent imparti. Une solution pourrait se trouver dans la modélisation électromagnétique et l'utilisation de logiciels de CAO permettant de réaliser des simulations électromagnétiques. Comme nous allons le voir dans la suite de ce chapitre, les logiciels de modélisation électromagnétique permettent d'observer le comportement de différents éléments tels que les antennes inductives. Il est donc possible de créer des antennes inductives de toutes formes, toutes dimensions avec tout type de matériaux dans un environnement neutre (par exemple le vide) ou bien complexe (par exemple dans un environnement automobile). On peut également observer leur comportement selon la fréquence et le courant d'excitation.

### II.1.2.1 Principes de la modélisation électromagnétique

La définition de l'électromagnétisme réside dans l'étude des interactions qui s'exercent à l'intérieur d'un système de particules électriquement chargées. Si l'on considère un milieu isotrope et homogène, de permittivité  $\epsilon_0$  et de perméabilité  $\mu_0$ , la propagation du champ électromagnétique dans l'espace libre est régie par les équations de Maxwell du nom du physicien qui les a théorisées au milieu du dix-neuvième siècle :

$$\mathit{div} \mathbf{B} = 0 \quad \text{Eq. II.37}$$

$$\mathit{rot} \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \text{Eq. II.38}$$

$$\mathit{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad \text{Eq. II.39}$$

$$\mathit{div} \mathbf{D} = \rho_v \quad \text{Eq. II.40}$$

avec

- $E$  : vecteur champ électrique
- $B$  : vecteur induction magnétique
- $H$  : vecteur champ magnétique
- $J$  : vecteur densité de courant
- $D$  : vecteur induction électrique
- $\rho_v$  : densité volumique de charge

Le premier couple d'équation (Eq. II.37 et II.38) est relatif à la magnétostatique, autrement dit le lien entre les champs électrique et magnétique pour une valeur finie de champ magnétique. La deuxième couple (Eq. II.39 et II.40) décrit quant à lui le domaine de l'électrostatique et fait donc le lien entre les champs électrique et magnétique pour une valeur finie de champ électrique.

Afin de résoudre ces équations, il est donc nécessaire de considérer ces deux couples d'équations de manière indépendante selon le champ à résoudre. Il devient cependant très complexe de résoudre ces équations à la main mis à part les cas typiques d'écoles. C'est pourquoi nous devons faire appel aux machines calculatoires. Pour ce faire, il existe diverses méthodes de résolutions numériques que l'on peut classer en deux familles : différentielles (ou volumiques) et intégrales.

### *II.1.2.2 Méthodes de résolutions numériques*

Ces méthodes utilisent un principe de maillages des structures ou volumes considérés, maillage qui consiste en une discrétisation de ceux-ci en formes géométriques simples afin de résoudre les équations de Maxwell en tout point du domaine d'étude. Nous allons ainsi voir que le choix de la méthode numérique à utiliser dépendra de la nature du problème à résoudre.

#### a) Méthode de résolutions numériques différentielles

D'une manière générale, les méthodes de résolution différentielles conduisent à mailler le domaine de calcul entier (préalablement borné afin d'en limiter l'étendue) afin d'en extraire directement les valeurs de champs électrique et magnétique. On distingue deux formes de méthodes numériques différentielles : la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies.

#### **Méthode des éléments finis**

Les éléments finis (FEM, pour Finite Element Method) est une méthode de résolution numérique largement utilisée dans divers domaines physiques tels que la thermique, la mécanique ou la mécanique des fluides. Elle est généralement employée pour résoudre des équations aux dérivées partielles autour de géométries complexes mettant en œuvre plusieurs matériaux aux propriétés différentes [51].

Premièrement, les structures à modéliser ainsi que l'espace qui les contient sont divisés en petits éléments ou pièces de formes arbitraires avec une taille qui est fonction des détails des éléments à modéliser. Dans chacun des éléments est supposée une variation simple (linéaire) de la quantité de champ électromagnétique. Suivant un problème en 2D ou 3D, on utilisera pour élément de discrétisation (ou maillage) respectivement des triangles ou des tétraèdres.



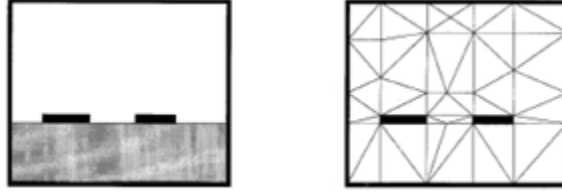


Figure II.10 Exemple d'un maillage selon la méthode des éléments finis pour une structure en 2D [52]

La Figure II.10 ci-dessus représente un exemple de subdivision d'une structure en éléments finis. Pour résoudre les valeurs de champs électromagnétiques, ce modèle contient toutes les caractéristiques et constantes physiques de chaque matériau en termes de résistivité, perméabilité et permittivité. Les extrémités, ou coins, de chaque élément sont appelées des nœuds et le but de la méthode des éléments finis est de déterminer les quantités de champs électrique et magnétique dans chacun d'eux. Sans rentrer dans les détails algorithmiques, on peut dire que les méthodes FEM sont variationnelles et vont donc converger vers un résultat en minimisant ou maximisant une expression considérée comme stationnaire à l'approche de la solution exacte. En général, la solution est obtenue en minimisant l'expression de l'énergie fonctionnelle  $F$  associée à la structure étudiée :

$$F = \int_v \left( \frac{\mu |H|^2}{2} + \frac{\epsilon |E|^2}{2} - \frac{J \cdot E}{2j\omega} \right) dv \quad \text{Eq. II.41}$$

Les deux premiers termes de l'intégrale représentent l'énergie obtenue respectivement dans les champs magnétique et électrique tandis que le troisième terme est l'énergie dissipée par les courants conduits. On exprime ensuite le champ  $H$  en fonction du champ  $E$ , et on obtient une expression de la forme  $f(J, E) = 0$  en cherchant la dérivée de la fonction avec un champ  $E$  égale à 0. Cette fonction  $F$  est approximée à l'ordre  $k$  en chacun des nœuds en exprimant des conditions aux limites afin d'obtenir un système d'équations de type :

$$\begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \vdots \\ J_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ \vdots \\ E_n \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II.42}$$

Les valeurs de  $J$  correspondent aux termes des sources connues et appliquées au système. Les éléments de la matrice  $Y$  dépendent de la géométrie considérée ainsi que des conditions aux limites. À noter que cette matrice  $Y$  est généralement creuse étant donné que chacun des éléments est en liaison avec ses voisins et seulement avec eux. Les termes du vecteur  $E$  représentent quant à eux les inconnues en chaque nœud du maillage correspondant aux champs électriques. Ces valeurs sont donc obtenues en résolvant le système d'équations et les autres paramètres (champ magnétique, courants induits, etc.) sont donc déduits des valeurs du champ électrique.

L'avantage majeur de la méthode des éléments finis vient du fait que chaque élément composant le système à étudier peut avoir des caractéristiques électriques et géométriques particulières et indépendantes des autres éléments, permettant donc l'étude de problèmes avec un grand nombre d'éléments de tailles diverses avec des géométries complexes. L'inconvénient majeur est la difficulté à modéliser les comportements de systèmes ouverts, autrement dit autour de grandes ouvertures dans la géométrie du système considéré.

## Méthode des différences finies

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD, de l'anglais Finite Difference Time Domain) consiste à discrétiser les équations de Maxwell en équations différentielles centrées qui seront résolues pas à pas dans le temps [53]. L'évaluation des dérivées spatiales et temporelles se fait par approximation et cette méthode est particulièrement intéressante pour modéliser l'évolution du champ électromagnétique dans l'espace en fonction du temps. En effet, le champ électrique est résolu à un instant donné, puis c'est le tour du champ magnétique à l'instant suivant dans le temps et ainsi de suite. Étant donné que c'est une méthode temporelle, elle peut couvrir une large bande

En écrivant les équations du Maxwell selon le formalisme suivant :

$$\text{rot}E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad \text{Eq. II.43}$$

$$\text{rot}H = \sigma E + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad \text{Eq. II.44}$$

La dérivée temporelle du champ électrique  $E$  dépendant du rotationnel du vecteur champ magnétique  $H$ , ceci veut dire que la variation temporelle du champ  $E$  dépend de la variation spatiale du champ  $H$ . On en déduit le principe de la méthode : la nouvelle valeur du champ  $E$  dépend de son ancienne valeur et de la différence entre les anciennes valeurs du champ  $H$  situées géométriquement des deux côtés du point de calcul du champ  $E$ . On reproduit le même processus pour le champ  $H$ . Si l'on veut être plus précis, on représente la région à modéliser en deux grilles de points discrets : la première représente les points de calcul du champ  $E$  tandis que la deuxième représente les points de calcul du champ  $H$ . La source est ensuite définie, qui peut être une onde plane ou bien une source de courant en fonction de la problématique posée.

Un élément de base pour le calcul de la FDTD est représenté ci-dessous.

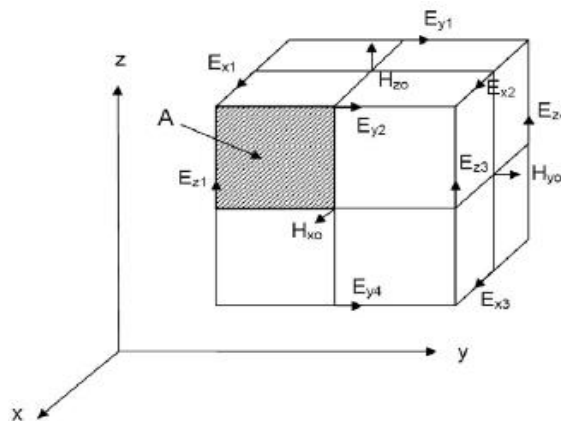


Figure II.119 Exemple d'un élément de base pour le calcul des champs électromagnétiques selon la méthode des différences finies

Chaque composante du vecteur champ  $H$  étant entourée de quatre composantes du vecteur champ  $E$ , on peut exprimer la différence centrée en approximation du 1<sup>er</sup> ordre de la manière suivante :

$$\begin{aligned} & \frac{1}{A} [E_{z1}(t) + E_{y2}(t) - E_{z3}(t) - E_{y4}(t)] && \text{Eq. II.45} \\ & = -\frac{\mu_0}{2\Delta t} [H_{x0}(t + \Delta t) - H_{x0}(t - \Delta t)] \end{aligned}$$

avec

-A : l'aire de la face considérée pour le calcul de  $H_{x0}$ .

Cette équation comporte une seule inconnue  $H_{x0}(t + \Delta t)$  car les autres sont connues dans l'étape précédente. De la même manière, on écrit l'équation de différence centrée correspondant à l'équation de Maxwell du champ  $H$  pour trouver le champ  $E$  à l'instant  $(t + 2\Delta t)$ . La procédure est donc répétée jusqu'à résolution de la solution recherchée. Des conditions aux limites absorbantes sont introduites afin de simuler l'effet de l'espace libre.

L'avantage majeur de la méthode de résolution numérique FDTD est qu'elle permet de traiter le problème dans le domaine temporel et donc de travailler sur une large bande de fréquence en une seule résolution. Un autre atout est sa grande flexibilité permettant de modéliser des problèmes d'électromagnétisme avec des signaux arbitraires se propageant dans des configurations complexes de conducteurs, de diélectriques et de matériaux avec pertes, non linéaires et non isotropes. De plus, elle permet une résolution directe des champs électrique  $E$  et magnétique  $H$ .

Mais cette méthode demande des ressources calculatoires importantes avec un besoin d'espace et de temps de calcul élevés, ce qui en fait l'inconvénient majeur. En effet, le domaine d'étude entier est divisé en cube de petites tailles par rapport à la longueur d'onde du problème. Et ces cubes sont d'autant plus petits que la géométrie des structures est complexe. Si l'on souhaite donc un taux de dispersion de résultats faible ou étudier un large spectre fréquentiel, le pas d'incrément temporel doit être petit et le temps d'observation très important. Un autre problème est que la méthode FDTD ne permet de calculer que le champ électromagnétique propagé. Ce qui peut laisser de côté la distribution de courant, et donc être problématique pour les calculs appliqués au transfert d'énergie inductif à faibles fréquences.

#### b) Méthode de résolutions numériques intégrales

Ces méthodes de résolutions numériques consistent à ramener les calculs des champs électrique et magnétique aux calculs préliminaires des courants équivalents induits sur les interfaces des structures du modèle. Les champs sont donc déduits de ces courants équivalents. Ces méthodes intégrales sont généralement regroupées sous le nom de méthodes des éléments de frontière, et diffèrent fondamentalement des méthodes de résolution numériques différentielles par le fait qu'elles ne requièrent uniquement qu'un maillage des structures où circuleront les courants induits.

On n'aura donc pas un raisonnement de discrétisation du rayonnement électromagnétique, mais un maillage du volume correspondant à l'espace où sont situées les structures à modéliser (par exemple, le vide). Cependant, les notions de modélisation sont les mêmes : maillage et interpolation par des fonctions à support borné.

## Méthode des moments

La méthode des moments (MoM, de l'anglais Method of Moment) est principalement utilisée pour l'étude des antennes. C'est une méthode de résolution fréquentielle basée sur les équations intégrales complexes en courant. Elle permet de déterminer directement et précisément la distribution du courant dans les structures modélisées et de remonter ainsi aux champs électrique et magnétique rayonnés en tout point de l'espace [54] [55].

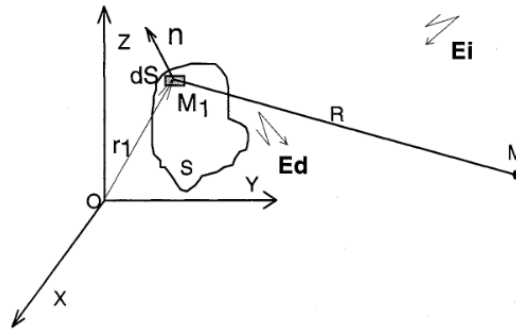


Figure II.1012 Illustration de la méthode des moments sur un conducteur

L'équation intégrale est résolue en écrivant l'équation de continuité du champ électrique tangential à la surface du conducteur  $S$ , représenté sur la Figure II.12 ci-dessus. Ce champ tangential est constitué d'une composante incidente  $E_i$  et d'une composante diffractée  $E_d$ .

L'équation de continuité en un point  $M_1(r_1)$  est définie comme :

$$\mathbf{n}E_d = -\mathbf{n}E_i \quad \text{Eq. II.46}$$

En utilisant les équations de Maxwell projetées sur un plan fréquentiel, on exprime la composante diffractée en fonction de la distribution du courant qui nous amène à une équation matricielle de la forme :

$$[V] = [Z][I] \quad \text{Eq. II.47}$$

avec

- $Z$  : la matrice d'impédance qui dépend de la topologie du modèle et de la fréquence

- $V$  : la matrice des tensions d'excitation

- $I$  : le vecteur courant à calculer

Une fois la distribution des courants calculée, il ne reste plus qu'à déterminer les champs électrique et magnétique dans n'importe quel point de l'espace.

Le principal avantage de la méthode des moments est de ne discrétiser que les structures du modèle (seulement conductrices, donc métallique), sans prendre en compte l'espace environnant (typiquement le vide entourant le modèle). Ceci permet donc un maillage plus fin des structures tout en ayant des besoins en ressources calculatoires moindres. Un autre avantage est qu'elle permet l'insertion facile de composants discrets au travers d'impédance équivalente au niveau du segment correspondant.

Cependant, cette méthode est moins adaptée à la résolution des champs électromagnétiques autour d'interfaces diélectriques ou de matériaux magnétiques. C'est également une méthode dite fréquentielle, ce qui signifie que la résolution des courants et des champs électrique et magnétique correspondant se fait pour une seule fréquence à la fois et que les calculs doivent être répétés autant de fois qu'il y a de fréquences différentes considérées.

#### c) Méthode de résolutions numériques hybrides

Comme nous l'avons vu précédemment, chaque méthode de résolution numérique est particulière dans sa façon d'aborder et de résoudre les problèmes électromagnétiques [56]. D'un côté, la méthode des éléments finis va proposer une discrétisation complète des structures à étudier en incluant l'espace libre dans lequel elles sont plongées avec un calcul précis des champs électriques et magnétiques. D'un autre côté, la méthode des moments va déterminer les valeurs des champs en tout point de l'espace à partir des calculs des courants induits à la surface des structures. Cette dernière va donc réaliser un maillage et un domaine d'étude sur des éléments électriquement conducteurs uniquement.

On peut donc conclure que la méthode des éléments finis va proposer une bonne modélisation de la distribution des champs électrique et magnétique sur des structures complexes, électriquement conductrices ou non, tandis que la méthode des moments va apporter une précision supplémentaire sur la distribution des courants et donc sur le comportement en impédance de structures conductrices. C'est pourquoi plusieurs sujets d'études ont porté sur l'utilisation de méthodes de résolutions numériques hybrides, en particulier MoM/FEM, qui vont associer les avantages et utilités de chacune des deux méthodes dans la résolution des problèmes électromagnétiques [57].

#### d) Maillage et discrétisation de la géométrie des structures

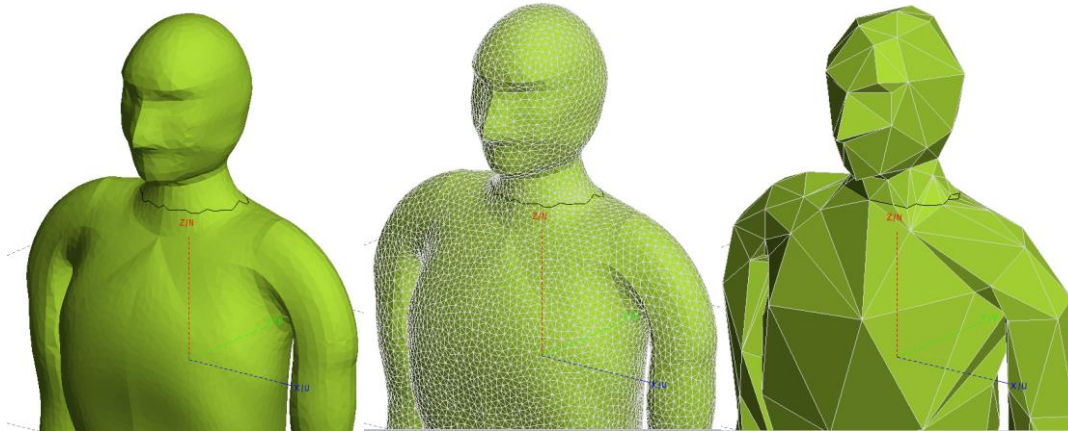
Afin de réaliser des simulations électromagnétiques, il est essentiel d'opérer sur le modèle considéré une discrétisation de sa structure. Il s'agit donc de diviser sa géométrie en plusieurs éléments simples qui diffèrent suivant la méthode de résolution numérique adoptée. Si on prend l'exemple de la méthode des éléments finis, les structures seront divisées en triangles pour une résolution en deux dimensions et en tétraèdres pour une résolution en trois dimensions. La méthode des moments quant à elle utilise des triangles pour mailler les structures conductrices, ainsi que des segments pour modéliser des fils.

L'étape suivante est maintenant de dimensionner la taille de ces éléments simples. En effet, des éléments simples de petites tailles vont permettre une discrétisation fine de la structure à étudier ce qui sera très utile lorsque ces structures sont par exemples complexes (beaucoup de détails) ou bien présentant des couches de matériaux très proches ayant des propriétés électriques ou magnétiques différentes. Mais le principal inconvénient d'une discrétisation fine est la génération d'une multitude d'éléments de petites tailles, ce qui va de facto impacter le temps de résolution des calculs ainsi que les besoins en termes de ressources calculatoires. On aura donc des simulations qui dureront plus longtemps en monopolisant beaucoup de machines (processeurs et mémoire vive). C'est pourquoi un compromis doit être fait entre précision des résultats de calcul, temps de simulation et besoins en termes de ressources.

Des exemples sont montrés sur la Figure II.13 ci-dessous où l'on voit des extraits de structures représentant un corps humain. On voit bien que l'opération de maillage des structures peut être critique pour les représentations complexes et de tailles importantes. Quand on compare le modèle du corps tel que construit par rapport à sa discrétisation réalisée avec un maillage faible, on observe une déformation du modèle de calcul importante ce qui peut nuire à la précision des résultats. Ces exemples illustrent bien la

nécessité d'avoir une discrétisation des structures réalisée à partir d'un maillage optimal en fonction de la complexité de ces dernières ainsi que des besoins en termes de précisions de résultats, temps de simulations et ressources calculatoires. Un maillage est également fonction de la longueur d'onde de l'onde électromagnétique dans la région de propagation.

Les logiciels de simulations électromagnétiques modernes proposent de plus en plus des options de maillage automatique ou semi-automatique, avec des tailles et densités d'éléments simples adaptées à la complexité des structures étudiées. Mais ces maillages doivent être fréquemment ajustés, surtout si le modèle contient une grande diversité des structures en termes de dimensions.



**Figure II.13 Une structure type (gauche) peut être discrétisée de manière précise (milieu) ou plus approximative (droite)**

Dans notre cas, il est important de modéliser finement les densités de courant dans les éléments conducteurs car on traite des antennes inductives dans un environnement automobile qui peut également voir des courants induits en son sein. Mais il faut également prendre en compte précisément les impacts des différents matériaux diélectriques et magnétiques que peut rencontrer un système de transfert d'énergie inductif et qui peuvent avoir une forte influence sur son comportement sans pour autant voir de courants induits en leur sein. La modélisation des champs électriques et magnétiques aux abords de ces structures est donc essentielle.

e) Choix des méthodes de résolutions numériques appliquées au système de transfert d'énergie inductif

Avant de réaliser les modèles de simulation, il est nécessaire de réfléchir à une méthode de résolution numérique optimisée par rapport au problème. Le but de ces simulations est de caractériser des modèles d'antennes inductives d'un point de vue électrique (inductance, résistance série, résonance propre) et électromagnétique (champs électrique et magnétique rayonnés en tout point de l'espace). Pour ce faire, nous avons employé le logiciel de simulation électromagnétique FEKO développé par la société EMSS et maintenant détenu par la société Altair. Ce logiciel a comme base de résolution numérique la méthode des moments (MoM). Mais les autres méthodes de résolutions classiquement utilisées en électromagnétisme et précédemment citées peuvent être choisies si nécessaire. Il utilise plusieurs techniques d'approximation et d'accélération algorithmique des calculs permettant de pouvoir réaliser des simulations électromagnétiques dans divers domaines. L'un des autres avantages est aussi la possibilité de faire du calcul parallélisé, autrement dit de soumettre les calculs de simulations sur plusieurs processeurs simultanément (serveur ou cluster dédié) afin d'optimiser les résultats et le temps de simulation.

La méthode des moments est particulièrement adaptée dans notre cas d'étude d'antennes inductives car à partir des calculs des courants surfaciques, il est aisé de remonter aux paramètres électriques et magnétiques de ces dernières. Le fait de ne pas avoir à imposer des conditions de limite du domaine d'études, et donc une discrétisation de l'espace libre entourant les antennes inductives, permet de limiter la densité du maillage nécessaire à une bonne précision des résultats. Ceci ayant donc une conséquence directe sur les temps de calculs et les besoins en ressources calculatoires.

Pour pallier au fait que la méthode des moments ne permet de modéliser que des surfaces et éléments conducteurs, FEKO propose également des solutions telles qu'une hybridation des méthodes de résolutions MoM/FEM mais également des extensions dans la formulation de la méthode des moments afin de simuler des éléments magnétiques et diélectriques. Ceci est donc utile si l'on veut par exemple pouvoir modéliser une pièce de ferrite (matériau magnétique) ou bien la résine d'un circuit imprimé (matériau diélectrique) tout en bénéficiant des avantages de la méthode des moments [58]. Pour cela deux extensions de la méthode des moments existent:

- Principe d'équivalence des surfaces (SEP, de l'anglais Surface Equivalence Principle) : elle introduit des courants électriques et magnétiques équivalents sur la surface de corps diélectriques, avec un maillage utilisant des triangles
- Principe d'équivalence des volumes (VEP, de l'anglais Volume Equivalence Principle) : elle permet la création de corps diélectriques à partir de tétraèdres, et présente généralement une formulation stable à basses fréquences.

Après avoir considéré les deux méthodes de résolution numérique proposées par FEKO, la méthode des moments associée au principe d'équivalence des volumes est la méthode qui nous a semblé la plus polyvalente et la plus efficace en terme de temps de calculs et besoin en ressources calculatoires. Pour les besoins de notre étude, il est nécessaire de connaître à la fois les paramètres électriques et magnétiques d'une antenne inductive ainsi que l'impact de matériaux diélectriques ou magnétiques situés à proximité. La discrétisation des structures non conductrices en tétraèdres nous permettra de les considérer en tant que volume entier et non en tant que simple surface.

### *II.1.2.3 Validation des modèles de simulation à travers la mesure*

La modélisation ainsi que les simulations électromagnétiques sont des étapes essentielles pour mener à bien notre étude sur les antennes inductives. Mais avant de mener une campagne d'étude et d'optimisation sur des antennes inductives, il est nécessaire de s'assurer que les modèles avec lesquels on va travailler donnent des résultats fidèles à la réalité. Un moyen efficace pour s'en assurer est de mettre en place des modèles types par rapport à des prototypes physiques et de comparer les résultats de simulations électromagnétiques avec ceux obtenus par voie expérimentale. Cette étape est cruciale dans le sens où c'est la bonne corrélation entre ces résultats qui va déterminer la viabilité des modèles.

Le but de cette étude est d'extraire les paramètres électriques (inductance, résistance série) et électromagnétiques (champ électrique, magnétique) des antennes inductives et ceci à des fréquences différentes. Sans oublier bien entendu d'évaluer le comportement fréquentiel des antennes inductives, en particulier la fréquence de résonance propre qui limitera leur limite d'utilisation fréquentielle.



#### a) Méthodologie de modélisation

Pour ce faire, nous considérons des modèles d'antennes de type imprimé (sur PCB) car plus faciles d'emploi. Un premier modèle comportant une antenne circulaire seule a été développé ainsi qu'un deuxième modèle où nous ajoutons à cette antenne une pièce de ferrite juste en dessous. De par ces modèles, nous pourrions ainsi déterminer les paramètres électriques et magnétiques de l'antenne ainsi que l'influence de la ferrite. À noter que ces modèles seront réalisés avec et sans la présence de la résine (diélectrique FR4) servant de support aux pistes de cuivre. Le but est de vérifier l'impact que peut avoir la présence d'un diélectrique sur le comportement des antennes inductives et valider l'approximation comme quoi son influence est négligeable aux fréquences couramment employées dans les systèmes de transfert d'énergie inductifs. Si sa présence s'avérait négligeable, sa modélisation pourrait être superflue ; ce qui permettrait de l'enlever et ainsi réduire fortement les temps de calculs ainsi que les besoins en ressources calculatoires.

Un exemple de modèle est montré ci-dessous :

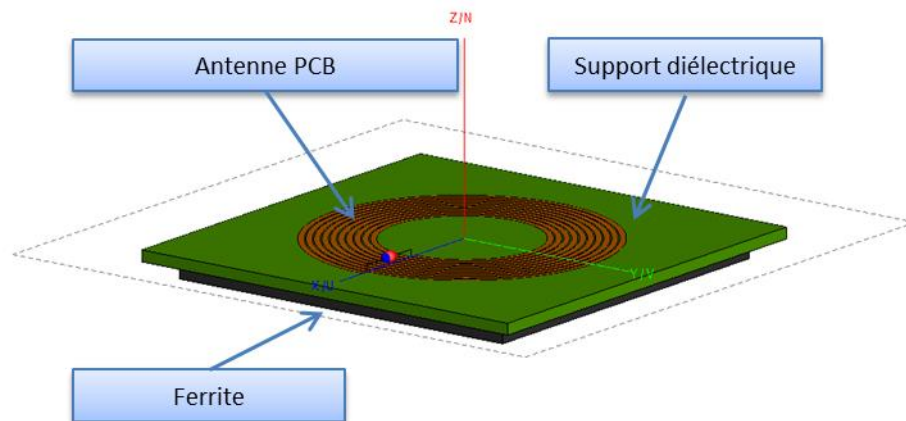


Figure II.14 Présentation du modèle de simulation complet (support diélectrique avec les pistes de cuivre constituant l'antenne inductive associés à une plaque de ferrite)

La ferrite choisie est une ferrite couramment utilisée dans les systèmes de transfert d'énergie inductif, et dont les propriétés magnétiques sont présentées ci-dessous:

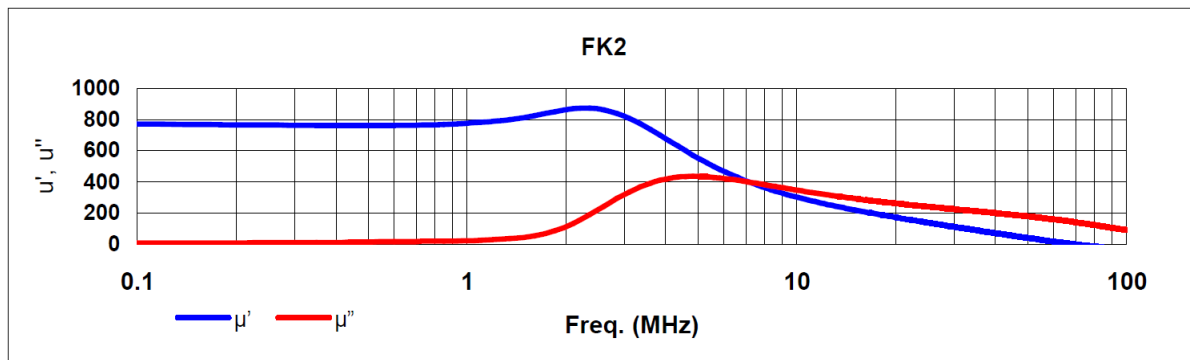


Figure II.15 Profil fréquentiel de la ferrite utilisée rendant compte de l'évolution de la perméabilité magnétique complexe



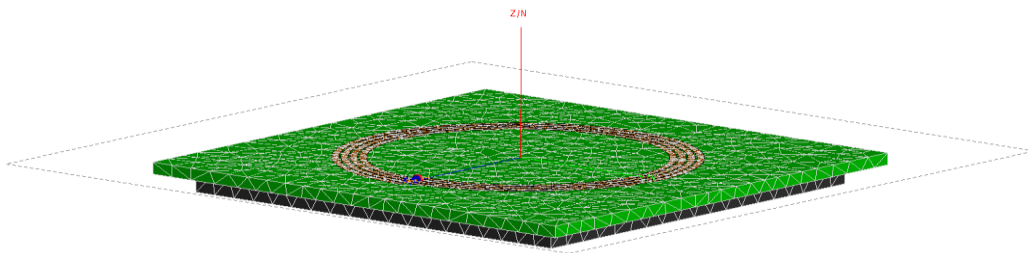
Sur ce profil fréquentiel est représentée la perméabilité magnétique complexe de la ferrite, sous forme de partie réelle  $\mu_r'$  et partie imaginaire  $\mu_r''$ . On peut voir que  $\mu_r'$  est très élevé (approximativement 800) de 0.1 à 2 MHz, alors que  $\mu_r''$  est proche de 0. C'est donc une ferrite conçue pour être utilisée sur cette plage de fréquences là où ses pertes magnétiques ( $\mu_r''$ ) seront très faibles alors que sa capacité de concentration des lignes de champ magnétique sera maximale. On voit également que la partie imaginaire de la perméabilité magnétique augmente alors que la partie réelle chute à partir de 2 MHz et qu'elle est même supérieure à la partie réelle à partir de 8 MHz. Cette ferrite perd donc ici tout intérêt d'utilisation pour des systèmes de transfert d'énergie inductif au-delà de 8 MHz

Que ce soit sur les modèles ou sur les prototypes de validation, les antennes ont un diamètre extérieur de 42mm, des pistes de largeur et d'épaisseur respectivement de 0.85mm et 35 $\mu$ m ayant un espace entre elles de 0.2mm. La pièce de ferrite est quant à elle un parallélépipède de côté égal à 50 mm et de profondeur de 2.5mm. Pour les modèles ayant le support diélectrique, nous avons pris un matériau type résine FR4 modélisé par un parallélépipède d'une longueur de côté égale à 60mm et d'une épaisseur de 1.6mm.

#### b) Détails sur la méthode de résolution numérique employée

Comme on l'a vu précédemment, la méthode des moments réalise un maillage des structures à partir de triangles. Lorsque des matériaux non conducteurs sont présents dans le modèle, on emploiera la méthode des moments associée au principe d'équivalence des volumes. Cette dernière utilisant des tétraèdres pour discrétiser les structures.

Si on prend l'exemple du modèle présenté sur la Figure II.16, l'antenne inductive a été discrétisée en utilisant 721 triangles. Ces triangles ont une longueur de côté moyenne de 1mm, ce qui peut être considéré comme un maillage fin quand on regarde les dimensions de ces antennes de référence. La pièce de ferrite et le support diélectrique ont été quant à eux maillés avec respectivement 2346 et 2647 tétraèdres. Avec une longueur moyenne de 3mm, on peut également considérer ces maillages comme fins.



**Figure II.16 Maillage du modèle de simulation selon la méthode des moments (pistes métalliques) associée au principe d'équivalence des volumes (support diélectrique + ferrite)**

En fonction du nombre de fréquences considérées, les temps de simulations peuvent être plus ou moins longs mais sont tout à fait acceptables si l'on veut mener une campagne d'études et d'optimisation intense à l'aide d'une multitude de simulations. Et ce bien entendu dans un temps relativement court. Étant donné que l'on est sur une base de calcul utilisant la méthode des moments, les temps de simulations sont bien sûr à pondérer en fonction du nombre de points dans l'espace où l'on souhaite calculer les champs électrique et magnétique.

### c) Détails sur la mesure expérimentale des antennes inductives

Comme on l'a vu, une antenne inductive se rapproche d'une bobine dans le sens où elle va émettre un champ électromagnétique en champ proche. On utilisera donc un analyseur d'impédance afin de mesurer l'évolution de ses paramètres électriques en fonction de la fréquence. Dans notre cas, il s'agira de l'analyseur d'impédance 4294A d'Agilent. Il permet comme son nom l'indique de mesurer l'impédance complexe de différents éléments passifs de 40 Hz à 110 MHz. Une simple calibration en configuration circuit ouvert et fermé permet d'obtenir de bons résultats. Étant donné que l'on mesure des antennes inductives, il est très important d'avoir une bonne précision sur l'impédance. C'est pourquoi les câbles qui permettront de connecter l'antenne inductive au système de transfert d'énergie inductif doivent également être pris en compte dans la mesure. En effet, la partie réelle (donc les pertes par effet Joule) est relativement faible pour ces antennes et le moindre câble peut parasiter de façon conséquente la mesure.

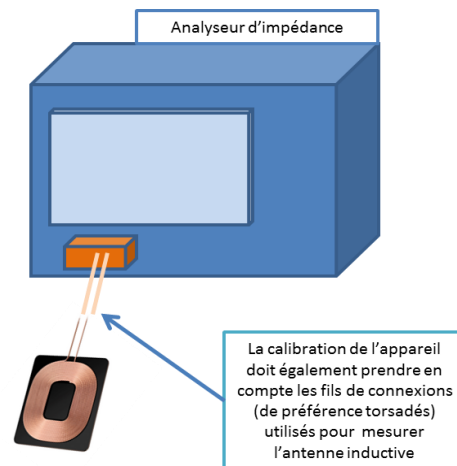


Figure II.17 Illustration du banc de mesure permettant la caractérisation des paramètres électriques d'une antenne

La principale vocation d'une antenne inductive étant d'émettre un fort champ magnétique, il est nécessaire de pouvoir le quantifier de manière expérimentale. Pour ce faire, nous utiliserons un instrument de mesure de champs électromagnétiques développé par la société Maschek Electronik. Cet instrument est capable d'une mesure en trois dimensions (selon les composantes x, y et z) sur une plage de fréquences allant de 5Hz à 400kHz. Après traitement numérique par FFT, on peut extraire sur ordinateur les différentes valeurs de champs électrique et magnétique 3D pour différentes fréquences.

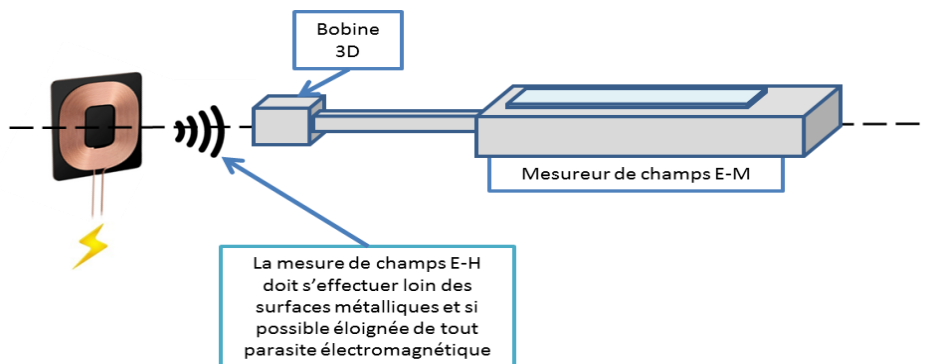


Figure II.18 Illustration du banc de mesure permettant la caractérisation des champs électrique et magnétique émis par l'antenne inductive

#### d) Corrélations entre résultats de simulation et expérimentaux

Après avoir caractérisé expérimentalement les paramètres des antennes inductives pour chacun des prototypes, nous allons les comparer avec les résultats obtenus en simulations électromagnétiques. Pour rappel, ces caractérisations concernent les paramètres électriques des antennes inductives (inductance, résistance série, comportement fréquentiel) et électromagnétiques (mesure du champ magnétique pour un courant donné).

Concernant les paramètres électriques, nous allons représenter sur une plage de fréquences allant de 10 kHz à 20 MHz l'évolution des paramètres électriques de l'antenne inductive à partir de son impédance complexe.

Le champ magnétique sera quant à lui évalué pour une fréquence fixe (100 kHz) selon l'axe Oz. Le but ici est de mesurer la décroissance des champs devant l'antenne de référence, avec et sans la présence d'une ferrite. Ces mesures expérimentales seront comparées par rapport aux résultats de simulations avec et sans la présence du support diélectrique.

Les résultats de simulations avec la présence du support diélectrique ne seront pas présentés ici. En effet, il a été mis en évidence que son effet ne se faisait ressentir qu'à partir de plusieurs dizaines de MHz. L'augmentation de la fréquence d'excitation est l'origine des parasites de type capacitifs dans l'antenne inductive, qui rentrent en résonance avec l'inductance de l'antenne à une certaine fréquence. Un support diélectrique réalisé dans un matériau de type FR4 aura donc un impact non négligeable sur la fréquence de résonance propre de l'antenne, étant donné qu'il est à l'origine d'effets capacitifs parasites. C'est pourquoi il doit être pris en considération dans le processus de modélisation lorsque l'on souhaite travailler à hautes fréquences et évaluer des fréquences de résonance d'antennes. Mais si l'on souhaite travailler aux fréquences concernées par le chargement inductif (inférieures à 20 MHz), il n'est pas nécessaire de le prendre en compte.

Nous allons maintenant nous intéresser aux paramètres électriques des antennes inductives, à savoir la résistance série et l'inductance. En effet, la résistance série d'une antenne inductive correspond à la partie réelle de son impédance. Comme on l'a vu, cette résistance série est composée de la résistivité du métal employé en DC ainsi que des effets résistifs, assimilés à des pertes, dues à l'évolution de la fréquence d'excitation. L'inductance quant à elle est déduite en faisant l'approximation qu'elle est intégralement à l'origine de la valeur de la partie imaginaire de l'impédance. Une antenne inductive étant assimilée à une bobine, on peut déduire la valeur d'inductance en divisant la partie imaginaire par la valeur de pulsation angulaire correspondante. Cette approximation sera donc valide uniquement quand les effets capacitifs seront négligeables et donc pour une fréquence d'excitation bien en dessous de la fréquence de résonance propre de l'antenne.

C'est pour cette raison que nous allons nous concentrer uniquement sur une plage de fréquences inférieures à 20 MHz, limite de l'utilisation pratique des systèmes de transfert d'énergie inductifs et où les effets capacitifs restent encore relativement faibles.

Les deux graphiques présentés sur la Figure II.19 montrent les résultats expérimentaux et de simulation concernant l'inductance et la résistance série des antennes inductives pour les cas avec et sans ferrite. Pour rappel, la modélisation avec diélectrique n'est pas prise en compte car il n'a aucune influence sur les paramètres électriques des antennes inductives dans la gamme de fréquences considérée.

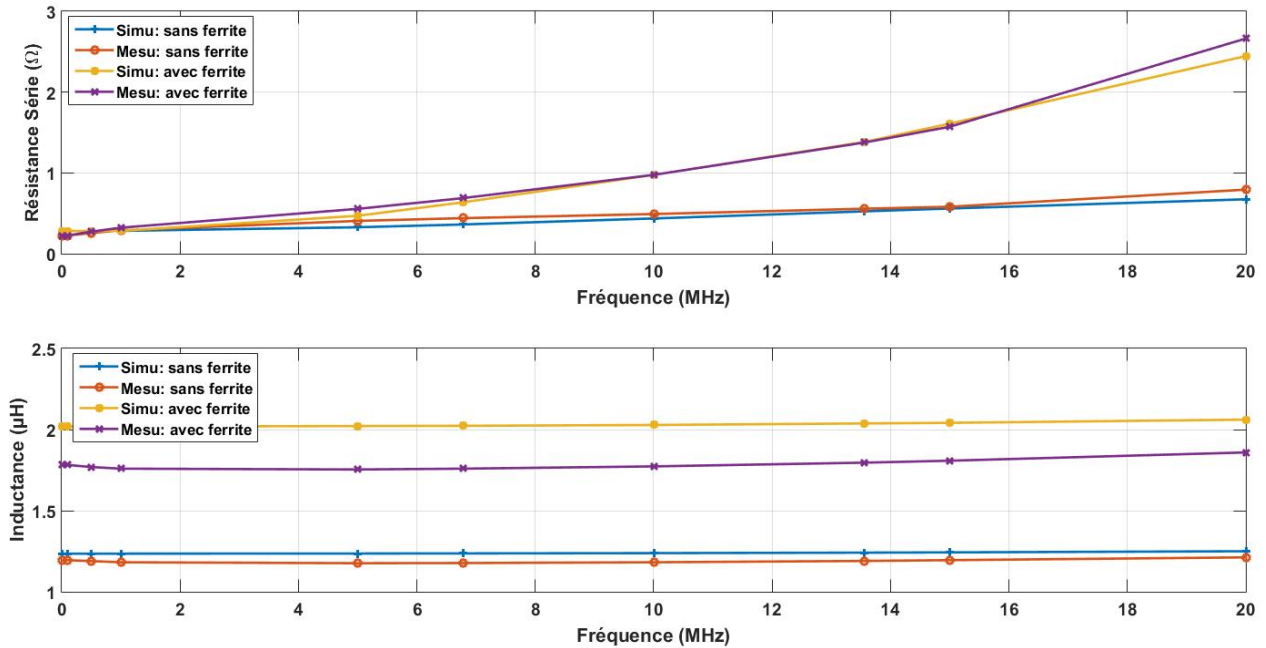


Figure II.19 Corrélation entre les résultats de simulations et de mesures en fonction de la fréquence sur la résistance série (en haut) et l'inductance (en bas)

Que ce soit avec ou sans ferrite, on observe une bonne corrélation entre les résultats de simulation et expérimentaux. L'évolution est respectée lorsque la fréquence évolue. On voit qu'une antenne inductive de 4 tours proposera une inductance d'environ 1.2  $\mu\text{H}$  et qu'en ajoutant une ferrite, elle passera à environ 1.8  $\mu\text{H}$ . Si on s'intéresse à la résistance série, on observe encore une bonne corrélation entre résultats de simulation et de mesure. Les tendances sont respectées, et l'on voit bien que la fréquence fait augmenter de façon drastique les parasites et la résistance série au fur et à mesure qu'elle évolue. On constate également que la ferrite augmente la valeur de la résistance série, surtout à partir de 5 MHz. En effet, selon le profil fréquentiel de la ferrite utilisée et présenté plus haut, on voit bien que la partie imaginaire de la perméabilité magnétique augmente fortement alors que la partie réelle diminue. Ceci a donc un impact direct sur la résistance série de l'antenne inductive.

Ces résultats confirment donc qu'il est tout à fait possible d'obtenir de bons résultats concernant les paramètres électriques d'une antenne inductive par simulation électromagnétique. On constate aussi que l'approximation de la non modélisation du support diélectrique est correcte du moment que la fréquence considérée est éloignée de la résonance propre de l'antenne.

Nous allons à présent finir cette étude de corrélation entre modélisation électromagnétique et mesure de prototypes au travers des champs électromagnétiques. Le champ magnétique va être évalué selon l'axe Oz et l'appareil de mesure aligné par rapport au centre de l'antenne, pour deux cas : l'antenne d'abord sans ferrite puis avec la ferrite placée derrière au plus près. Et ce pour une fréquence d'excitation fixée à 100 kHz et un courant de 140 mA<sub>pk</sub> (mA peak, ou mA crête en français) circulant dans l'antenne. Le but ici est d'avoir une première idée des niveaux de champ magnétique obtenus sur ce type d'antenne inductive, d'observer leur tendance d'évolution en fonction de la distance et la corrélation avec les modèles de simulations électromagnétiques.

Les graphiques ci-dessous présentent donc l'évolution du champ H en fonction de la distance d'éloignement selon l'axe Oz.

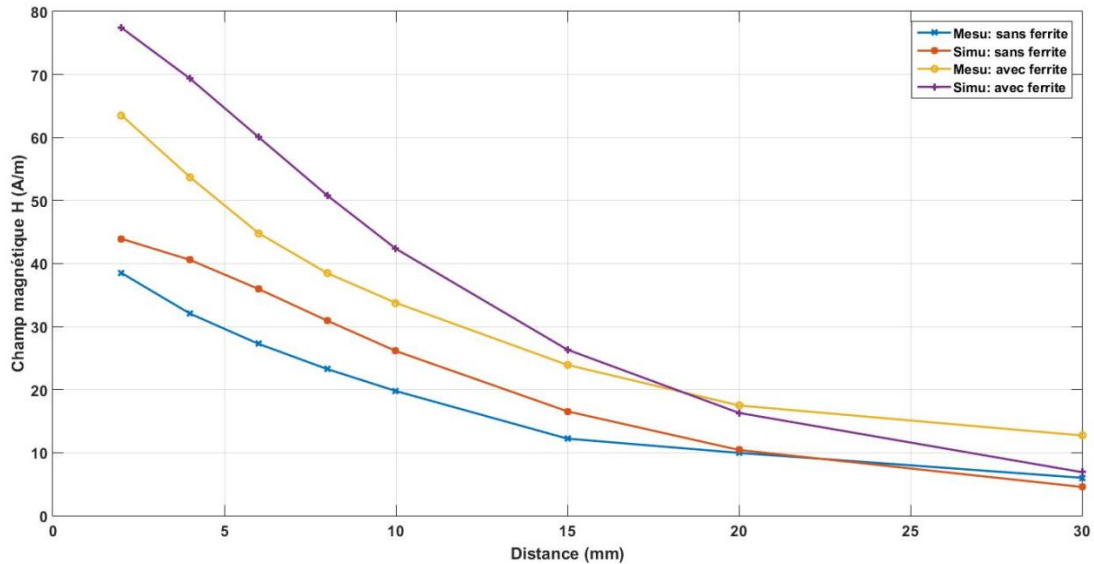


Figure II.20 Corrélation entre les résultats de simulations et de mesures en fonction de la fréquence sur le champ magnétique

De manière générale et qu'il y ait ou non la ferrite placée à proximité de l'antenne, on peut voir que la corrélation est plutôt correcte sur le champ magnétique. En effet, les tendances et les niveaux sont proches et respectés. On peut voir que le fait de placer une ferrite à proximité de l'antenne inductive va avoir pour effet ici d'augmenter le champ magnétique mesuré de plus de 20 A/m et le champ magnétique simulé de plus de 30 A/m (maximum mesuré). De plus, les résultats présentés ici ne tiennent pas compte des préconisations du constructeur pour une mesure idéale. En effet, il est spécifié que les mesures de champ magnétique seront le plus précises à partir d'une distance entre l'antenne à mesurer et l'appareil de mesure supérieure au diamètre de la boule de mesure. Cette boule de mesure, constituée de trois antennes boucles permettant une mesure sur trois axes, fait approximativement 15 mm de diamètre et c'est justement à partir d'une distance de 15 mm que la corrélation entre les résultats de mesure et ceux de simulations est la meilleure.

Le champ électrique n'est pas représenté ici car il n'est d'aucune utilité dans la caractérisation d'une antenne inductive et dans le transfert d'énergie par induction magnétique. De plus, les simulations ont montré qu'il était directement lié à la fréquence d'excitation des antennes et non aux caractéristiques d'antennes en elle-même. Les valeurs mesurées sont également très fluctuantes et posent donc des problèmes de répétabilité pour les raisons explicitées ci-après. Pour des fréquences aussi basses et des distances de travail aussi proches de l'antenne, le champ magnétique est prépondérant par rapport au champ électrique. Le fait donc de travailler en zone proche rend la mesure du champ électrique difficile ainsi que la simulation où plusieurs approximations doivent être faites du fait de l'extrême complexité des calculs. À cela doit s'ajouter également le fait que la mesure du champ électrique est beaucoup plus sensible que celle du champ magnétique aux perturbations et à l'environnement extérieur (mesures faites en laboratoire ouvert et non dans des environnements contrôlés tels qu'une cage de Faraday ou une

chambre anéchoïque). La mesure de champs électromagnétiques basses fréquences n'est pas aisée et va fortement être impactée par l'environnement extérieur [59].

En conclusion, on peut dire que la méthode de modélisation électromagnétique est satisfaisante. En effet, on observe que les résultats obtenus par simulation ont une bonne corrélation avec les résultats obtenus par mesures expérimentales. Mesures qui feront ici acte de vérité car ce sont les résultats des prototypes qui valideront le bon fonctionnement de tout système dans le milieu industriel. Si l'on doit faire un bref résumé concernant la modélisation d'antennes inductives, on peut dire que la corrélation est meilleure à basses fréquences due à de moindres parasites. Si l'on veut travailler à haute fréquence, la modélisation du support diélectrique des pistes de cuivre est essentielle afin de bien représenter les parasites et les effets dus au champ électrique. En ayant toujours en tête que plus les modèles seront « compliqués » et plus les besoins en ressources calculatoires seront importants, ce qui aura un impact direct sur la durée de l'étude.

Concernant l'impact qu'un matériau ferromagnétique, de par ses propriétés magnétiques, peut avoir sur le comportement électrique d'une antenne inductive utilisée dans le cadre d'un système de transfert d'énergie sans fil. En effet, son inductance va augmenter lorsqu'une ferrite sera placée à proximité. Mais sa résistance série parasite va elle aussi augmenter en fonction des pertes magnétiques de la ferrite, différentes suivant les fréquences d'utilisations.

On voit bien ici l'intérêt des ferrites, qui permet d'avoir une bobine d'inductance plus forte avec un encombrement réduit. Qui dit encombrement réduit dit une taille plus petite, donc moins de pistes de cuivre et donc moins d'effets parasites tel que la résistance série.

Mais cette ferrite doit avoir ses propriétés magnétiques dimensionnées selon la fréquence d'utilisation du système de transfert d'énergie. En effet, comme on a pu le voir, la résistance série d'une bobine peut directement être impactée par la ferrite employée. Si la partie imaginaire de la perméabilité, et donc les pertes magnétiques, est trop importante à la fréquence d'utilisation, la résistance série de la bobine risque d'augmenter de façon drastique et occasionner ainsi des pertes par effet Joules. Ces pertes par effet Joule peuvent avoir un impact non négligeable sur la qualité du transfert d'énergie, comme nous le verrons lorsque que nous étudierons le système couplé dans le chapitre III.

## II.2 Dimensionnement des antennes inductives et études paramétriques

Dans les sous chapitres précédents, nous avons défini les paramètres qui caractérisent une antenne inductive utilisée dans un système de transfert d'énergie sans fil par induction magnétique. En effet, une antenne inductive est caractérisée par :

- ses paramètres électriques, inductance, résistance série et fréquence de résonance propre de la bobine due aux effets capacitifs parasites créés par les enroulements.
- ses paramètres magnétiques, soit l'intensité et la distribution du champ électromagnétique
- l'influence d'un matériau ferromagnétique (ferrite) placé à proximité et l'impact sur ses paramètres électriques et magnétiques.

Nous avons vu que certains de ses paramètres peuvent être évalués de manière théorique par la résolution de formules appropriées, mais qu'ils pouvaient également être estimés par modélisation et simulation électromagnétique. Cette étape de modélisation électromagnétique a été validée par comparaison avec des résultats expérimentaux sur des prototypes, et la corrélation sur chacun des paramètres précédemment



cités est satisfaisante. Les modèles développés et les méthodes de résolution numériques employées ont prouvé la viabilité et la fiabilité de la modélisation. Le but est donc de servir des formules théoriques afin de pré-dimensionner les antennes inductives que l'on souhaite étudier, puis réaliser des modèles de simulation électromagnétiques correspondants afin d'avoir une plus grande liberté d'action et un processus d'études optimisé. C'est l'objet de la partie suivante de ce chapitre consacré aux antennes inductives. Les paramètres essentiels d'une antenne inductive maintenant établis, le but de la dernière partie de ce chapitre est d'étudier comment ces paramètres évoluent en fonction du design de cette dernière. En effet, les outils de simulation électromagnétique sont couramment employés pour étudier ces évolutions à partir d'études paramétriques, sur les paramètres géométriques d'une antenne inductive et ce pour différentes fréquences couramment employées dans les systèmes de transfert d'énergie inductifs [60]. Cette étude va être réalisée à partir du design du prototype d'antenne utilisé précédemment, soit une antenne circulaire, plate type « pancake », réalisée en technologie PCB, de diamètre extérieur fixe ( $D_{Ext} = 42$  mm). Les résultats obtenus seront quasiment tous valides quelle que soit la technologie employée pour réaliser les antennes inductives.

Dans un deuxième temps, l'impact d'une ferrite sur le comportement d'une antenne inductive va être étudié de manière plus détaillée. En effet, les paramètres géométriques et magnétiques de la ferrite vont être variés de manière à mettre en exergue leurs effets.

### II.2.1 Études paramétriques

Nous allons dans un premier temps étudier la géométrie d'une antenne et l'impact sur ses paramètres électriques et magnétiques. Les paramètres géométriques des bobines circulaires plates (type « flat » ou « pancake ») considérées sont :

- le nombre de spires  $N$ , ou le nombre de tour de fil
- le diamètre extérieur  $D_{Ext}$ , la taille totale de la bobine
- le diamètre intérieur  $D_{Int}$ , la taille du trou intérieur
- la largeur des pistes de cuivre  $l$ , les bobines étant réalisées en technologie PCB, les spires sont réalisées par impression d'une piste de cuivre sur un diélectrique servant de support
- l'espace inter-spire  $e$ , c'est-à-dire l'espace entre chaque piste de cuivre ou spire
- l'épaisseur de la piste de cuivre  $th$ , car l'impression des pistes de cuivre réalise une spire de section rectangulaire présentant une section définie par la largeur de la piste et l'épaisseur de la couche de cuivre déposée.

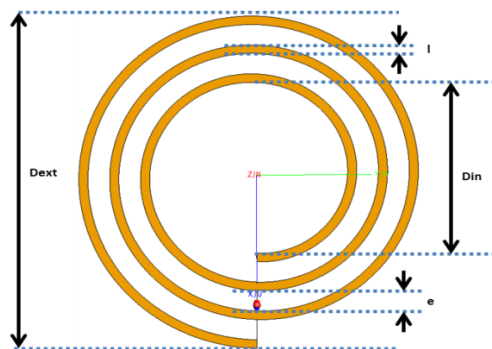


Figure II.21 Présentations des différents paramètres géométriques d'une antenne inductive

Si on prend comme exemple le dessin d'une bobine représenté sur la Figure II.21 et reprenant l'ensemble des paramètres cités précédemment, on s'aperçoit qu'ils sont tous reliés par la formule suivante (à l'exception de l'épaisseur de cuivre qui n'aura d'incidence que sur la résistivité totale de la bobine):

$$D_{Int} = D_{Ext} - l(2N + 1) - e(2N - 1) \quad \text{Eq. II.48}$$

À partir de cette formule, nous pouvons donc faire varier un paramètre en particulier tout en ayant les autres figés. Ceci permettant de borner l'étude aux cas réalistes et compatibles avec le besoin réel.

Nous allons nous servir de l'antenne de référence comme antenne de base pour l'étude. Les paramètres par défaut sont ceux définis précédemment lors de la validation du modèle de simulation. Le diamètre extérieur sera fixe durant toute l'étude et plusieurs cas de figures vont être étudiés :

- impact du nombre de spires, avec un premier cas où le diamètre intérieur est figé ( $D_{Int} = 10$  mm) et un espace inter spire variant de façon à avoir une plus grande plage d'étude et enfin un deuxième cas où inversement l'espace inter spire sera figé ( $e = 0.5$  mm) et le diamètre intérieur variant.
- impact de la largeur de piste, avec comme précédemment deux cas où tour à tour le diamètre intérieur et l'espace inter spire seront figés.
- impact de l'épaisseur des pistes, où là une bobine de référence sera prise et seule l'épaisseur sera étudiée sans contraintes sur la géométrie de la bobine.

À partir de ces études paramétriques seront extraits pour chaque configuration les paramètres électriques (valeurs d'inductance et de résistance série représentées sous la forme du facteur de qualité. Le facteur de qualité  $Q_{Ant}$  d'une antenne représente le rapport d'impédance de la partie imaginaire sur la partie réelle et est donc une image de l'idéalité d'un composant réactif. Pour une antenne inductive, il est défini selon la relation suivante :

$$Q_{Ant} = \frac{\omega \cdot L_{Ant}}{R_{Ant}} \quad \text{Eq. II.49}$$

Avec

- $L_{Ant}$  : l'inductance de l'antenne

- $R_{Ant}$  : la résistance série de l'antenne

- $\omega$  : la pulsation d'excitation de l'antenne

Ces études seront menées pour des fréquences allant de 100 kHz à 13 MHz afin de couvrir les plages d'utilisation des systèmes de transfert d'énergie inductifs. Pour chaque cas d'étude, le facteur de couplage sera représenté de deux manières : un premier graphique illustrera le comportement des antennes inductives de 100 à 500 kHz (domaine des basses fréquences) tandis qu'un deuxième graphique illustrera leur comportement de 6 à 13 MHz (domaines des hautes fréquences). Dans un premier temps, nous allons présenter les modèles des antennes inductives représentant les cas limites pour chaque étude. Ceci afin d'apporter une meilleure visualisation des cas étudiés et ainsi proposer une meilleure compréhension des résultats. Les graphiques représentant les résultats sur le facteur de qualité et sur la distribution du champ



magnétique seront proposés ensuite dans un deuxième temps. Pour finir, ces résultats seront commentés dans un troisième temps avec les observations et les analyses pour chacun des cas d'études considérés.

### II.2.1.1 Présentation des modèles de simulation

Les modèles de simulation employés pour décrire le comportement d'une antenne inductive lorsque ses paramètres géométriques changent vont être présentés ci-dessous. Pour chaque cas, nous allons présenter les modèles correspondant aux cas limites de l'étude. C'est-à-dire les deux modèles comportant la valeur minimum et maximum du paramètre de l'antenne inductive considérée.

La première étude concerne l'impact du nombre de spires d'une antenne inductive. Le nombre de spires va être varié de 2 à 18 tours avec figés tour à tour le diamètre intérieur (Figure II.22 en haut) ou l'espace inter spire (Figure II.22 en bas). Le but ici est de varier le moins de paramètres possible en même temps afin de pouvoir isoler plus précisément l'impact de chacun d'eux.

La deuxième étude concerne l'impact de la largeur des pistes de cuivre formant l'antenne inductive sur ses paramètres électriques et électromagnétiques. Cette largeur de piste sera variée de 0.5 à 3mm. Comme précédemment, deux cas seront étudiés où tour à tour seront figés le diamètre intérieur (Figure II.23 en haut) ou l'espace inter spire (Figure II.23 en bas).

Les antennes inductives étant réalisées en technologie de circuit imprimé pour cette étude, nous allons étudier à présent l'impact de l'épaisseur des pistes de cuivre. En effet, la base de la technologie PCB est le dépôt d'une couche de cuivre en fonction du design du circuit considéré (une antenne inductive en ce qui nous concerne). Il est donc technologiquement possible de contrôler l'épaisseur de cette couche de cuivre déposée sur le substrat et cette épaisseur sera uniquement dépendante des possibilités technologiques de l'outil servant à graver. Mais aussi du budget car une épaisseur de métallisation plus importante nécessite davantage de matière première. Nous allons donc voir s'il peut être utile ou non dans notre cas de réaliser des antennes inductives en technologie PCB présentant des épaisseurs de cuivre importantes. À partir d'une antenne de référence de 10 tours (Figure II.24), nous allons voir l'impact sur ses paramètres électriques et magnétiques pour des épaisseurs de gravure allant de 40 à 160  $\mu\text{m}$ .

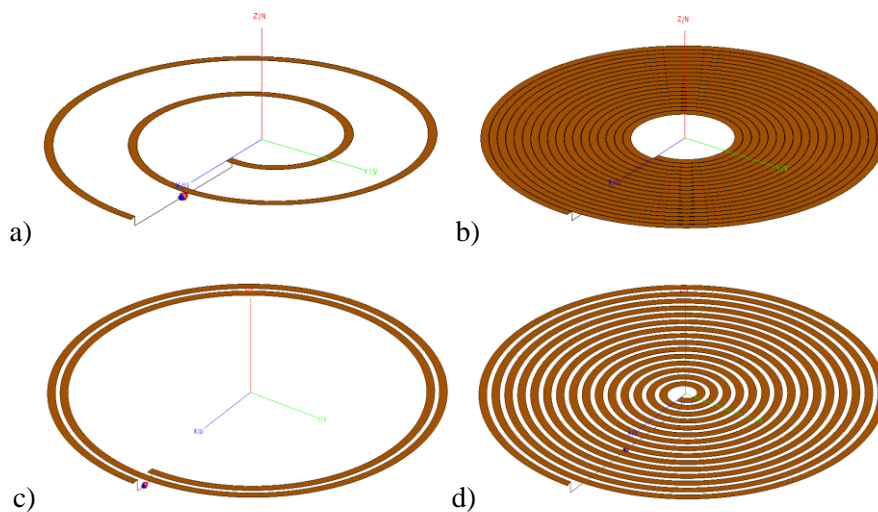


Figure II.22 Présentation des modèles correspondant aux configurations extrêmes de chaque modèle : a)  $D_{Int}$  fixe et  $N=2$ , b)  $D_{Int}$  fixe et  $N=18$ , c)  $e$  fixe et  $N=2$ , d)  $e$  fixe et  $N=15$

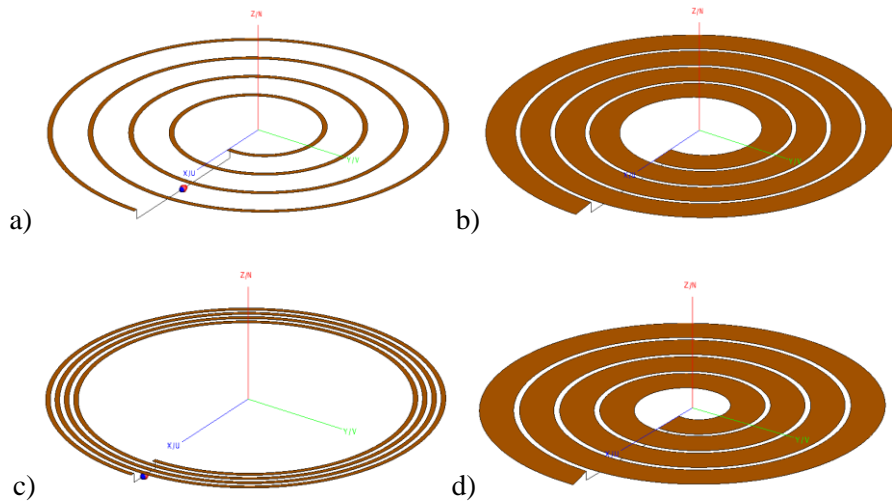


Figure II.23 Présentation des modèles correspondant aux configurations extrêmes de chaque modèle : a)  $D_{Int}$  fixe et  $l=0.5\text{mm}$ , b)  $D_{Int}$  fixe et  $l=3\text{mm}$ , c)  $e$  fixe et  $l=0.5\text{mm}$ , d)  $e$  fixe et  $l=3\text{mm}$

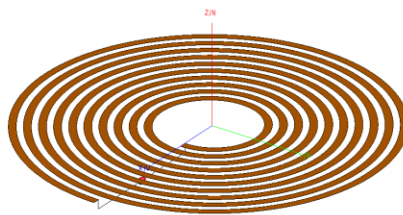


Figure II.24 Présentation du modèle de simulation employé pour l'étude de l'épaisseur de piste

### II.2.1.2 Présentation des résultats de simulation

Après avoir présenté les modèles de simulation correspondant aux cas limites de chaque étude, nous allons voir à présent les résultats compilés sous la forme du facteur de qualité ainsi que la distribution du champ magnétique selon l'axe Oz à 10mm au-dessus des antennes inductives.

Concernant l'influence du nombre de tours, le facteur de qualité des antennes est représenté sur les Figures II.25 (diamètre intérieur fixe) et II.26 (espace inter spire fixe).

Concernant l'influence de la largeur de piste, le facteur de qualité des antennes est représenté sur les Figures II.27 (diamètre intérieur fixe) et II.28 (espace inter spire fixe).

Enfin, le facteur de qualité pour une variation de l'épaisseur de piste des antennes est montré sur la Figure II.29.

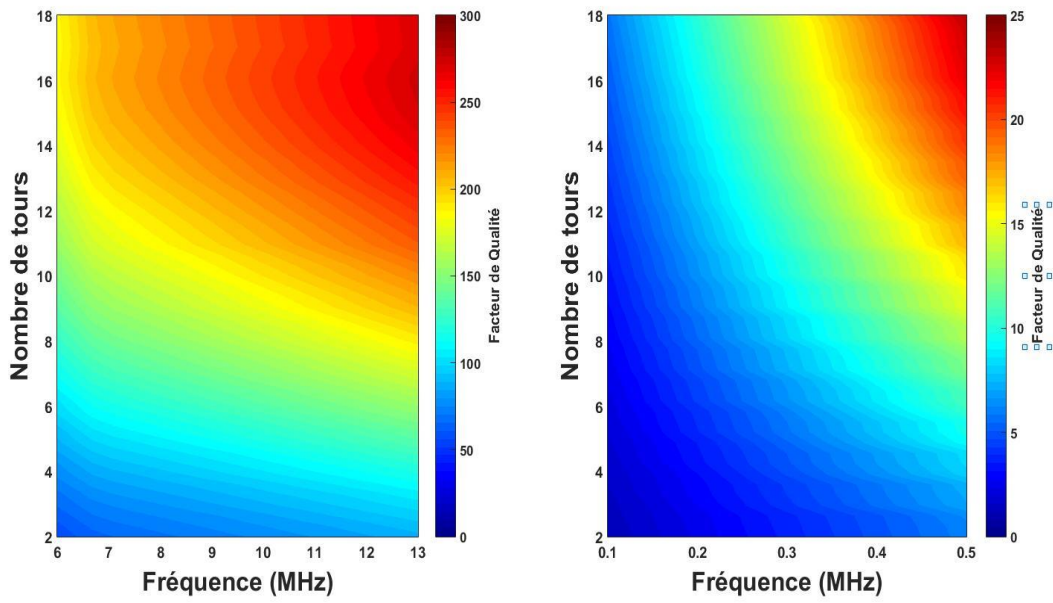


Figure II.25 Évolution du facteur de qualité en fonction de  $N$  pour  $D_{Int}$  fixe à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

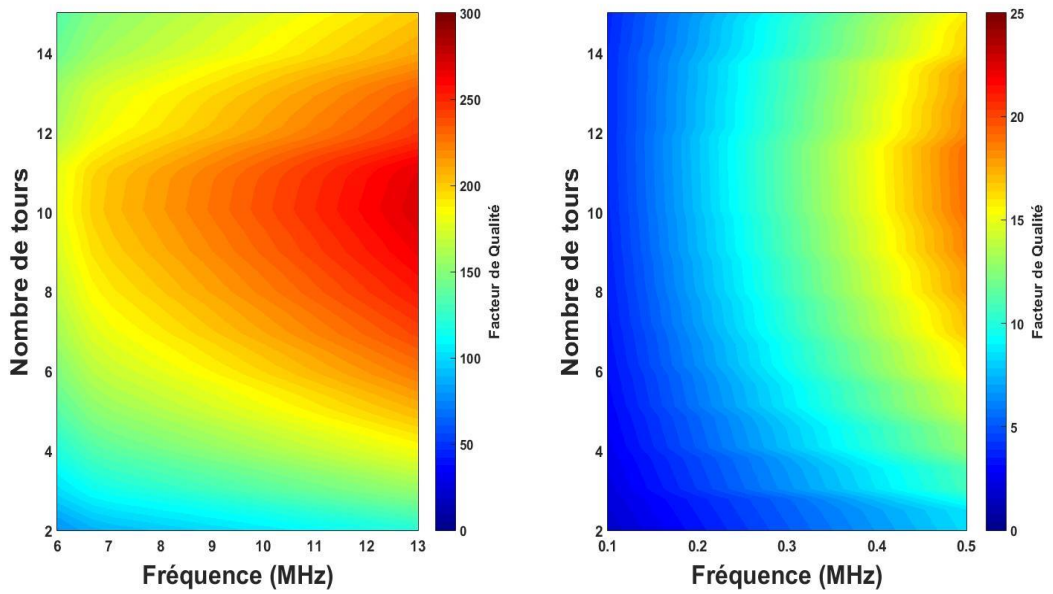


Figure II.26 Évolution du facteur de qualité en fonction de  $N$  pour  $e$  fixe à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

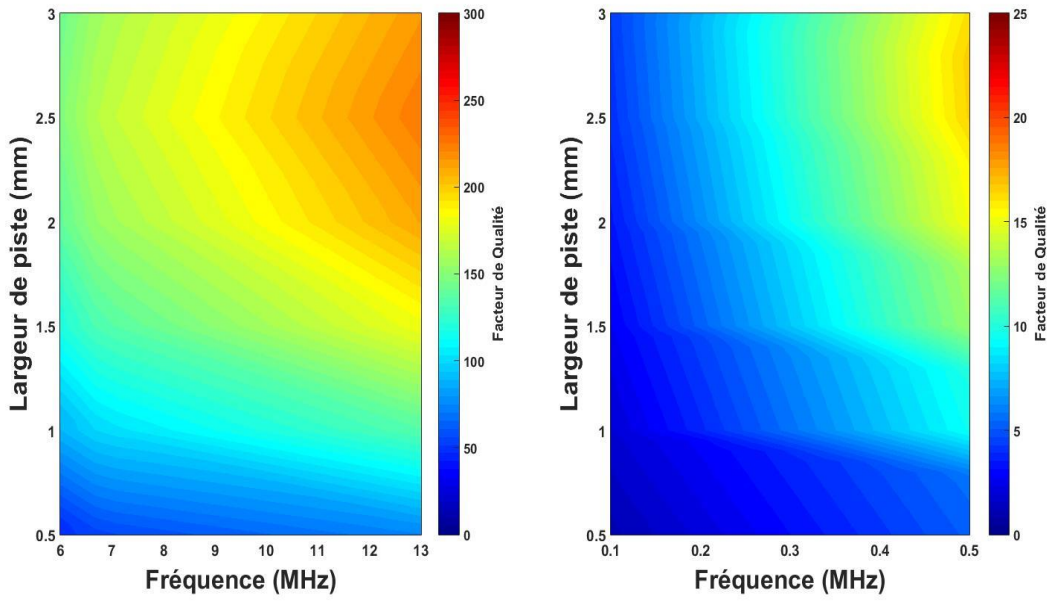


Figure II. 27 Évolution du facteur de qualité en fonction de  $l$  pour  $D_{Int}$  fixe à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

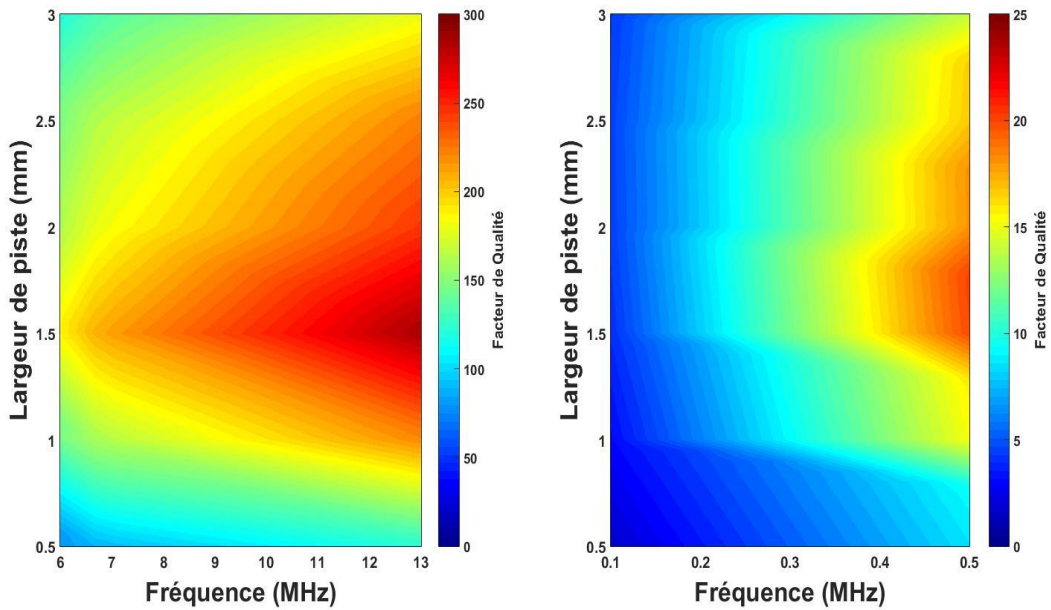


Figure II.28 Évolution du facteur de qualité en fonction de  $l$  pour  $e$  fixe à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

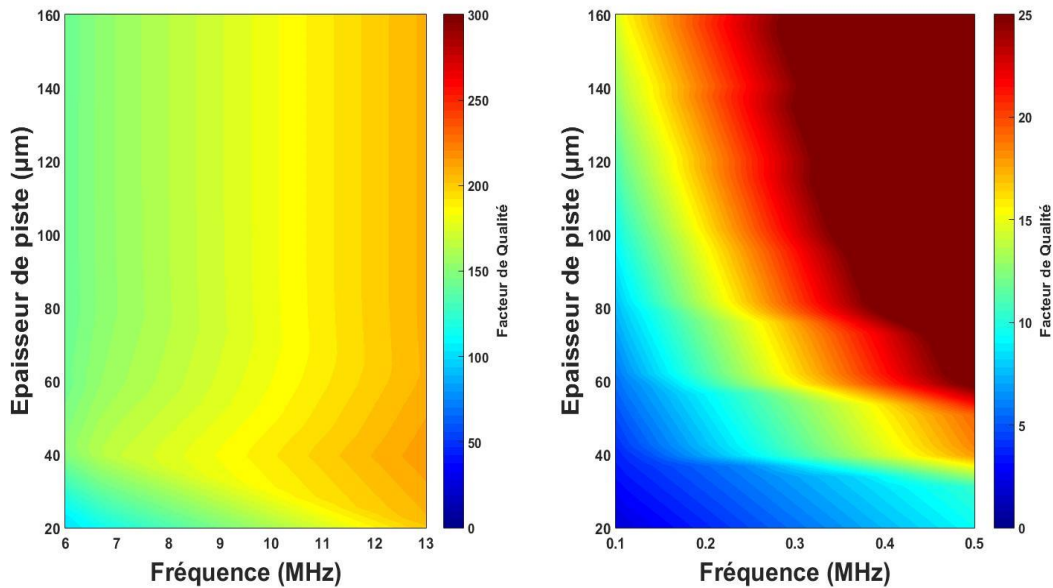


Figure II.29 Évolution du facteur de qualité en fonction de  $th$  à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

### II.2.1.3 Analyses et commentaires des résultats de l'étude paramétriques

Après avoir vu les modèles de simulation et observé les résultats sur le facteur de qualité de l'antenne inductive, nous allons à présent analyser les premiers résultats qui en ressortent.

#### a) Nombre de tours

D'une manière générale, un accroissement du nombre de spires entraîne une augmentation rapide du facteur de qualité de l'antenne inductive pour des fréquences importantes. Ceci est principalement dû à l'augmentation de la partie imaginaire (réactive) car elle augmente quand la fréquence s'élève. La partie réactive augmente aussi car l'inductance devient plus forte pour un nombre de tours élevé. On peut également noter que plus le nombre de tours sera grand et plus la croissance de l'inductance sera forte lorsque la fréquence augmente. Ceci étant dû à l'augmentation des effets parasites et donc à une diminution de la fréquence de résonance propre de l'antenne inductive.

On constate donc que si le facteur de qualité augmente avec la fréquence et le nombre de tours, c'est grâce à la partie imaginaire qui vient compenser la partie réelle. Et ce malgré l'augmentation de cette partie réelle, représentant la résistance série de l'antenne inductive et donc ses pertes. En effet, sans surprise la résistance série parasite augmente pour un nombre de spire élevé, due à la résistance linéique (donc la résistance DC) du cuivre et donc de l'utilisation d'une longueur de piste de cuivre plus importante. On observe également, comme attendu, que la résistance série augmente pour l'utilisation de fréquences élevées.

Si on regarde maintenant séparément l'évolution du facteur de qualité selon les cas a et b, on observe que lorsque  $D_{Int}$  est figé, entraînant donc une diminution de l'espace inter spire au fur et à mesure que le nombre d'enroulements augmente, le fait d'augmenter  $N$  et  $f$  n'est que bénéfique pour le facteur de qualité. Cet effet bénéfique commence cependant à stagner pour des fréquences supérieures à 10 MHz et un nombre d'enroulements supérieur à 12.



À contrario lorsque  $e$  est figé, entraînant ainsi une diminution du diamètre intérieur de l'antenne lorsque le nombre de tours augmente, on observe que le facteur de qualité augmente jusqu'à un optimum pour  $N$  compris entre 8 et 10 et qu'il chute au-delà. On voit donc dans ce cas-là que l'espace inter spire figé ne permet pas à la partie imaginaire de l'impédance de compenser les pertes de la partie réelle. On voit donc que l'inductance de l'antenne inductive augmentera lorsque les pistes seront proches les unes des autres et qu'une bobine avec un nombre de spires élevé sera plus sensible aux effets parasites (effet de peau, de proximités, etc.) quand on travaille en haute fréquence.

#### b) Largeur des pistes

Si l'on observe les résultats sur les facteurs de qualité des antennes inductives concernant le cas où  $D_{Int}$  est figé, on voit que le facteur de qualité ne fait qu'augmenter pour des largeurs de piste et des fréquences élevées. Ceci est lié au fait que d'une part l'inductance augmente car l'espace inter spire diminue, comme le cas précédent, et d'autre part que la résistance série diminue elle aussi du fait d'une section de piste plus importante.

Concernant le cas où  $e$  est figé, on observe des résultats différents. Le facteur de qualité augmente jusqu'à un optimum pour  $l = 1.5\text{mm}$  et chute au-delà. Ceci peut s'expliquer du fait que l'espace inter spire figé entraîne une croissance moindre de l'inductance lorsque la largeur de piste augmente. Cette largeur de piste augmentant, elle entraîne donc une diminution de la résistance série de l'antenne. Mais lorsque la fréquence augmente, les parasites liés aux effets de peau et de proximité font que la résistance série augmente et que des largeurs de piste importantes ne soient plus suffisantes pour compenser cette augmentation des effets parasites. L'inductance n'augmentant que très peu et les effets parasites étant de plus en plus présents pour des fréquences élevées, le facteur de qualité de l'antenne chutera donc à partir d'une certaine fréquence où les pertes ne pourront plus être compensées.

#### c) Épaisseur des pistes

Concernant le facteur de qualité, on observe de manière générale qu'il augmente pour de fortes épaisseurs de piste. Cet effet est uniquement lié à la diminution de la résistance série du fait de l'augmentation de la section des pistes de cuivre. En regardant plus en détail, on constate un seuil entre 30 et 50  $\mu\text{m}$  où les effets sur le facteur de qualité sont maximum et n'augmenteront plus pour des épaisseurs plus importantes. Dans cet exemple-là, c'est normal car les paramètres géométriques de l'antenne ne bougent pas (excepté l'épaisseur de piste) donc l'inductance reste la même. La fréquence augmentant, l'effet positif d'une épaisseur de piste plus importante diminue car les pertes AC augmentent à leur tour.

On peut donc dire qu'une épaisseur de piste importante aura un impact plus fort à de faibles fréquences, avec néanmoins un seuil à partir duquel le facteur de qualité n'augmentera plus. Pour les fortes fréquences, cet effet est moins visible du fait de l'augmentation des pertes AC (principalement dû à l'effet de peau et la concentration du courant sur une épaisseur réduite du conducteur) et du fait que l'inductance reste la même.

### II.2.1.4 Conclusions

Lors de cette première partie sur le dimensionnement d'une antenne inductive, nous avons pu voir l'impact de ses paramètres géométriques sur son comportement électrique. Tour à tour ont donc été étudiés l'impact du nombre de spires et de la largeur de piste (avec un diamètre intérieur fixe et donc un espace inter spire variant, et inversement). Ensuite, l'impact de l'épaisseur des pistes de cuivre a été

évalué. Le but étant donc de faire le tour des paramètres constituant la géométrie d'une antenne afin d'isoler l'impact de chacun sur son inductance et sa résistance série.

On observe donc que l'inductance est directement impactée par le nombre de tours et l'espace inter spire. En effet, on constate de manière générale que davantage de spires entraîne une augmentation drastique de l'inductance d'une bobine. L'espace inter spire est lui à l'origine de la création d'une inductance mutuelle locale entre les pistes de cuivre. En effet, deux conducteurs proches l'un de l'autre et parcourus par un courant électrique voient la création d'une inductance mutuelle entre eux. Qui peut être positive ou négative, suivant le sens de circulation du courant. Cette mutuelle inductance est l'origine de l'augmentation de l'inductance totale d'une antenne inductive (ou de la diminution, si les courants circulant sont de sens opposé) lorsque ses spires sont proches les unes des autres. La fréquence n'aura que très peu d'effets sur la valeur d'inductance, excepté lorsque que l'on s'approche de la fréquence de résonance propre de la bobine. Suivant le cahier des charges et les contraintes, on peut donc avoir une antenne inductive de taille réduite présentant une inductance élevée avec un nombre de spires raisonnables proches les unes des autres.

La résistance série, quant à elle, est directement liée au nombre de spires de la bobine ainsi qu'à la largeur et l'épaisseur des pistes de cuivre. En effet, du nombre de spires va directement découler la longueur de piste de cuivre nécessaire à la réalisation de l'antenne inductive. La résistance linéique est donc directement dépendante de cette longueur du fait des pertes dues au cuivre. Ces pistes de cuivre présentent une section directement liée à la largeur et l'épaisseur des pistes de cuivre et entrant dans les pertes ohmiques du cuivre. À ces pertes DC s'ajoutent les pertes AC, qui sont directement liées à la fréquence d'utilisation de l'antenne inductive et à l'effet de peau engendré par une fréquence élevée. On notera également que plus une antenne a un nombre de spires élevé et plus elle est sensible aux effets parasites à hautes fréquences. En conclusion pour les fréquences considérées, on peut avoir une résistance série raisonnable sans tout autant avoir des largeurs ou épaisseurs trop importantes.

Quant au facteur de qualité, il sera lui directement lié aux valeurs d'inductance et de résistance série mais aussi à la fréquence d'excitation de l'antenne inductive. On observe donc des cas où la fréquence aura un impact majeur en augmentant fortement la partie réactive de l'antenne. Mais aussi des cas où des fréquences élevées viendront diminuer la croissance du facteur de qualité en faisant augmenter les pertes AC alors que la résistance DC diminue. Des compromis seront donc à faire en fonction de la fréquence d'utilisation.

Dans cette étude, les effets parasites capacitifs de l'antenne inductive n'ont pas été pris en compte car difficilement modélisables en simulation électromagnétique. Le principal fait à retenir est que la capacité parasite d'une antenne sera liée à l'espace inter-spire : plus il sera faible et plus le champ électrique entre les conducteurs sera important et à l'origine d'effets capacitifs élevés. Une autre chose à prendre en compte sera la longueur de conducteurs métalliques utilisés pour réaliser l'antenne, soit le nombre de tours principalement qui sera la cause directe de la quantité d'effets parasites capacitifs. De nombreuses spires proches les unes des autres aura donc comme conséquence un effet capacitif plus important, limitant ainsi l'utilisation de l'antenne à des fréquences élevées à cause d'une fréquence de résonance propre plus basse.

En conclusion, on a pu voir l'impact de chacun des paramètres géométriques isolément les uns des autres mais on se rend compte qu'ils sont au final d'une manière ou d'une autre toujours liés entre eux. Un compromis doit donc être trouvé entre chacun d'eux afin d'obtenir les performances désirées.

Dans le cas d'une antenne inductive utilisée dans un système de transfert d'énergie, il est nécessaire d'avoir un facteur de qualité le plus élevé possible. Ceci se traduira par une forte inductance couplée avec des parasites les plus faibles possibles. Par parasites, on entend la résistance série qui doit être faible afin de minimiser les pertes par effet Joule lorsque l'antenne est parcourue par un courant et de maximiser par la suite son facteur de qualité. On limite ainsi les pertes de puissance et l'effet thermique qui peut être dommageable au fonctionnement du système complet.

Le deuxième élément que l'on considère comme parasite est l'effet capacitif qu'ont les spires entre elles. Cette capacité doit être faible afin que la fréquence de résonance propre de l'antenne inductive soit la plus élevée possible et ainsi pouvoir permettre son utilisation sur une plage de fréquence plus importante.

D'un point de vue électromagnétique, la capacité d'une antenne inductive à pouvoir transférer de la puissance est liée à l'intensité du champ magnétique qu'elle est capable d'émettre. C'est ce champ magnétique qui va servir de vecteur de transport de cette énergie pour permettre un échange de puissance vers une antenne réceptrice. Donc une antenne inductive est parfaite dans un système de transfert d'énergie sans fil si elle peut émettre un champ magnétique de forte intensité et ce de manière uniforme sur toute sa surface afin d'avoir, comme nous le verrons dans le chapitre III, un échange de flux magnétique maximal.

Le champ électrique est de moindre importance dans un système de transfert d'énergie inductif même s'il est intrinsèquement lié au champ magnétique. On doit donc vérifier qu'il ne soit pas trop important d'un point de vue compatibilité électromagnétique et de respect des normes d'émissions radiofréquences.

À noter que les études sur la largeur de piste ainsi que leur épaisseur relèvent des antennes inductives PCB réalisées en technologie de circuit imprimé et donc présentant une section carrée. Les conclusions seront cependant tout aussi valables pour des antennes réalisées par exemple en fil de Litz et présentant donc une section circulaire.

## **II.2.2 Influence des paramètres de ferrite sur le comportement d'une antenne inductive**

Après avoir vu les caractéristiques d'une antenne inductive, à savoir ses paramètres électriques et magnétiques et l'impact de la géométrie d'une bobine sur ceux-ci, nous allons à présent étudier plus en détails l'impact que peut avoir la présence d'un matériau ferromagnétique situé à proximité.

En effet dans l'introduction de ce chapitre, nous avons vu comment les matériaux de type ferrite étaient couramment associés à des bobines dans le but de concentrer les lignes de champ magnétique et ainsi augmenter sensiblement l'inductance. Ceci permettant d'avoir des bobines de tailles réduites présentant des inductances importantes. Mais dans le cadre d'antennes inductives utilisées dans un système de transfert d'énergie sans fil, les ferrites peuvent avoir une toute autre utilisation. Si elles sont par exemple utilisées sur une antenne émettrice et réceptrice, elles vont permettre une concentration des lignes de champs magnétique beaucoup plus intense et ainsi avoir un flux magnétique échangé beaucoup plus important. Tout ceci bien entendu dans le but de transférer une puissance plus importante avec une efficacité énergétique plus efficace, notion qui sera définie dans le chapitre suivant [61].

À partir d'une antenne de référence de 10 tours, nous allons voir l'impact des propriétés géométriques et magnétiques de la ferrite sur les caractéristiques électriques et magnétiques de cette dernière : l'aire de la



ferrite, son épaisseur, sa distance par rapport à l'antenne ainsi que sa perméabilité magnétique et son facteur de perte ( $\tan\delta$ ) seront variés. De la même manière que précédemment, les paramètres électriques seront représentés sous la forme du facteur de qualité de l'antenne inductive tandis que seul le champ magnétique sera présenté à une fréquence fixe de 100 kHz et pour un courant de 1 Apk.

De plus, nous allons ici considérer les effets d'atténuation et de concentration provoqués par un matériau ferromagnétique sur les champs électrique et magnétique. Pour des raisons explicitées peu après, la ferrite peut avoir comme propriétés intéressantes, en plus de son influence sur le facteur de qualité de l'antenne inductive, d'augmenter considérablement l'intensité des champs électromagnétiques générés « au-dessus » de l'antenne ainsi que de les atténuer très fortement « en-dessous » de l'antenne. Pour ce faire, nous allons comparer des valeurs de champs pour les différents cas d'études concernant la ferrite par rapport à ceux d'une antenne inductive identique mais sans ferrite. Ceci pour des courants et fréquences circulant dans les antennes identiques suivant les cas avec et sans ferrite (respectivement 1Apk et 100kHz). Le principe est représenté sur la Figure II.30 et est défini pour les deux cas :

- concentration des champs électromagnétiques : en prenant un point situé à +10 mm au-dessus de l'antenne (aligné par rapport à son centre), on vient comparer l'intensité des champs émis par une antenne seule ( $H_{a_{SansFerrite}}$ ) par rapport à celui émis par une antenne combinée au cas de ferrite étudié ( $H_{a_{AvecFerrite}}$ ). Les valeurs de champs considérées sont les valeurs maximales, au centre de l'antenne.

$$H_{concent}(\%) = \frac{H_{a_{AvecFerrite}}}{H_{a_{SansFerrite}}} \quad \text{Eq. II.50}$$

- blindage des champs électromagnétiques : on prend cette fois-ci un point situé à -10 mm selon l'axe Oz (centré et au-dessous de l'antenne) de façon à être derrière l'antenne et la ferrite, en suivant le même processus que précédemment ( $H_{b_{SansFerrite}}$  et  $H_{b_{AvecFerrite}}$ ).

$$H_{Blind}(\%) = \frac{H_{b_{AvecFerrite}}}{H_{b_{SansFerrite}}} \quad \text{Eq. II.51}$$

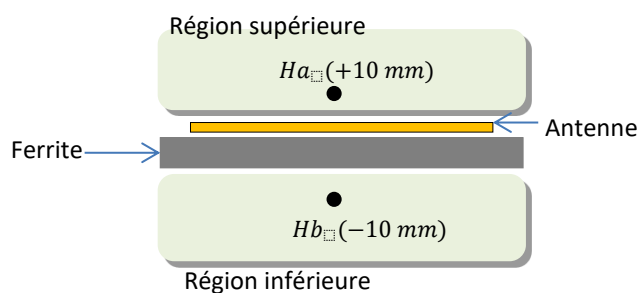


Figure II.30 Principe d'étude des effets de concentration et de blindage des champs électrique et magnétique par la ferrite

Pour chaque cas d'étude, nous aurons donc l'effet de la ferrite sur le facteur de qualité de l'antenne inductive, l'effet sur la distribution du champ magnétique le long de l'antenne ainsi que les effets de concentration et de blindage de la ferrite sur les champs électrique et magnétique. Pour servir de base à cette étude, nous allons prendre le cas d'une antenne inductive associée à une ferrite tel que représenté par le modèle ci-dessous :

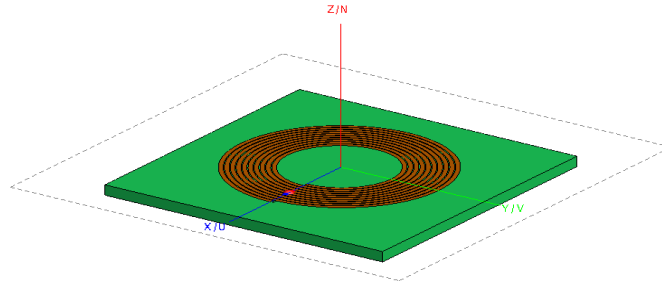


Figure II.31 Modèle de base pour l'étude paramétrique de la ferrite avec l'antenne de référence A

Les caractéristiques du modèle sont les suivantes :

- Antenne de référence A :  $N=10$ ,  $D_{Ext} = 42$  mm,  $D_{Int} = 21$  mm,  $l = 0.85$  mm,  $e = 0.2$  mm et  $th=35$   $\mu$ m.
- Ferrite de dimension  $60 \times 60 \times 2.5$  mm avec  $\mu_r' = 800$  et  $\tan\delta = 1.10^{-5}$ , située à une distance de 1mm au dos de l'antenne

Pour rappel, l'angle de perte  $\tan\delta$  représente les pertes de la ferrite au travers de la perméabilité magnétique imaginaire  $\mu_r''$  selon la formule suivante :

$$\tan\delta = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} \quad \text{Eq. II.52}$$

Nous prenons comme hypothèse une ferrite ayant ses propriétés magnétiques indépendantes de la fréquence. Un seul des paramètres sera étudié à la fois, afin de bien isoler l'impact de ceux-ci sur le comportement de l'antenne inductive dans le même esprit que l'étude précédente

En premier lieu, la surface de la pièce de ferrite placée en dessous est variée de 25 à 3600 mm<sup>2</sup>, soit une longueur de côté respectivement de 5 à 60 mm. Les graphiques ci-dessous seront représentés en fonction du rapport des aires  $\beta$  tel que :

$$\beta = \frac{\text{Surface Ferrite}}{\text{Surface Antenne}} \quad \text{Eq. II.53}$$

Dans un second temps, nous nous intéresserons à l'épaisseur de la ferrite qui sera variée de 0.5 à 5 mm. Ceci afin d'évaluer si une ferrite d'un volume plus important est utile ou non à l'amélioration des performances de l'antenne inductive.

Dans un troisième temps, nous étudierons l'influence de la ferrite sur l'antenne inductive au fur et à mesure qu'elle s'éloigne de celle-ci. En variant la distance de séparation entre elles de 1 à 10 mm, nous pourrons ainsi voir s'il est important que la ferrite soit proche de l'antenne.

En dernier lieu, nous verrons l'impact des paramètres magnétiques sur les performances de l'antenne au travers de la perméabilité et de l'angle de perte magnétique. En faisant varier la perméabilité magnétique relative et l'angle de perte respectivement de 10 à 500 et de 0.1 à 1, nous pourrons ainsi évaluer leur influence sur le facteur de qualité de l'antenne inductive et l'intensité des champs électromagnétiques générés.

### II.2.2.1 Présentations des résultats de simulations

Après avoir détaillé les études faites sur l'influence de la ferrite, nous allons à présent montrer les résultats de simulation pour chaque cas considéré. Comme indiqué précédemment, ces résultats incluent l'influence sur le facteur de qualité, sur la distribution du champ magnétique au-dessus de l'antenne inductive ainsi que les effets de blindage et de concentration des champs pour chaque variation paramétrique de la ferrite.

Les Figures II.32, II.33 et II.34 montrent l'influence de la variation de surface de la ferrite. L'impact de l'épaisseur de ferrite est montré sur les Figures II.35, II.36 et II.37 tandis que les Figures II.38, II.39 et II.40 montreront les effets de l'éloignement de la ferrite par rapport à l'antenne inductive. Enfin, les Figures II.41, II.42 et II.43 ainsi que les Figures II.44, II.45 et II.46 illustreront respectivement l'influence de la perméabilité magnétique et de l'angle de perte magnétique.

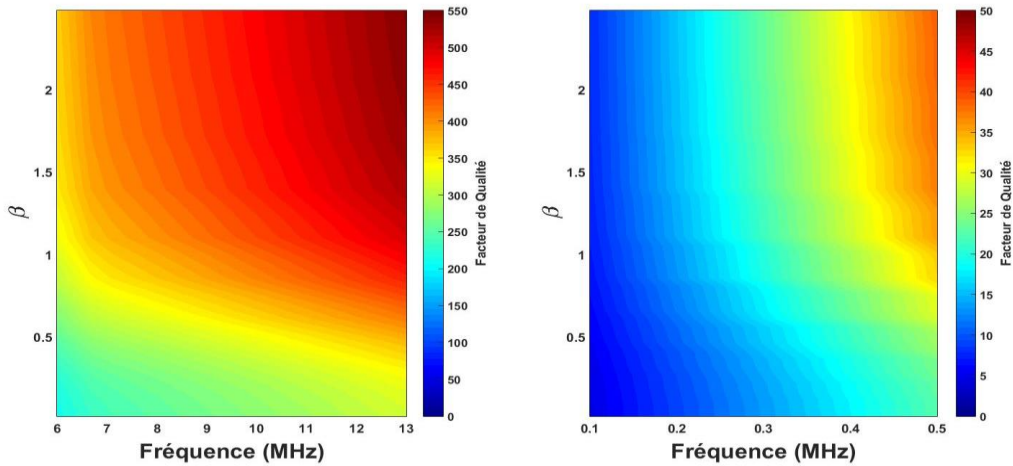


Figure II.32 Évolution du facteur de qualité en fonction de  $\beta$  à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

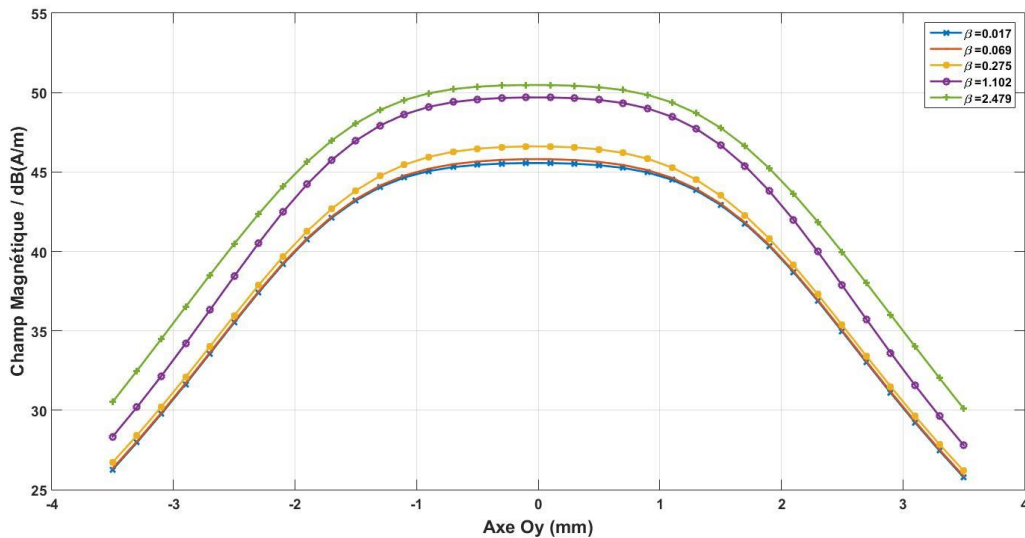


Figure II.33 Distribution du champ magnétique à 10 mm au-dessus de l'antenne inductive en fonction de  $\beta$

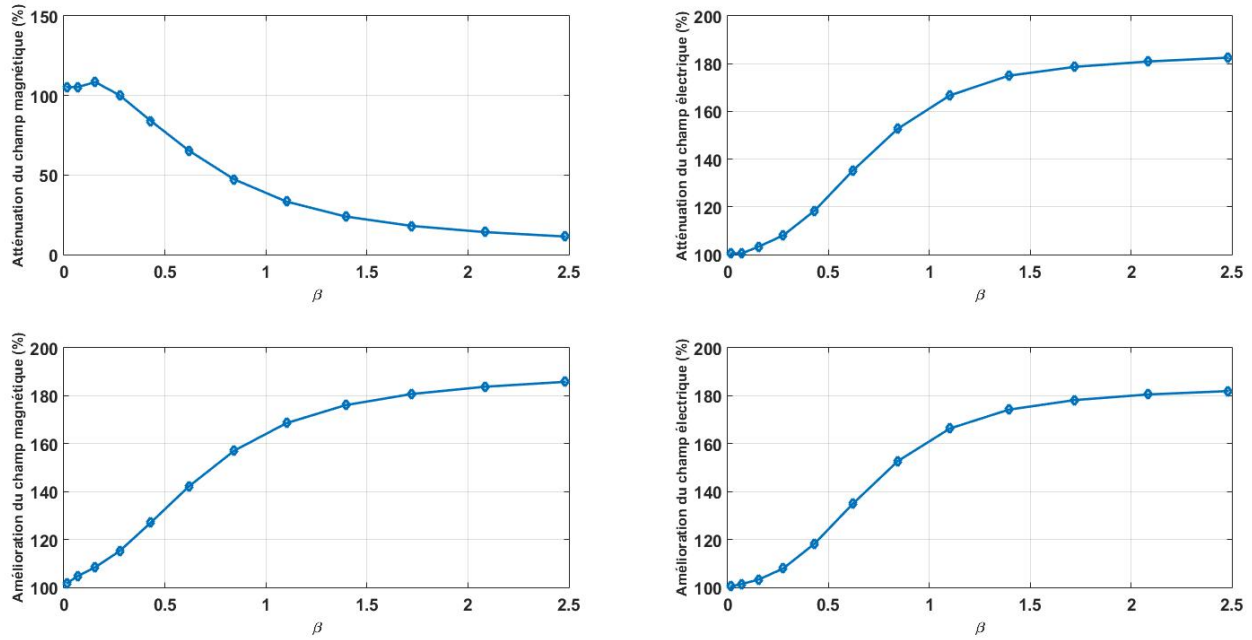


Figure II.34 Atténuation (en haut) et concentration (en bas) des champs électrique (à droite) et magnétique (à gauche) en fonction de  $\beta$

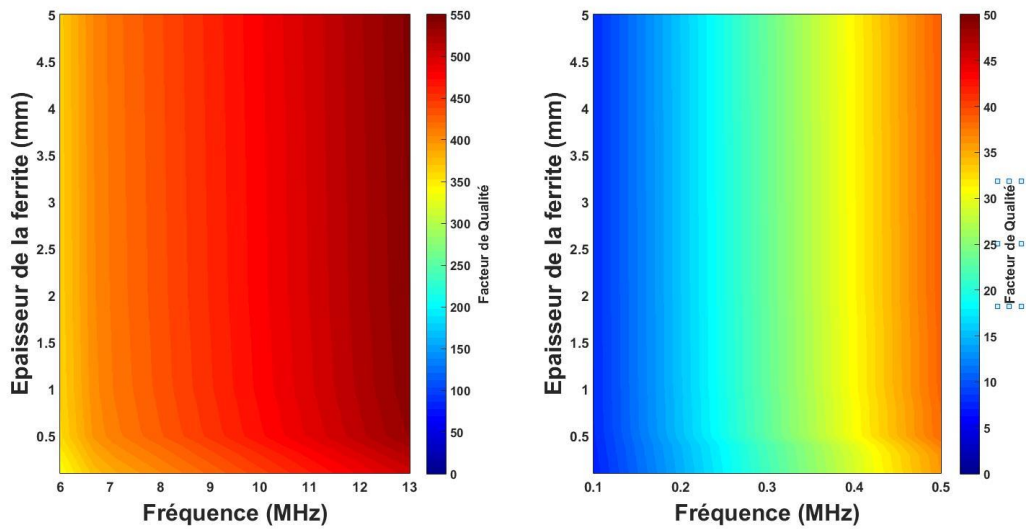


Figure II.35 Évolution du facteur de qualité en fonction de l'épaisseur de ferrite à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

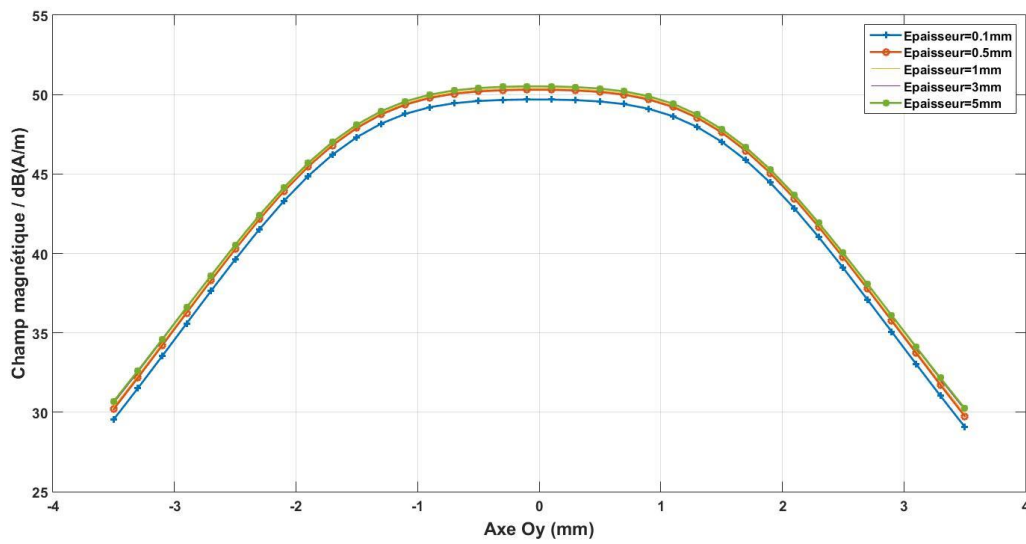


Figure II.36 Distribution du champ magnétique à 10 mm au-dessus de l'antenne inductive en fonction de l'épaisseur de ferrite

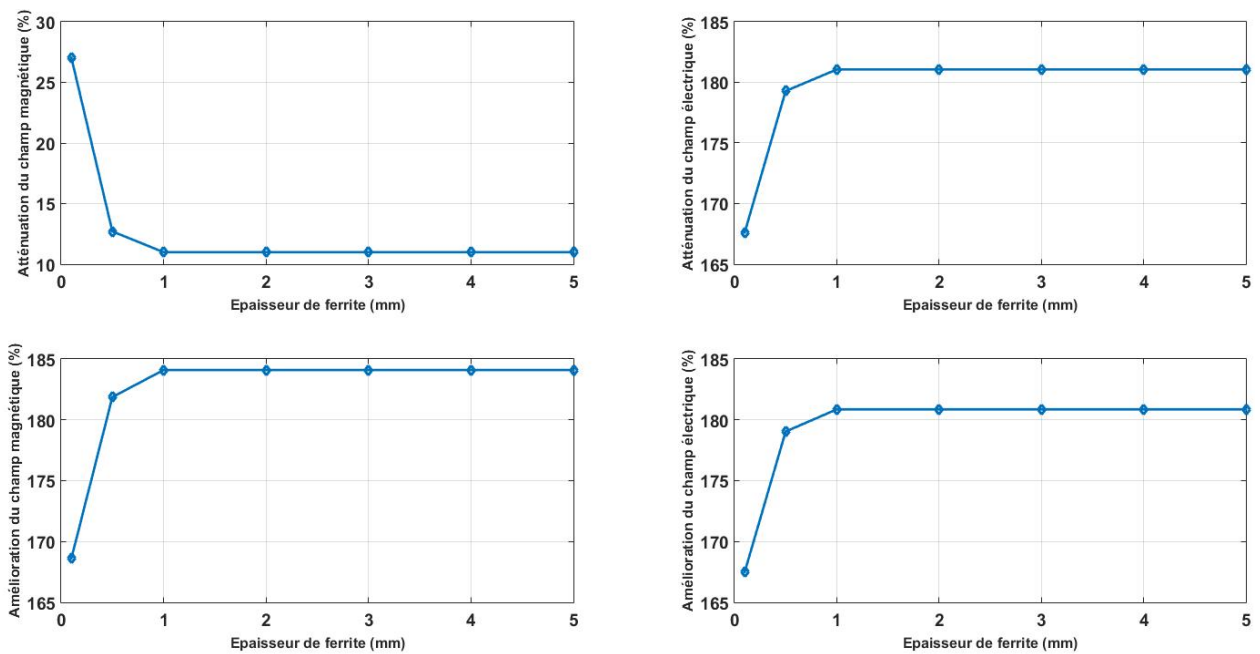


Figure II.37 Atténuation (en haut) et concentration (en bas) des champs électrique (à droite) et magnétique (à gauche) en fonction de l'épaisseur de ferrite

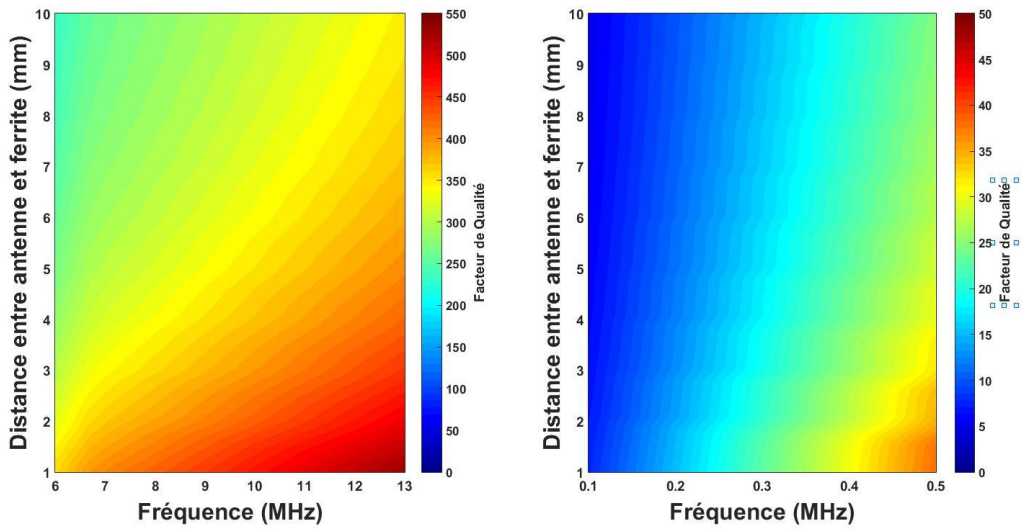


Figure II.38 Évolution du facteur de qualité en fonction de la distance entre antenne et ferrite à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

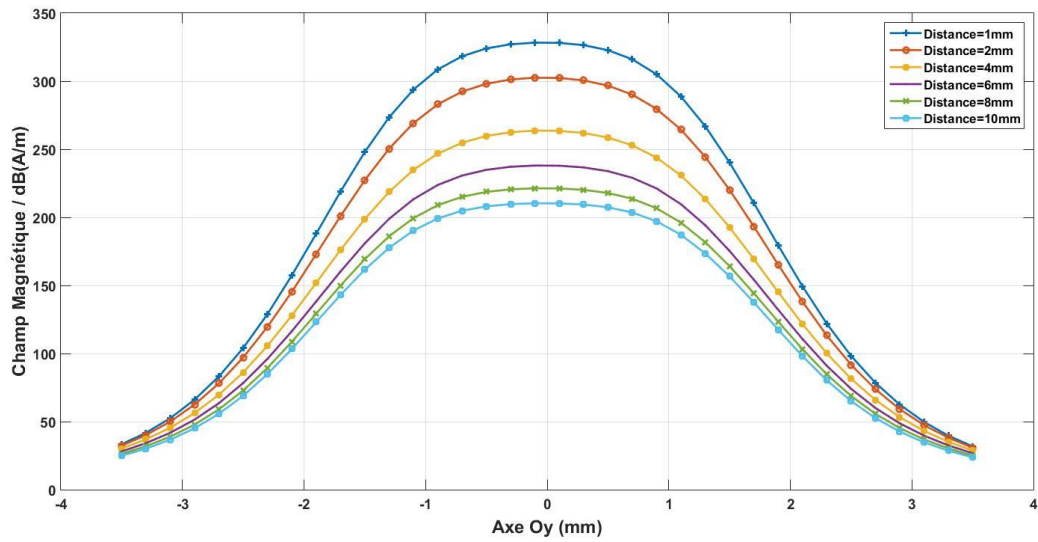


Figure II.39 Distribution du champ magnétique à 10 mm au-dessus de l'antenne inductive en fonction de la distance entre antenne et ferrite

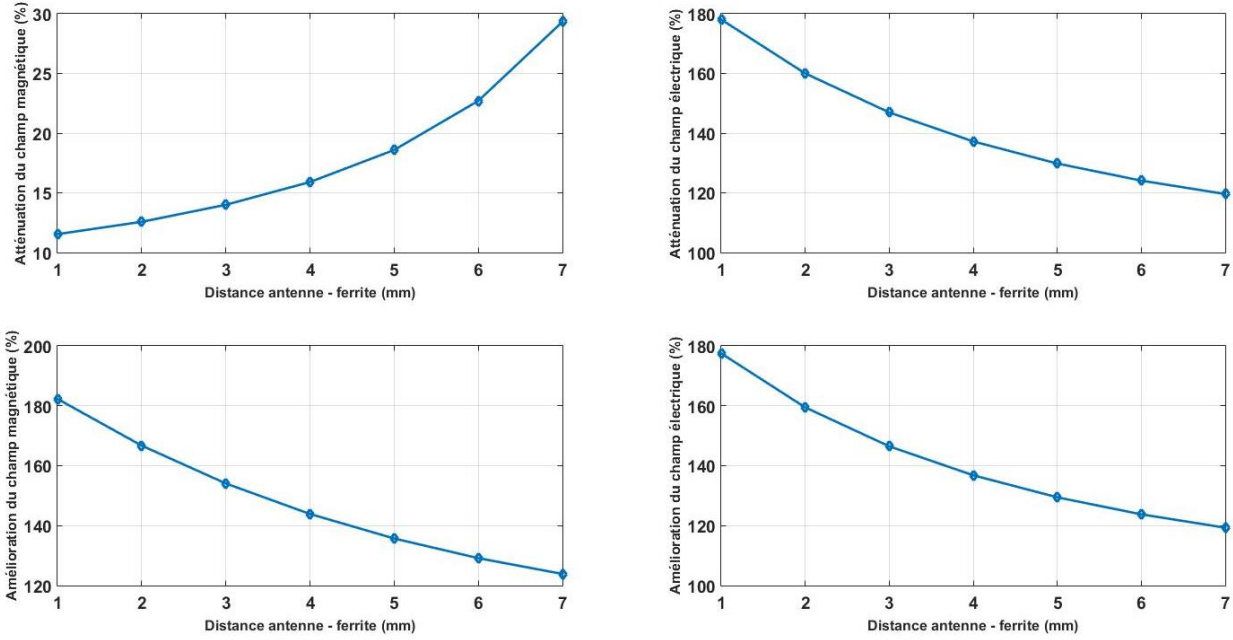


Figure II.40 Atténuation (en haut) et concentration (en bas) des champs électrique (à droite) et magnétique (à gauche) en fonction de la distance entre antenne et ferrite

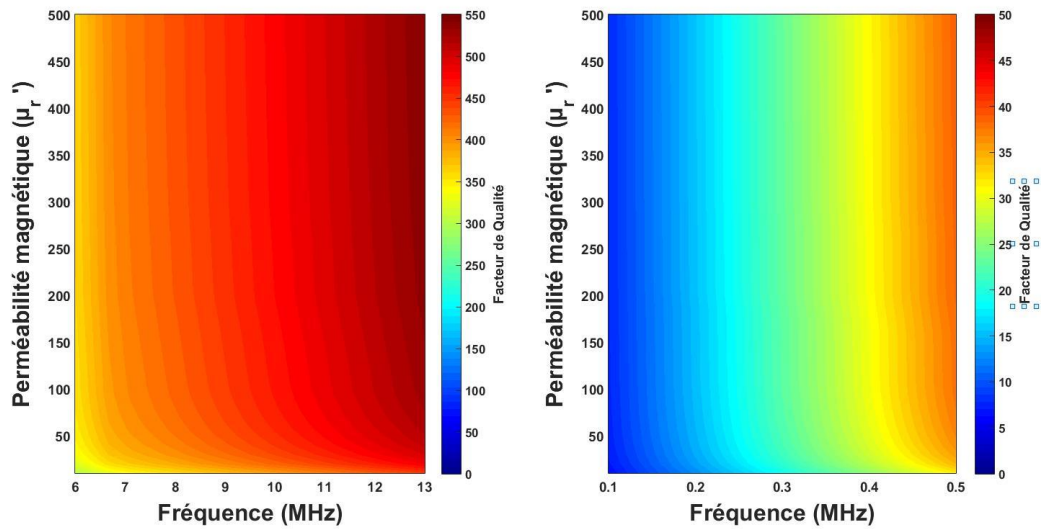


Figure II.41 Évolution du facteur de qualité en fonction de la perméabilité magnétique de la ferrite à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences



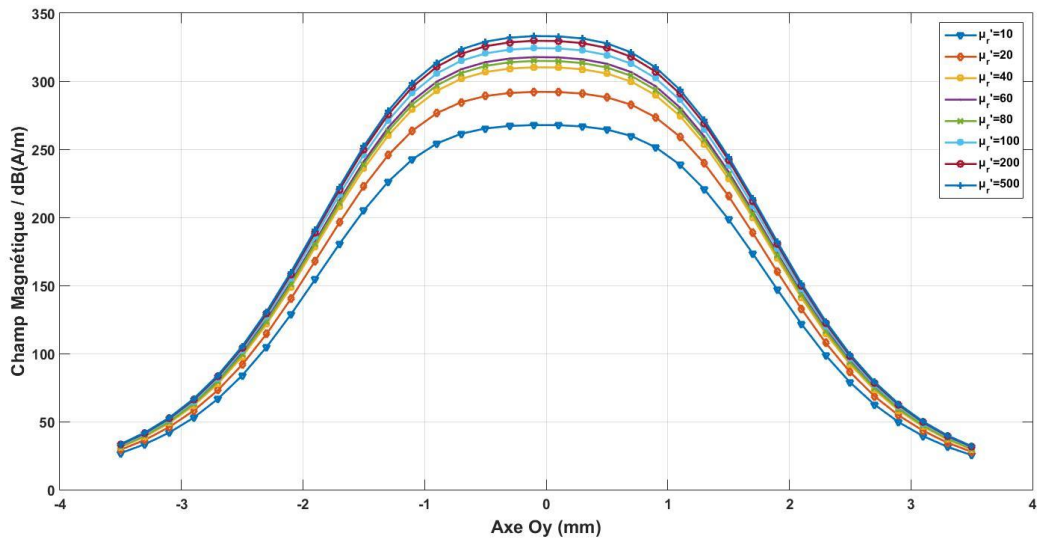


Figure II.42 Distribution du champ magnétique à 10 mm au-dessus de l'antenne inductive en fonction de la perméabilité magnétique de la ferrite

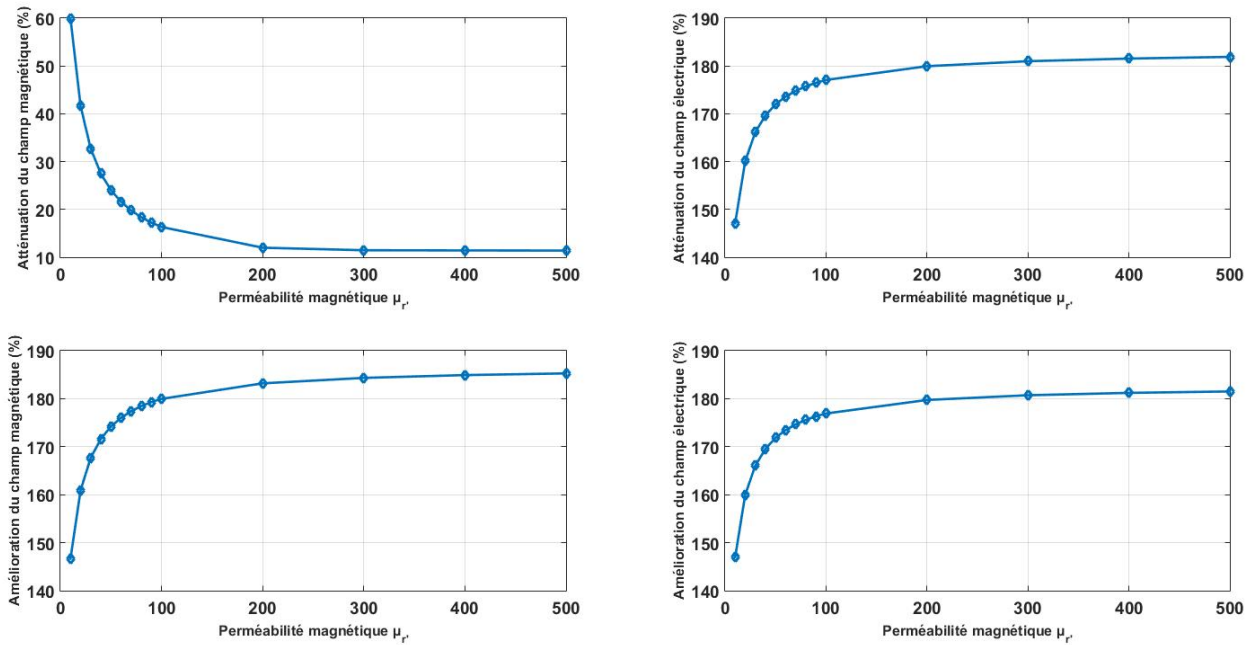


Figure II.43 Atténuation (en haut) et concentration (en bas) des champs électrique (à droite) et magnétique (à gauche) en fonction de la perméabilité magnétique de la ferrite



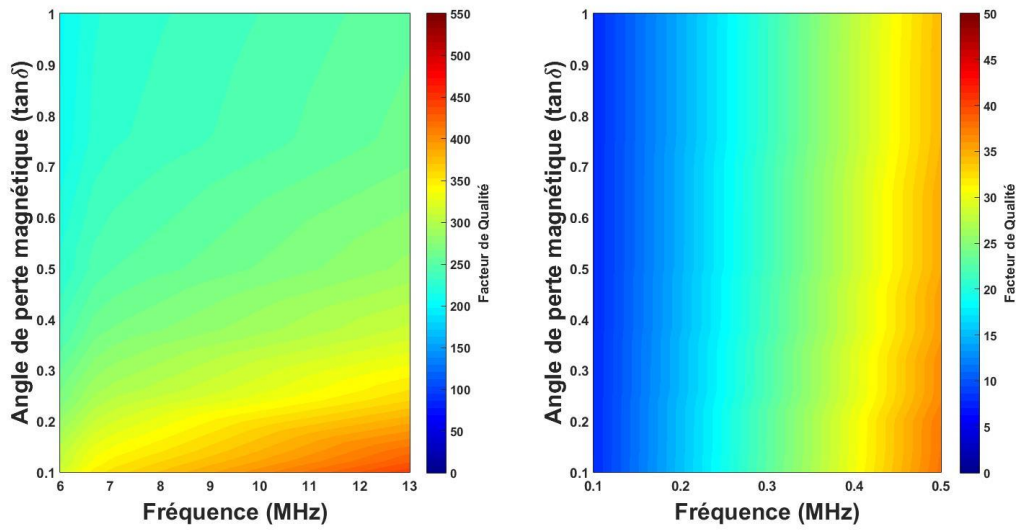


Figure II.44 Évolution du facteur de qualité en fonction de l'angle de perte magnétique de la ferrite à hautes (gauche) et basses (droite) fréquences

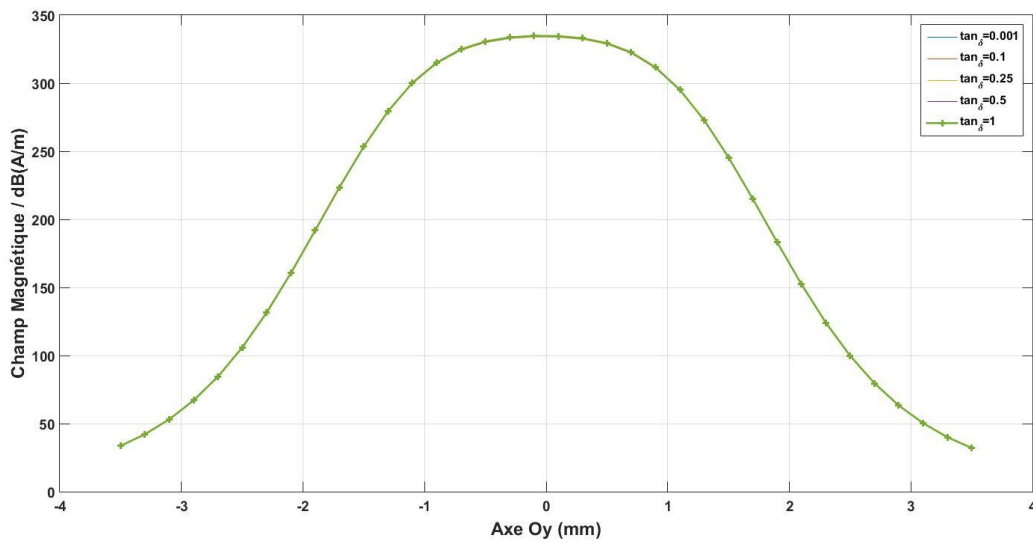


Figure II.45 Distribution du champ magnétique à 10 mm au-dessus de l'antenne inductive en fonction de l'angle de perte magnétique de la ferrite

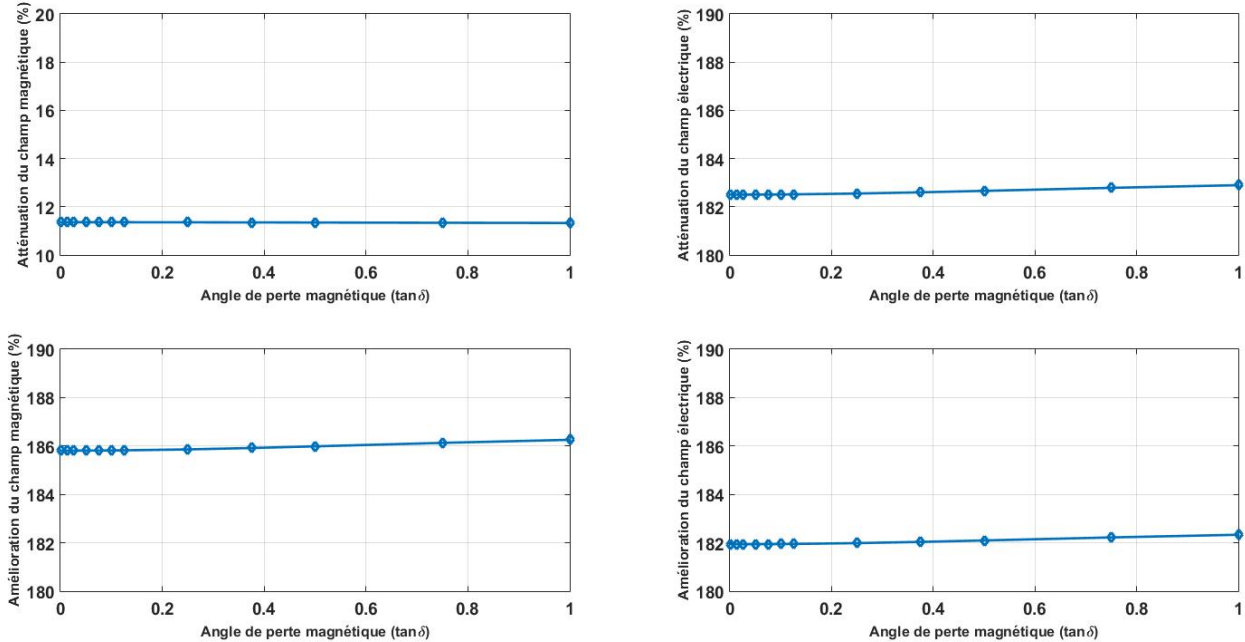


Figure II.46 Atténuation (en haut) et concentration (en bas) des champs électrique (à droite) et magnétique (à gauche) en fonction de l'angle de perte magnétique de la ferrite

### II.2.2.2 Analyses et commentaires des résultats de l'étude paramétriques

#### a) Surface de la ferrite

Concernant l'impact de la surface de ferrite sur le facteur de qualité de l'antenne inductive, on observe une influence forte en particulier à hautes fréquences. D'une manière générale, le facteur de qualité augmente fortement jusqu'à une ferrite de surface équivalente à celle de l'antenne et a tendance à stagner pour des surfaces supérieures. Et il devient de plus en plus fort au fur et à mesure que la fréquence augmente. Si l'on regarde plus en détails, on peut voir pour les basses fréquences que l'influence sur le facteur de qualité se fait véritablement sentir à partir de 300 kHz et qu'il devient supérieur à 30 pour des fréquences au-delà de 400 kHz et pour  $\beta > 1$ . Concernant les hautes fréquences, on peut observer des valeurs de facteurs de qualité très importantes et supérieures à 300 pour  $\beta > 1$ . Et l'influence de la surface de ferrite semble de plus en plus importante pour des fréquences élevées.

Ces observations peuvent s'expliquer de plusieurs manières différentes. L'augmentation de la surface de ferrite va principalement influencer la valeur de l'inductance et dans une moindre mesure celle de la résistance série. Le facteur de qualité étant le rapport du produit de l'inductance et de la pulsation sur la résistance série de l'antenne inductive, on en déduit qu'il augmentera fortement si le numérateur représentant le comportement réactif de l'antenne évolue de manière plus importante que le dénominateur représentant ses pertes. En regardant les graphiques, l'inductance augmente pour des surfaces de ferrite plus grandes tandis que le comportement réactif de l'antenne augmentera pour des fréquences plus importantes. Le facteur de qualité augmente peu pour un  $\beta$  plus important à faible fréquence tandis que pour des hautes fréquences, il augmentera fortement pour des  $\beta$  plus élevés. Ceci peut s'interpréter par une résistance série de l'antenne inductive n'évoluant que très peu au fur et à mesure que  $\beta$  augmente. Comme on a vu précédemment que la résistance série d'une antenne inductive augmente fortement pour

des fréquences de plus en plus fortes, on en déduit donc qu'une forte surface de ferrite n'aura que très peu d'influence sur cette dernière.

Comme on peut le voir, l'augmentation de la surface de la ferrite entraîne une augmentation générale du champ. Comme pour le cas des paramètres électriques, l'essentiel de cette augmentation (65%) est obtenu jusqu'à une surface de ferrite équivalente à celle de l'antenne. On peut donc dire que le minimum pour avoir une bonne augmentation du champ magnétique, tout en faisant des compromis si besoin sur la surface d'intégration ou bien les coûts, est d'avoir des surfaces de ferrite et d'antenne équivalentes.

Concernant l'effet de blindage, on observe également que le champ magnétique a perdu plus de 60% de sa valeur originelle (sans ferrite) lorsque que l'on a des surfaces d'antenne et de ferrite équivalentes (pour un point situé à 10 mm en dessous de l'ensemble antenne + ferrite). A l'inverse pour un point situé 10 mm au-dessus, l'effet de concentration fait que le champ magnétique augmente de 60% avec une ferrite de surface équivalente à l'antenne comparé au cas sans ferrite.

Cependant, ce n'est pas ce que l'on observe pour le champ électrique qui augmente en même temps que la surface de la ferrite, que l'on regarde un point situé 10 mm au-dessus ou en-dessous de l'ensemble antenne + ferrite. On remarque néanmoins une croissance moindre au-delà d'un rapport d'aires antenne-ferrite équivalent.

#### b) Épaisseur de la ferrite

On observe comme précédemment que le facteur de qualité de l'antenne inductive augmente significativement quand la fréquence d'excitation s'élève. Concernant l'impact de la ferrite, on observe que le facteur de qualité n'augmente plus au-delà d'une épaisseur de 0.5 mm et ce quelle que soit la fréquence considérée. On en déduit ici que l'épaisseur de ferrite semble influencer uniquement l'inductance de l'antenne inductive et qu'il est nul besoin d'avoir des ferrites présentant des épaisseurs trop importantes si l'on souhaite augmenter le facteur de qualité de l'antenne.

Concernant la distribution du champ magnétique à 10 mm au-dessus de l'antenne inductive, on observe là aussi que les performances n'évoluent que très peu au-delà d'une épaisseur de 0.5 mm. Les mêmes conclusions trouvées lors de l'étude sur le facteur de qualité s'appliquent donc ici.

Concernant les effets de concentration et de blindage des champs électromagnétiques, on peut voir là aussi que les performances n'évoluent quasiment plus au-delà d'épaisseurs comprises entre 0.5 et 1 mm. Une épaisseur de ferrite de l'ordre de 1 mm fait chuter les champs électrique et magnétique respectivement de 80 et 90 % par rapport à une antenne inductive sans ferrite. De la même manière, ils sont amplifiés du même ordre de grandeur à 10 mm au-dessus de l'antenne.

#### c) Distance entre la ferrite et l'antenne

D'une manière générale, on observe qu'une séparation entre antenne et ferrite grandissante provoque une diminution notable du facteur de qualité. Et cette diminution est d'autant plus marquante que la fréquence d'excitation de l'antenne inductive est élevée. En effet, on peut voir à faibles fréquences que le facteur de qualité est moins sensible par rapport à la localisation de la ferrite. Entre une séparation de 1 et 10 mm, il passe de 15 à 10 pour 200 kHz et de 30 à 20 pour 400 kHz. On remarque même que pour de très faibles fréquences inférieures à 200 kHz, il ne semble que très peu impacté. Mais ce n'est pas le cas pour les hautes fréquences où entre une séparation de 1 et 10 mm, il passe de 350 à 250 pour 6 MHz et de 500 à 330 pour 12 MHz.

Ceci peut s'expliquer par l'effet qu'a la ferrite sur l'inductance de l'antenne inductive qui logiquement diminuera au fur et à mesure que la ferrite s'éloigne. La partie réactive de l'antenne (composée du produit  $L\omega$ ) sera moins impactée par une diminution de l'inductance  $L$  à faibles fréquences qu'à hautes fréquences. L'influence sur la résistance série sera également moindre. Mais ce n'est pas le cas à hautes fréquences où cette résistance série ne cessera d'augmenter au fur et à mesure que la fréquence d'excitation s'élève. Ces raisons expliquent donc pourquoi le facteur de qualité diminue quand la distance entre ferrite et antenne augmente.

Concernant la distribution du champ magnétique à 10 mm au-dessus de l'antenne inductive, on constate que la localisation de la ferrite par rapport à l'antenne est un paramètre non négligeable. Entre une distance de 1 et 10 mm, l'intensité du champ magnétique au centre de l'antenne chute de plus de 37 %. La chute du champ magnétique est maximale au centre de l'antenne et diminue au fur et à mesure que l'on s'approche de ses extrémités, ceci étant dû à la distribution des lignes de champ magnétique qui sont maximales au centre et plus faibles lorsqu'on s'en éloigne.

En ce qui concerne les effets de blindage et de concentration des champs électromagnétiques, on peut voir qu'ils seront plus forts pour une ferrite proche de l'antenne inductive. En effet, le champ magnétique lorsque l'écart entre antenne et ferrite est de 1 mm est atténué de presque 90 % dans la région « Up » (et augmenté de plus de 80 % dans la région « Down ») alors que pour un écart de 7 mm, l'atténuation et l'augmentation ne sont plus respectivement que de 70 et 20%.

#### d) Perméabilité magnétique de la ferrite

On observe ici que le facteur de qualité n'évolue que très peu au-delà d'une perméabilité  $\mu_r'$  supérieure à 50. On voit également que s'il est plus fort pour des fréquences élevées, l'influence de  $\mu_r'$  est également plus forte aux hautes fréquences. Ce qui signifie qu'une augmentation de la perméabilité de la ferrite aura davantage d'influence sur le facteur de qualité de l'antenne inductive à hautes fréquences. Ceci peut s'expliquer par le fait que la partie réelle de la perméabilité magnétique d'une ferrite ( $\mu_r'$ ) aura un effet centré principalement sur l'inductance de l'antenne inductive. Son facteur de qualité sera donc plus fort avec une perméabilité élevée. La résistance série de l'antenne restant identique au fur et à mesure que  $\mu_r'$  augmente et étant de plus en plus forte quand la fréquence s'élève, on voit bien l'effet à hautes fréquences où l'inductance de l'antenne augmentera pour une forte perméabilité. Ce qui se retrouve directement sur le facteur de qualité où pour une fréquence fixe, le produit  $L\omega$  augmente tandis que la résistance série ne bouge pas.

Concernant la distribution du champ magnétique 10 mm au-dessus de l'antenne inductive, on observe que la perméabilité a également une forte influence sur le champ magnétique. Entre  $\mu_r' = 10$  et  $\mu_r' = 500$ , le champ magnétique augmente de 26%. On observe que l'essentiel de l'augmentation du champ magnétique se fait jusqu'à  $\mu_r' = 100$  avec 23% de la valeur maximum centrée. Pour une perméabilité supérieure à 100, on voit que les champs n'augmentent que très peu. On remarquera là aussi que l'influence de la ferrite sur le champ magnétique se fait davantage ressentir au centre de l'antenne inductive plutôt qu'à ses extrémités.

Concernant les effets de blindage et de concentration des champs électromagnétiques, on peut observer une influence significative de la perméabilité magnétique. Si l'on considère le champ magnétique et une perméabilité relative de 10, on constate une atténuation de 40 % et une augmentation de 45 %. Mais si l'on prend une perméabilité relative de 100, l'atténuation est de 85% alors que l'augmentation est de 80%.

En revanche, ces effets s'estompent rapidement au-delà d'une perméabilité magnétique supérieure à 200. On voit donc ici les avantages à avoir une ferrite ayant une perméabilité magnétique élevée mais qu'au-delà d'un certain seuil, ces avantages sont beaucoup moins significatifs.

Les mêmes conclusions sont valables pour le champ électrique, à l'exception qu'il n'y a aucune atténuation de celui-ci quelle que soit la valeur de perméabilité magnétique de la ferrite.

#### e) Angle de perte de la ferrite

L'angle de perte magnétique de la ferrite a une influence toute particulière sur le facteur de qualité de l'antenne inductive. Si cette influence reste assez faible à faibles fréquences, elle se fait davantage ressentir à hautes fréquences où l'on voit bien qu'un facteur de qualité élevé est synonyme d'un angle de perte faible. Ceci s'explique par le fait que l'angle de perte représente la partie imaginaire de la ferrite et donc les pertes qu'elle entraîne en fonction de la fréquence d'utilisation. Ces pertes de ferrite se traduisent par une augmentation de la résistance série de l'antenne inductive. La résistance série étant au dénominateur sur la formule du facteur de qualité, celle-ci va donc le faire chuter au fur et à mesure qu'elle augmente et c'est précisément ce que l'on observe ici. On remarquera cependant que l'effet d'un angle de perte élevé sur la chute du facteur de qualité se fait davantage ressentir à hautes fréquences. Si l'on prend une fréquence de 500 kHz, on observe entre  $\tan \delta$  égal à 0.1 et 0.5 que le facteur de qualité passe de 36 à 33 alors que pour une fréquence de 12 MHz, il passe de 400 à 300. Ceci étant dû au fait que les parasites de l'antenne inductive, et notamment sa résistance série, sont très forts pour des fréquences élevées et que ces comportements parasites seront amplifiés par un angle de perte élevé. À noter que la partie réelle de la perméabilité magnétique reste la même (fixée à  $\mu_r' = 800$ ). Ceci n'est pas forcément le cas en pratique car une ferrite est généralement conçue pour fonctionner sur une certaine plage de fréquence, et l'angle de perte a tendance à augmenter (augmentation de  $\mu_r''$ ) quand la partie réelle de la perméabilité magnétique ( $\mu_r'$ ) chute.

Concernant la distribution du champ magnétique, on peut observer qu'elle n'est nullement impactée par des valeurs d'angles de pertes différentes. Ceci fait sens car la partie imaginaire de la ferrite n'influe que la résistance série et non l'inductance de l'antenne inductive.

Ces observations sont également valables pour les effets de concentration et de blindage des champs électromagnétiques, qui sont impactés de manière négligeable par l'angle de perte de la ferrite.

### *II.2.2.3 Conclusions*

Nous avons vu à travers différentes études paramétriques l'impact que peut avoir un morceau de ferrite placé à proximité d'une antenne inductive sur le comportement de cette dernière. La ferrite en fonction de sa géométrie, de sa situation dans l'espace ainsi que de ses propriétés magnétiques va agir de manière différente sur les paramètres électriques et magnétiques de l'antenne inductive.

Les résultats précédents montrent que le facteur de qualité de l'antenne inductive est influencé autant par les propriétés géométriques de la ferrite que par ses propriétés magnétiques. Les paramètres de la ferrite agissent donc différemment que ce soit sur l'inductance ou la résistance série de l'antenne inductive, qui forment le facteur de qualité de l'antenne en fonction de la fréquence.

Concernant la surface de la ferrite, nous avons pu voir une forte influence sur le facteur de qualité lorsque l'on travaille à hautes fréquences. Et cette influence augmente significativement jusqu'à ce que la surface

de ferrite soit semblable à celle de l'antenne puis augmente modérément au-delà. Ceci est dû à une augmentation de la valeur d'inductance qui va fortement élever le facteur de qualité de l'antenne. Et cette augmentation du comportement réactif de l'antenne à hautes fréquences (produit  $L\omega$ ) sera majoritaire par rapport à l'augmentation des pertes de l'antenne quand la fréquence s'élève. Produisant ainsi un fort facteur de qualité à des fréquences élevées. L'augmentation de la surface de ferrite en dessous de l'antenne inductive a également pour conséquence un champ magnétique généré beaucoup plus important, et comme précédemment l'essentiel de cette augmentation est obtenue quand les surfaces d'antenne et de ferrite sont proches. Les mêmes conclusions s'appliquent pour les effets de blindage et de concentration des champs électrique et magnétique lorsque l'on compare pour chaque cas les valeurs avec et sans ferrite. D'une manière générale, la présence d'une ferrite à proximité fait que le niveau de champ magnétique est plus fort au-dessus de l'antenne et diminué en dessous. Le champ électrique a un comportement légèrement différent dans le sens où il n'y a pas d'effets de blindage et qu'il est plus fort au-dessus et en dessous de l'antenne.

Une épaisseur de ferrite plus importante n'a elle que très peu d'impact sur le facteur de qualité de l'antenne inductive. On observe un seuil à partir d'une épaisseur de 0.5 mm où les effets n'augmentent que très peu au-delà. On peut en déduire une influence sur l'inductance uniquement et qu'il n'y a pas besoin d'avoir des ferrites d'épaisseur trop importante. Ces conclusions se retrouvent également sur la distribution du champ magnétique. En ce qui concerne les effets de blindage et de concentration des champs électromagnétiques, on observe qu'une épaisseur de 1 mm est suffisante pour avoir de bonnes performances en termes d'atténuation et de concentration des champs électrique et magnétique. On rejoint donc les conclusions précédentes où l'on voit qu'il n'est pas nécessaire d'avoir des ferrites d'épaisseurs très élevées pour obtenir des performances honorables.

La distance entre la ferrite et l'antenne inductive semble quant à elle avoir un impact sérieux sur le facteur de qualité, en particulier lorsque la fréquence d'application augmente. Logiquement, l'inductance de l'antenne inductive va diminuer lorsque la ferrite s'éloigne. Et cette baisse d'inductance sera d'autant plus préjudiciable à fortes fréquences car la résistance série parasite de l'antenne aura tendance à augmenter. La partie réactive compensant beaucoup moins l'évolution des pertes de l'antenne, le facteur de qualité sera donc beaucoup plus sensible à la position de la ferrite et diminuera ainsi lorsqu'elle s'éloigne. On retrouve ces conclusions sur la distribution du champ magnétique, qui verra son intensité diminuer fortement lorsque la ferrite s'éloigne de l'antenne inductive. Il en sera de même pour l'effet de concentration des champs électrique et magnétique, qui seront plus faibles lorsque la ferrite s'éloigne quand on les compare au cas de l'antenne sans ferrite.

En ce qui concerne la perméabilité magnétique de la ferrite, on peut observer qu'il n'est pas nécessaire d'avoir de fortes valeurs pour obtenir un facteur de qualité de l'antenne correct. On observe également que la perméabilité aura davantage d'influence à hautes fréquences, avec un impact sur l'inductance de l'antenne uniquement. Comme précédemment, le fait d'avoir des résistances séries élevées à hautes fréquences nécessite un fort comportement réactif de l'antenne inductive, autrement dit une inductance importante. Ces conclusions sont également valables pour la distribution du champ magnétique au-dessus de l'antenne inductive. On voit par exemple que l'essentiel de l'augmentation de l'intensité du champ en fonction de la variation de perméabilité magnétique se fait jusqu'à  $\mu_r$  proche de 100. Les effets de blindage et d'augmentation des champs électromagnétiques sont également sensibles à une perméabilité magnétique élevée. Une perméabilité magnétique relative de l'ordre de 100 est suffisante pour avoir une

augmentation et une atténuation du champ magnétique respectivement au-dessus et en dessous de l'antenne honorables. Le champ électrique n'est quant à lui pas atténué lorsque la perméabilité magnétique augmente.

Enfin, l'angle de perte a une influence particulière sur le facteur de qualité de l'antenne dans le sens où il sera préjudiciable uniquement pour des fortes fréquences. En effet, il n'a d'effets que sur la partie résistive de l'antenne inductive et donc ses pertes. Ces pertes augmentant fortement avec la fréquence d'utilisation du fait de comportements parasites tels que les effets de peau ou de proximités, un angle de perte élevé aura donc beaucoup plus d'influence sur une grande résistance série. C'est pourquoi l'on voit que son impact est beaucoup moins présent à faibles fréquences. Il est cependant nécessaire qu'il soit le plus faible possible. Comme attendu, il n'a aucun effet sur la distribution du champ magnétique ainsi que sur les effets d'atténuation et d'augmentation des champs électromagnétiques. Ceci car il n'a d'effet que sur le comportement résistif de l'antenne inductive et non sur son comportement réactif, ce dernier étant à l'origine de l'émission des champs électrique et magnétique.

D'une manière générale, on peut dire que la première particularité d'une ferrite est l'habilité à concentrer les lignes de champ magnétique. En plaçant une plaque de ferrite sur la partie inférieure d'une antenne inductive, elle va avoir un effet réfléchissant sur le champ magnétique émis par l'antenne. Celui-ci va donc se retrouver réfléchi vers la partie supérieure de l'antenne. On aura donc un champ magnétique amplifié, effet qui n'est pas négligeable pour une antenne que l'on va utiliser dans un système de transfert d'énergie inductif où le champ magnétique sert de vecteur au transfert de puissance.

Le champ magnétique émis sur la partie inférieure de la bobine étant d'une certaine manière réfléchi, on observe une forte atténuation de celui-ci derrière la plaque de ferrite et l'on observera un effet de blindage électromagnétique. Cette propriété est très intéressante pour deux raisons :

- entre deux antennes inductives utilisées en tant qu'antennes émettrice et réceptrice dans un système de transfert d'énergie inductif, le fait d'avoir des plaques de ferrites derrière chaque antenne permettra de confiner le champ magnétique entre elles. Ceci maximisera donc les flux magnétiques émis et reçus et aura donc un impact sur la quantité de puissance potentiellement transmise.
- le fait d'avoir un blindage électromagnétique sur la partie inférieure de l'antenne inductive permet d'avoir une très forte limitation du rayonnement envers l'environnement extérieur (par exemple l'électronique du système ou bien l'utilisateur). De plus, une limitation du rayonnement électrique et magnétique permet de réduire les courants induits dans les parties métalliques du système et à la fois de diminuer l'exposition des composants électroniques tout en respectant les normes de compatibilités électromagnétiques.

## *Références bibliographiques :*

---

- [28] Claude Chevassu, « Electromagnétisme pour l'électrotechnique », cours, 2006
- [29] Yann Cressault, « Magnétisme pour l'électrotechnique », cours
- [30] Mohamed Sehil, « Mise en œuvre de bobines dédiées aux liens inductifs nécessaires aux dispositifs médicaux implantables », Thèse de Master recherche, Université de Montréal, 2006
- [31] NXP Application Note, « Coils used for wireless charging », Document number AN4866, 2014
- [32] Jacob Babcock, Nucurrent, « Consumer-focused coil design: durability, integratability and future-proof-ability », 2015
- [33] Karl Schupp AG, « Fils et câbles de Litz haute fréquence », [www.schupp.ch](http://www.schupp.ch)
- [34] Charles R. Sullivan, Richard Y. Zhang, « Simplified design method for Litz wire », APEC, p. 2667-2674, Mars 2014
- [35] Frederick E. Terman, « Radio engineers' handbook », 1943
- [36] I. Lope, C. Carretero, J. Acero, R. Alonso J. M. Burdio, « Frequency-Dependent Resistance of Planar Coils in Printed Circuit Board With Litz Structure », IEEE transactions on Magnetics, Vol:50 Issue: 12, 2014
- [37] Sagami Elec Co., Ltd., « Tips for coil users »
- [38] Philippe Artillan, « Conception, modélisation et réalisation de composants inductifs intégrés pour alimentations de faible puissance et microsystèmes », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2008
- [39] F.W Grover, « Inductance Calculations », Dover Publications, INC, Mineola, New York, 1946
- [40] Microchip Application Note, « Antenna circuit design for RFID applications », Document number AN710, 2003
- [41] M. T. Thompson, « Inductance calculation techniques --- Part II: Approximations and handbook methods », Power control and intelligent motion, 1999
- [42] Wheeler, H.A. « Simple Inductance Formulas for Radio Coils », proceedings of the IRE, vol. 16, Issue 10, 1928 Page(s):1398 – 1400
- [43] S. S. Mohan, M.D.M Hershenson, S.P. Boyd, T.H. Lee, « Simple accurate expressions for planar Spiral Inductances », IEEE journal of solid-state circuits, Vol. 34, N°10, 1999



- [44] X. Liu, S.Y.R. Hui, "Equivalent Circuit Modeling of a Multilayer Planar Winding Array Structure for Use in a Universal Contactless Battery Charging Platform", IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 22, N°1, 2007
- [45] J. Kim, Y-J. Park, "Approximate closed-form formula for calculating ohmic resistance in coils of parallel round wires with unequal pitches", IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, N°6, 2015
- [46] A. Massarini, M. K. Kazimierczuk, "Self-capacitance of inductors", IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 12, N° 4, 1997
- [47] J. V. Ahuir, "Going wireless with magnetic shielding", Würth Elektronik Application Note, 2013
- [48] E.C. Snelling, Soft Ferrites: Properties and Applications, First edition, Iliffe Books, London, England, 1969, pp. 38–171
- [49] S.C. Tang, S.Y.R. Hui, H.S.H. Chung, "Evaluation of the shielding effects on printed-circuit-board transformers using ferrite plates and copper sheets", IEEE transactions on Power Electronics, p. 1080–1088, 2002
- [50] W. Ding, X. Wang, "Magnetically coupled resonant using Mn-Zn ferrite for wireless power transfer", 15<sup>th</sup> international conference on electronic packaging technology, p. 1561-1564, 2014
- [51] P. P. Silvester and R. L. Ferrari, "Finite Elements For Electrical Engineers," Cambridge university press, 1990.
- [52] J. Ben Hadj Slama, « MODELISATION DU RAYONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DES CIRCUITS D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE. APPLICATION A UN HACHEUR », Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, 1997
- [53] P. A. Tirkas, C. A. Balanis, M. P. Purchine, "Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetic Radiation, Interference, and Interaction with Complex Structures" IEEE transactions on Electromagnetics, Vol. 35, N° 2, p. 192-203, 1993.
- [54] H. Nakano, S. R. Kerner, N. G. Alexopoulos, "The Moment Method Solution for Printed Wire Antennas of Arbitrary Configuration," IEEE transactions on Antennas Propagation, Vol. 36, N°. 12, pp. 1667-1674, 1988
- [55] R. F. Harrington, "Field Computation by Moment Method", Kriger, 1968
- [56] CRC Press, "The RF and microwave handbook", 2001
- [57] FEKO, "Introducing the hybrid Method of Moments/Finite Element Method (MoM/FEM)", Quarterly 2005
- [58] FEKO, "Modelling of Dielectric Materials in FEKO", Quarterly 2005

- [59] S. Ishihara, T. Onishi, A. Hirata, “Magnetic field measurement near wireless power transfer systems”, General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI, pp. 1-2
- [60] Y. Su, X. Liu, C. K. Lee, S. Y. R. Hui, « On the relationship of quality factor and hollow winding structure of coreless printed spiral winding (CPSW) inductor », IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 27, N°6, 2012
- [61] S. Wielandt, N. Stevens, “Influence of magnetic design choices on the quality factor of off-the-shelf wireless power transmitter and receiver coils”, Wireless power transfer conference, Perugia, pp. 151-154, 2013

# III. Étude du couplage magnétique et des systèmes de transmission d'énergie inductifs

III.1 Étude du transfert d'énergie inductif antenne-antenne.....	87
III.1.1 Étude du couplage magnétique inductif .....	87
III.1.1.1 Généralités.....	88
III.1.1.2 Caractérisation et modélisation électromagnétique du couplage inductif .....	95
III.1.1.3. Analyse paramétrique du couplage magnétique inductif.....	101
III.1.1.3 Analyse de l'impact de la ferrite sur le couplage magnétique inductif .....	106
III.1.2 Efficacité de liaison antenne à antenne.....	110
III.1.2.1 Généralités.....	110
III.1.2.2 Étude de l'efficacité de liaison sur trois topologies d'antennes .....	112
III.2 Étude du transfert d'énergie inductif.....	119
III.2.1 Études d'un système de couplage par induction.....	120
III.2.1.1 Notions d'efficacité énergétique et bilan de puissances .....	121
III.2.1.2 Notions d'impédance réfléchie.....	125
III.2.1.3 Modélisation circuit et méthode de mesure .....	129
III.2.1.4 Validation de la méthode de simulation à travers la mesure d'un système couplé .....	131
III.2.2 Études d'un système de transfert d'énergie inductif complet.....	134
III.2.2.1 Généralités.....	134
III.2.2.2 Transfert d'énergie suivant les différents standards de chargement inductif .....	135
III.2.2.3 Les différentes classes d'amplificateurs de puissance.....	138
III.2.2.4 Les amplificateurs employés dans un système de transfert d'énergie inductif.....	147
III.2.2.5 Amplificateurs de puissance classe D compatible WPC .....	149
III.2.2.6 Exemples d'études et de modélisations dans un but d'optimisation .....	155
III.3 Conclusions sur le transfert d'énergie inductif.....	160

### III.1 Étude du transfert d'énergie inductif antenne-antenne

Dans le second chapitre, nous avons eu l'occasion d'étudier le comportement de bobines utilisées en tant qu'antennes inductives dans un système de transfert d'énergie. À l'aide d'une modélisation validée par des résultats expérimentaux sur prototypes et à travers d'intenses simulations électromagnétiques, nous avons pu mettre en exergue l'impact de chacun des paramètres géométriques d'une antenne inductive sur son comportement électrique et magnétique. De plus, l'influence d'un matériau ferromagnétique a été étudiée car ces matériaux sont de plus en plus présents et quasi indispensables dans les systèmes de transfert d'énergie inductifs actuels.

Mais ces antennes inductives sont avant tout destinées à être mises en relations les unes avec les autres afin de réaliser un transfert d'énergie par induction magnétique. Étant donné que les antennes inductives appartiennent à la catégorie des bobines d'un point de vue comportement électrique, une inductance mutuelle va apparaître lorsqu'elles sont à proximité les unes des autres. Utilisées dans des systèmes d'émission et de réception, les antennes inductives vont se coupler ensemble afin de réaliser un couplage magnétique. Ce couplage magnétique est essentiel car il représente la quantité de flux magnétique reçue par l'antenne réceptrice par rapport à celui émis par l'antenne émettrice.

C'est pourquoi nous allons étudier ici de manière précise les phénomènes physiques qui permettent à deux antennes inductives d'échanger un flux magnétique et donc à une énergie d'être transférée d'une antenne à une autre. Dans un premier temps, nous allons considérer le couplage magnétique entre deux antennes inductives. Après des rappels théoriques sur l'origine de l'inductance mutuelle qui se crée entre deux antennes inductives, nous allons étudier comment se fait un couplage magnétique et comment le quantifier. À travers une campagne de simulations électromagnétiques, nous allons voir l'impact que peuvent avoir les différents paramètres de chacune des antennes inductives sur la qualité du couplage magnétique. L'influence de la ferrite sera également considérée. Nous étudierons aussi les différentes méthodes expérimentales qui permettent de mesurer ce couplage de manière précise.

Dans un second temps, nous allons étudier la quantité de puissance qu'il est possible de transférer entre antennes inductives à l'aide de la notion d'efficacité de liaison. Cette notion est complémentaire du facteur de couplage car elle va définir le rendement, ou efficacité énergétique, du système couplé. On en déduit donc qu'une efficacité élevée entraîne une quantité de puissance transférée plus importante. Cela se traduit par le fait que pour une quantité de puissance requise en sortie du système couplée, la puissance nécessaire à l'entrée sera d'autant plus faible que l'efficacité énergétique sera élevée. Or cette efficacité est étroitement liée au couplage magnétique en lui-même mais également aux paramètres d'antennes. Nous verrons qu'en connaissant les paramètres électriques des antennes inductives ainsi que le facteur de couplage, il sera possible d'estimer l'efficacité de liaison.

De la même manière que précédemment, les méthodes de modélisation numérique du système d'antennes couplées présentes dans ce chapitre seront validées à travers différentes méthodes de mesures. Le but étant de poursuivre dans la lignée du chapitre précédent et de développer des méthodologies de modélisation pouvant être intégrées dans des structures plus complexes sur des cas d'études pratiques.

#### III.1.1 Étude du couplage magnétique inductif

Comme expliqué précédemment, nous allons voir dans ce premier chapitre les notions de couplage magnétique inductif et, dans un deuxième temps, l'efficacité de liaison antenne à antenne.

Après des rappels théoriques et démonstrations des équations régissant les différents phénomènes physiques, nous allons développer un modèle de simulation du couplage magnétique à partir du précédent modèle d'antennes inductives. Une fois ces modèles validés par comparaison avec des résultats expérimentaux, nous allons étudier l'impact que peuvent avoir les différents paramètres constituant les antennes sur le couplage magnétique. Pour rappel, ce couplage magnétique représente le rapport entre la quantité de flux magnétique reçu et émis. La même méthodologie sera appliquée pour la deuxième partie de ce chapitre concernant l'efficacité de liaison entre antennes inductives. Cette efficacité représente quant à elle la quantité de puissance qu'il est possible de transférer en tenant compte des différents paramètres d'antennes. Comme précédemment, nous nous servirons de différentes modélisations et simulations électromagnétiques afin de quantifier plus précisément l'influence que peuvent avoir ces paramètres d'antennes.

### III.1.1.1 Généralités

#### a) Inductance mutuelle

Avant de considérer le cas de deux antennes inductives magnétiquement couplées, il est nécessaire d'établir les lois magnétiques d'une seule antenne. Comme indiqué précédemment, le comportement d'une antenne inductive peut être apparenté à celui d'une bobine. Lorsqu'un courant est injecté dans une bobine, ceci va avoir pour conséquence la création d'un vecteur excitation magnétique  $H$  et d'un vecteur induction magnétique  $B$ . À cette induction magnétique  $B$  est associée la notion de flux d'induction magnétique  $\phi_s$  selon la formule suivante :

$$\phi_s = \iint_S \vec{B} d\vec{S} \quad \text{Eq. III.1}$$

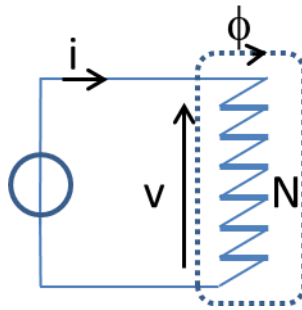


Figure III.1. Schéma d'une bobine de  $N$  spires parcourue par un courant

Sur la Figure III.1 est représentée une bobine simple constituée d'un nombre de spires  $N$ , parcourue par un courant  $I$ . La relation d'Hopkinson permet de relier le flux propre  $\phi$  d'une bobine selon la formule suivante :

$$NI = \mathfrak{R} \phi \quad \text{Eq. III.2}$$

avec  $\mathfrak{R}$  la reluctance de la bobine qui d'un point de vue physique définit son aptitude à s'opposer à la pénétration de la bobine par un champ magnétique (analogie à la résistance d'un point de vue électrique).

Sachant que l'inductance  $L$  d'une bobine est définie selon le nombre de tour  $N$  et sa reluctance selon la formule Eq. III.3 :

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad \text{Eq. III.3}$$

On en déduit que :

$$NI = \frac{N^2}{L} \phi \quad \text{Eq. III.4}$$

Et que :

$$N\phi = LI \quad \text{Eq. III.5}$$

On rappelle la loi de Lenz qui relie la tension  $v(t)$  qui parcourt une bobine par rapport au flux généré par le courant :

$$v(t) = N \frac{d\phi(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Eq. III.6}$$

On a donc défini les principales relations liant l'inductance d'une bobine et le courant au flux magnétique [62]. Si on s'intéresse à présent au cas de deux bobines placées à proximité l'une de l'autre, leurs lignes de champ magnétique vont se croiser et ainsi donner naissance à un couplage magnétique tel que montré par la Figure III.2.

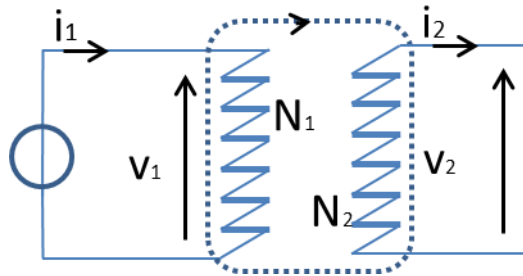


Figure III.2. Schéma de deux bobines couplées

Ce couplage magnétique est dit « total » lorsque la totalité des lignes de champs traversant une première bobine traversent également la deuxième et vice versa. Ce couplage magnétique est donc à l'origine d'une inductance mutuelle  $M$  entre les deux bobines [63]. Similairement au cas de la bobine seule et où l'inductance est définie selon le courant et le flux qui la parcourent, cette mutuelle inductance est définie comme le rapport entre le flux partiel  $\Psi_{21}$  enfermé par une bobine et le courant de l'autre bobine selon la formule :

$$M_{21} = \frac{\Psi_{21}(I_1)}{I_1} \quad \text{Eq. III.7}$$

où  $M_{21}$  représente l'inductance mutuelle de la bobine 1 vers la bobine 2,  $\Psi_{21}$  est le flux partiel enfermé dans la bobine 2 et  $I_1$  la courant de la bobine 1. Selon le théorème de réciprocité, on sait que les mutuelles inductances entre les deux bobines sont égales d'où :

$$M_{21} = M_{12} \quad \text{Eq. III.8}$$

On en déduit donc :

$$\frac{\Psi_{21}(I_1)}{I_1} = \frac{\Psi_{12}(I_2)}{I_2} \quad \text{Eq. III.9}$$

Plusieurs études théoriques ont été faites sur les principes de calculs de l'inductance mutuelle entre deux bobines [64], selon les paramètres géométriques des bobines [65] ainsi que leurs positions dans l'espace [66]. En fonction de leur désaxement axial, radial ou bien de la position de l'une par rapport à l'autre, diverses formulations ont été énumérées et certaines très complètes car prenant en compte plusieurs cas d'études [67] [68].

L'équation de l'inductance mutuelle la plus connue est celle développée par Neumann et donnée par la relation suivante [69]:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_1 \oint_2 \frac{dl_1 dl_2}{r_{12}} \quad \text{Eq. III.10}$$

avec

- $\mu_0$  : perméabilité magnétique du vide,

- $dl_1$  et  $dl_2$  : respectivement les segments de deux enroulements 1 et 2 où une inductance mutuelle s'exerce,

- $r_{12}$  : distance entre les deux segments.

L'inductance mutuelle entre deux bobines circulaires coaxiales, présentant un rayon  $r_1$  pour l'une et un rayon  $r_2$  pour l'autre avec une distance  $d$  entre elles, peut être calculée suivant l'équation Eq. III.11 :

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_1 \int_2 \frac{\cos \varepsilon}{r} dl_1 dl_2 \quad \text{Eq. III.11}$$

avec

$$-r = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 + d^2 - 2r_1 r_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}$$

$$-\varepsilon = \varphi_1 - \varphi_2$$

$$-dl_1 = r_1 d\varphi_1$$

$$-dl_2 = r_2 d\varphi_2$$

On en déduit donc :

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{r_1 r_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sqrt{r_1^2 + r_2^2 + d^2 - 2r_1 r_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}} d\varphi_1 d\varphi_2 \quad \text{Eq. III.12}$$

Cette intégrale peut être également résolue sous la forme de l'équation Eq. III.13 [70]

$$M_{12} = -\mu_0 \sqrt{r_1 r_2} \left[ \left( k - \frac{2}{k} \right) K(k) + \frac{2}{k} E(k) \right] \quad \text{Eq. III.13}$$

avec :

$$-k = \frac{2\sqrt{r_1 r_2}}{\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + d^2}}$$

et K et E sont les intégrales elliptiques complètes de 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> espèce :

$$-K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi}} d\varphi$$

$$-E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} d\varphi$$

Comme on peut le voir, ces formules font appel à des notions mathématiques avancées et pas forcément en phase avec notre problème. En effet, dans le cas d'un système de transfert d'énergie inductif tel que considéré dans nos travaux, ce n'est pas tant la notion de mutuelle inductance entre les deux antennes inductives qui va être retrouvée le plus souvent mais plutôt celle précédente du facteur de couplage. La notion de facteur de couplage, intrinsèquement liée à celle d'inductance mutuelle entre deux antennes, va être détaillée ci-après. Pour ce faire, on va considérer tour à tour un couplage magnétique total et un couplage magnétique partiel.

#### b) Couplage magnétique

Comme nous l'avons vu, deux bobines à proximité voient leurs lignes de champs se croiser et vont donner lieu à un couplage magnétique. Si l'on reprend la définition précédente de la mutuelle inductance  $M$  dans le cas d'un couplage total, nous avons :

$$N_2 \phi = M i_1 \quad \text{Eq. III.14}$$

soit

$$M = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}} \quad \text{Eq. III.15}$$

Les inductances propres de chaque bobine étant :

$$L_1 = \frac{N_1 \phi}{i_1} = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad \text{Eq. III.16}$$

et

$$L_2 = \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}} \quad \text{Eq. III.17}$$

Il vient :



$$M = \sqrt{L_1 L_2} \quad \text{Eq. III.18}$$

On voit donc que l'inductance mutuelle entre deux bobines est égale à la racine carrée du produit des inductances totales de chaque bobine. Deux bobines couplées présentant une inductance mutuelle  $M$  sont représentées sur la Figure III.3.

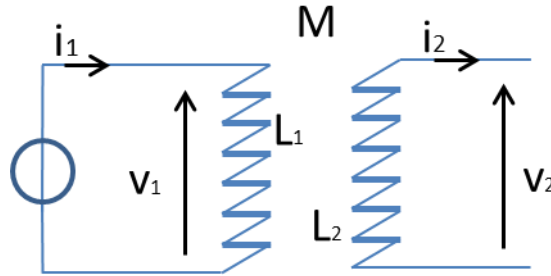


Figure III.3. Schéma de deux bobines couplées donnant naissance à une inductance mutuelle  $M$

Une bobine placée dans le champ magnétique créé par une autre bobine voit une tension  $v_2(t)$  à ses bornes induite par le flux magnétique [71]. Lorsque  $i_2(t) = 0$ , l'inductance mutuelle peut servir à calculer cette tension induite :

$$v_2(t) = N_2 \frac{d\phi(t)}{dt} = M \frac{di_1(t)}{dt} \quad \text{Eq. III.19}$$

Or, selon la loi de Lenz

$$v_1(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \quad \text{Eq. III.20}$$

Ce qui entraîne :

$$v_2(t) = M \frac{v_1(t)}{L_1} = \frac{N_2}{N_1} v_1(t) \quad \text{Eq. III.21}$$

Nous avons donc la définition du rapport de transformation, correspondant à un échange de flux sans pertes, et donc à un couplage total, tel que :

$$m = \frac{v_2(t)}{v_1(t)} = \frac{M}{L_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad \text{Eq. III.22}$$

Cette notion de rapport de transformation s'applique en particulier pour les transformateurs électriques où deux bobines, généralement appelées enroulements primaire et secondaire, sont très fortement couplées.

Mais un couplage magnétique total est impossible à atteindre en réalité, il existera toujours des lignes de champ magnétique qui ne se reboucleront pas. En cas de couplage partiel des bobines entre elles, il existe un flux « mutuel »  $\phi$  entre les bobines et un flux non partagé dit de « fuite »  $\phi_f$  propre à chacune de ces bobines. Le phénomène physique est schématisé sur la Figure III.4.

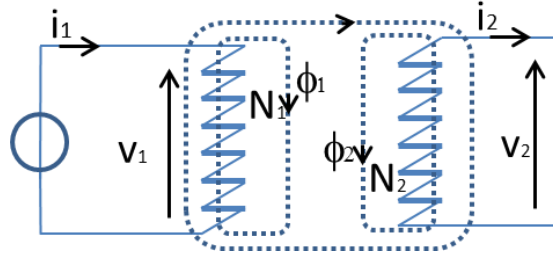


Figure III.4. Schéma de deux bobines couplées ayant un flux mutuel  $\phi$

Ce flux mutuel sera amputé des pertes dues aux flux de fuites, contrairement à un couplage total où le flux mutuel correspondra à la valeur maximum du flux magnétique atteignable. Si l'on revient à la définition de l'inductance, on a :

$$N_2\phi = M i_1 = k M_{max} i_1 \quad \text{Eq. III.23}$$

avec le produit  $k.M_{max}$  correspondant à l'inductance mutuelle maximum que les bobines couplées peuvent atteindre lors d'un couplage magnétique total pondéré par un facteur  $k$ . Ce facteur  $k$ , compris entre 0 et 1, est appelé le coefficient de couplage magnétique. On a vu précédemment que :

$$M_{max} = \sqrt{L_1 L_2} \quad \text{Eq. III.24}$$

On en déduit donc la définition du facteur de couplage magnétique suivante :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \text{Eq. III.25}$$

On a vu précédemment que dans le cadre d'un couplage partiel entre deux bobines, la séparation des flux peut se diviser en un flux mutuel et un flux de fuite propre à chaque bobine. La présence de ces flux de fuite revient donc à la présence de deux inductances de fuite,  $L_{f1}$  et  $L_{f2}$ , avec une inductance mutuelle  $L_{m1} = L_{m2}$ . Si l'on s'intéresse maintenant à la tension aux bornes de la partie primaire des deux bobines couplées:

$$v_1(t) = N_1 \frac{d(\phi(t) + \phi_{f1}(t))}{dt} = N_1 \frac{d\phi(t)}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{f1}(t)}{dt} = L_{m1} \frac{di_1(t)}{dt} + L_{f1} \frac{di_1(t)}{dt} \quad \text{Eq. III.26}$$

La conservation des flux impose les relations suivantes :

$$L_1 = L_{m1} + L_{f1} \quad \text{Eq. III.27}$$

$$L_2 = L_{m2} + L_{f2} \quad \text{Eq. III.28}$$

avec un rapport de transformation égal à :

$$m = \frac{M}{L_{m1}} \quad \text{Eq. III.29}$$

La Figure III.5 fait l'analogie avec une représentation du transformateur électrique où sont représentées au primaire l'inductance de fuite  $L_{f1}$  et l'inductance mutuelle  $L_{m1}$ . Reliée au primaire par le rapport de transformation, l'inductance de fuite  $L_{f2}$  au secondaire est ici considérée en circuit ouvert.

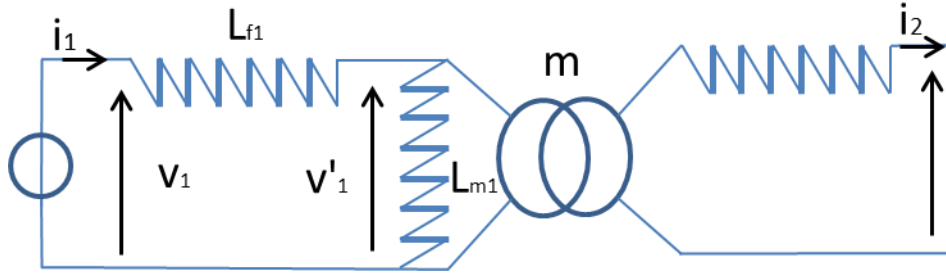


Figure III.5. Représentation de deux bobines couplées à partir du schéma du transformateur électrique

La tension au secondaire peut s'écrire sous la forme :

$$v_2(t) = m v_1'(t) \quad \text{Eq. III.30}$$

avec  $v_1'(t)$  issue de la division de tension exprimée par :

$$v_1'(t) = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{f1}} \cdot v_1(t)$$

Il vient donc les relations suivantes :

$$v_2(t) = m \cdot \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{f1}} \cdot v_1(t) = \frac{M}{L_{m1} + L_{f1}} \cdot v_1(t) = \frac{k \sqrt{L_1 L_2}}{L_1} \cdot v_1(t) \quad \text{Eq. III.31}$$

En reformulant l'équation précédente dans le but d'extraire le facteur de couplage  $k$ , on obtient :

$$k = \frac{v_2(t)}{v_1(t)} \frac{L_1}{\sqrt{L_1 * L_2}} \quad \text{Eq. III.32}$$

Ce qui nous donne la relation finale suivante :

$$k = \frac{v_2(t)}{v_1(t)} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad \text{Eq. III.33}$$

Deux bobines magnétiquement couplées par un facteur de couplage  $k$  peuvent donc se représenter par le schéma équivalent défini sur la Figure III.6.

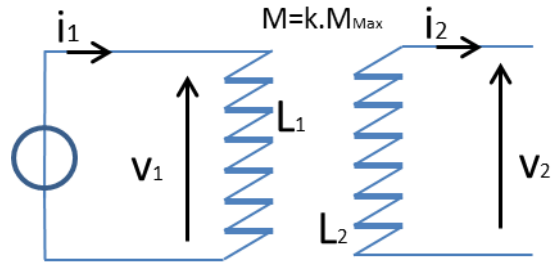


Figure III.6. Schéma de deux bobines couplées ayant une inductance mutuelle conditionnée par un facteur  $k$

On constate que le facteur de couplage sera donc fonction des valeurs d'inductance totale mesurées aux bornes de chacune des bobines ainsi que des tensions d'excitation et induite respectivement aux bornes des bobines émettrice et réceptrice. C'est donc une grandeur plus aisée à calculer et à mesurer que l'inductance mutuelle mais c'est aussi une grandeur beaucoup plus explicite pour quantifier la qualité d'un couplage magnétique entre deux antennes inductives.

### III.1.1.2 Caractérisation et modélisation électromagnétique du couplage inductif

Nous avons vu précédemment les définitions du couplage magnétique qui unit deux bobines couplées. On voit que le facteur de couplage qui en découle est une image directe de la qualité de ce couplage et donc des performances du système de transfert d'énergie au niveau des antennes inductives.

Il est donc essentiel lors du design des antennes inductives d'avoir la possibilité d'étudier ce couplage magnétique. D'où le besoin d'avoir une modélisation précise du transfert d'énergie entre antennes, et donc du facteur de couplage en particulier. Pour ce faire, nous allons comparer la méthode de modélisation électromagnétique présentée dans le précédent chapitre par rapport à deux méthodes de mesure différentes du facteur de couplage entre deux antennes. En effet, nous avons la possibilité de mesurer le facteur de couplage de deux manières différentes en utilisant soit un analyseur de réseaux vectoriel (ARV) soit l'association d'un oscilloscope avec un analyseur d'impédance.

#### a) Procédure de caractérisation du facteur de couplage

Comme indiqué précédemment, on peut mesurer le facteur de couplage entre deux antennes inductives de deux manières différentes : en utilisant un analyseur d'impédance et un oscilloscope (méthode n°1) ainsi qu'en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (méthode n°2).

La méthode n°1 permet la résolution directe de l'équation définissant le facteur de couplage en fonction des inductances de chaque antenne et des tensions aux bornes de chacune d'entre elles (Eq. III.33). Dans un premier temps, les inductances de chacune des antennes sont mesurées à l'analyseur d'impédance. Comme nous l'avons décrit précédemment, cet instrument permet la mesure de l'impédance complexe des antennes en fonction de la fréquence. À noter que les antennes sont mesurées seules, sans aucune influence extérieure telle qu'une autre antenne ou bien tout élément susceptible d'impacter leur comportement.

Une fois que les inductances de chacune des antennes d'émission et de réception sont connues, on peut les mettre en condition de couplage et appliquer une tension sinusoïdale aux bornes de l'antenne d'émission à l'aide d'un générateur de fonction arbitraire. En fonction de la distance ou du décalage entre les antennes inductives, une tension plus ou moins grande va être induite aux bornes de l'antenne

réceptrice. C'est à ce moment-là que l'oscilloscope via l'utilisation d'une sonde de tension précise (de préférence différentielle afin d'augmenter la précision) va permettre de mesurer à la fois la tension aux bornes de l'antenne émettrice et la tension induite aux bornes de l'antenne réceptrice (la bobine réceptrice étant connectée à une sonde de tension, sa terminaison est considérée comme un circuit ouvert du fait de l'impédance très élevée d'une sonde de tension). En fonction des conditions de couplage, on connaît donc les tensions d'émission et de réception en plus des inductances de chacune des antennes mesurées précédemment. Ce qui permet donc de résoudre l'équation du facteur de couplage précédemment citée.

La méthode n°2 permet quant à elle de mesurer le facteur de couplage entre deux antennes inductives par la résolution directe de la matrice impédance [72]. Comme indiqué précédemment, deux antennes inductives magnétiquement couplées peuvent se représenter de la manière suivante :

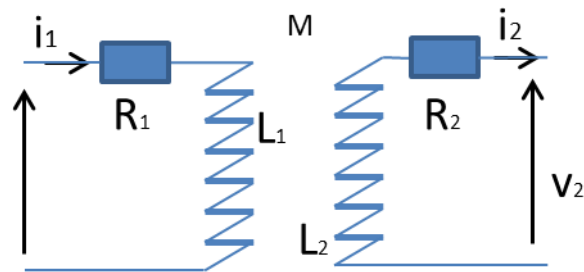


Figure III.7. Deux bobines couplées avec leurs inductances et résistances séries respectives

avec

$L_1$  et  $L_2$  : inductance des antennes d'émission et de réception

$R_1$  et  $R_2$  : résistances séries parasites des antennes d'émission et de réception

$M$  : inductance mutuelle entre les antennes d'émission et de réception

En découle le schéma équivalent de la Figure III.8 représentant les deux antennes inductives ainsi que la mutuelle inductance selon une équivalence dite en « T » :

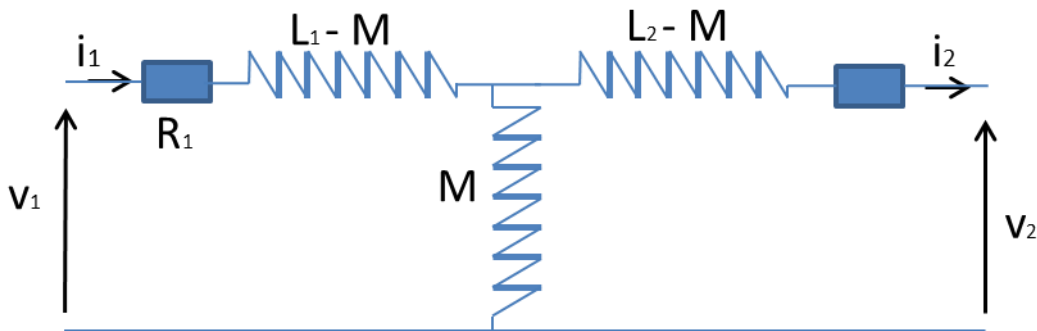


Figure III.8. Schéma équivalent de l'inductance mutuelle entre deux bobines couplées selon une architecture en "T"

Les deux antennes inductives couplées réalisent un quadripôle ayant une certaine fonction de transfert en fonction des tensions et des courants à ses bornes. Si nous raisonnons à partir de la matrice impédance du circuit, celle-ci est égale à :

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z11 & Z12 \\ Z21 & Z22 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III.34}$$

Par identification avec les éléments du quadripôle et en les représentant sous forme complexe, on obtient la matrice impédance Z suivante :

$$Z = \begin{bmatrix} R1 + j\omega(L1) & -j\omega M \\ -j\omega M & R2 + j\omega(L2) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III.35}$$

On peut donc voir que la matrice impédance contient les informations concernant l'inductance de chacune des antennes mais également leur inductance mutuelle. Et nous avons vu précédemment que l'on peut calculer le facteur de couplage de deux antennes inductives si l'on connaît leurs inductances respectives ainsi que l'inductance mutuelle créée entre elles.

Un analyseur de réseau vectoriel permet d'avoir une mesure directe des paramètres S d'un quadripôle (de l'anglais *Scattering parameters*, signifiant littéralement paramètres de dispersion). Ces paramètres S sont constitués des coefficients de réflexion en entrée ( $S_{11}$ ) et en sortie ( $S_{22}$ ) ainsi que des coefficients de transmission direct ( $S_{21}$ ) et inverse ( $S_{12}$ ). Ces paramètres vont refléter le comportement du quadripôle en fonction de la fréquence et sont généralement utilisés pour la caractérisation d'antennes ou bien de circuits électroniques à des fréquences très élevées (supérieures à 100MHz). Le but ici est d'utiliser un ARV pour mesurer les paramètres S d'un système d'antennes inductives couplées. En effet, il est possible de convertir une matrice de paramètres S en une matrice de paramètres Z à travers la formule Eq. III.36 : [73].

$$[Z_{ij}] = \{[I] - [S_{ij}]\}^1 \cdot \{[I] + [S_{ij}]\} \quad \text{Eq. III.36}$$

où [I] est la matrice identité et i,j le nombre d'éléments considérés (dans notre cas, il s'agit de deux éléments car nous avons seulement deux antennes inductives couplées).

Après résolution des opérations matricielles, on obtient les différentes valeurs de la matrice impédance en fonction des paramètres S :

$$Z_{11} = Z_0 \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{d} \quad \text{Eq. III.37}$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{(1 + S_{22}) \cdot (1 - S_{11}) + S_{12}S_{21}}{d} \quad \text{Eq. III.38}$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{2S_{12}}{d} \quad \text{Eq. III.39}$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{2S_{21}}{d} \quad \text{Eq. III.40}$$

avec

$$d = (1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}$$

et  $Z_0$  définit comment l'impédance caractéristique de la ligne de mesure, d'une valeur classique de  $50\Omega$ .

Une fois les analogies entre paramètres S et Z connues puis mises sous forme complexe, on peut donc en déduire que les parties réelles de  $Z_{11}$  et  $Z_{22}$  correspondent aux résistances séries parasites des deux antennes inductives couplées tandis que les parties imaginaires correspondent aux valeurs d'inductances. Les paramètres  $Z_{12}$  et  $Z_{21}$ , qui sont en théorie égaux et purement imaginaires, correspondent quant à eux à la valeur de l'inductance mutuelle créée entre les deux antennes inductives couplées.

#### b) Modélisation électromagnétique du facteur de couplage

Après avoir étudié les deux méthodes de mesure d'un facteur de couplage entre deux antennes inductives, nous allons nous intéresser à présent à la caractérisation de celui-ci d'un point de vue simulation électromagnétique. Afin de mener à bien notre campagne d'étude et d'optimisation du facteur de couplage entre deux antennes inductives couplées, il est donc nécessaire que le modèle de simulation employé soit fiable et que les résultats renvoyés aient une bonne corrélation avec les moyens de mesures expérimentaux. Cette méthode de modélisation sera la même que celle employée pour l'antenne inductive seule, à savoir la méthode des Moments (MoM) proposée par le logiciel FEKO couplée à la méthode d'équivalence des volumes (VEP) quand il sera nécessaire de modéliser des structures non conductrices de type diélectriques ou magnétiques. Le facteur de couplage entre deux antennes inductives sera déterminé avec le même esprit que la méthode n°1. Les antennes seront simulées seules dans un premier temps afin de calculer leur inductance et ensembles dans un deuxième temps afin d'extraire les tensions associées au système couplé, permettant ainsi de résoudre l'équation du facteur de couplage Eq. III.33. Nous avons donc une méthode de modélisation en deux temps.

#### c) Validation expérimentale de la méthode de simulation

Nous allons considérer la structure d'antenne précédemment utilisée au chapitre 2 (là encore pour la validation des résultats de simulation par l'expérimentation) mais constituée cette fois-ci de 10 spires. Pour rappel, les paramètres de cette antenne sont  $D_{\text{Int}} = 21\text{mm}$ ,  $D_{\text{Ext}} = 42\text{mm}$ ,  $l = 0.85\text{mm}$ ,  $e = 0.2\text{mm}$  et  $th = 35\mu\text{m}$ . Deux structures utilisant cette topologie d'antenne vont être mises en situation de couplage centrées et alignées l'une par rapport à l'autre, à des distances de séparation de 2 et 10 mm selon l'axe  $Oz$ . Les modèles ci-dessous représentent les différentes conditions de l'expérimentation où les antennes sont écartées de  $d = 2\text{mm}$  et  $d = 10\text{mm}$  ainsi que dans des configurations avec et sans pièces de ferrite en dessous.

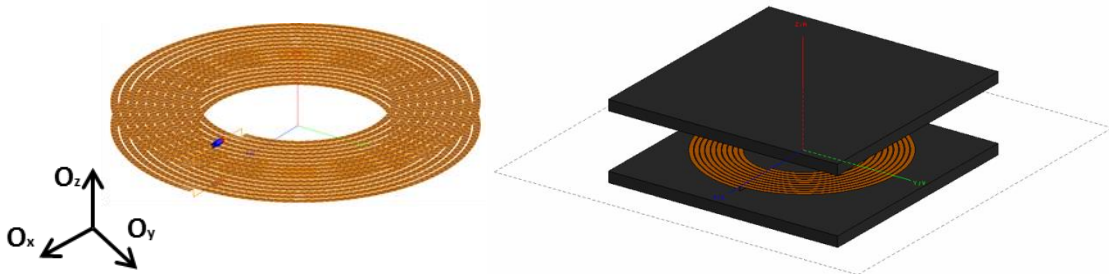


Figure III.9. Validation de la méthode de simulation: deux antennes couplées sans ferrite pour  $d = 2\text{mm}$  (gauche) et avec ferrite pour  $d = 10\text{mm}$  (droite)

Le support diélectrique ne sera pas pris en compte ici car il n'a aucune influence sur la modélisation du couplage magnétique entre deux antennes inductives pour des fréquences inférieures à 20 MHz. Ceci dans un but d'économiser les besoins en ressources calculatoires et ainsi diminuer les temps de calcul.

Les buts de cette manipulation sont multiples : une fois les antennes mises en place, l'évolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence va être évaluée par les deux méthodes de mesure et comparée aux résultats de simulation électromagnétique. On pourra donc observer la fiabilité de la mesure à travers deux méthodes différentes ainsi que la corrélation avec le modèle de simulation. Le fait de travailler à deux distances de séparation différentes permet d'avoir des valeurs de couplage multiples et ainsi tester le processus dans des conditions différentes. De plus, les tests seront faits avec la présence d'une pièce de ferrite placée derrière chacune des antennes d'émission et de réception. Le but est d'avoir une première vue de l'impact d'une ferrite sur le facteur de couplage ainsi que de vérifier la bonne corrélation entre les méthodes de mesures et la modélisation électromagnétique.

Ci-dessous est présentée l'évolution du facteur de couplage sur une plage de fréquence allant de 10 kHz à 10 MHz d'abord sans la présence de la ferrite.

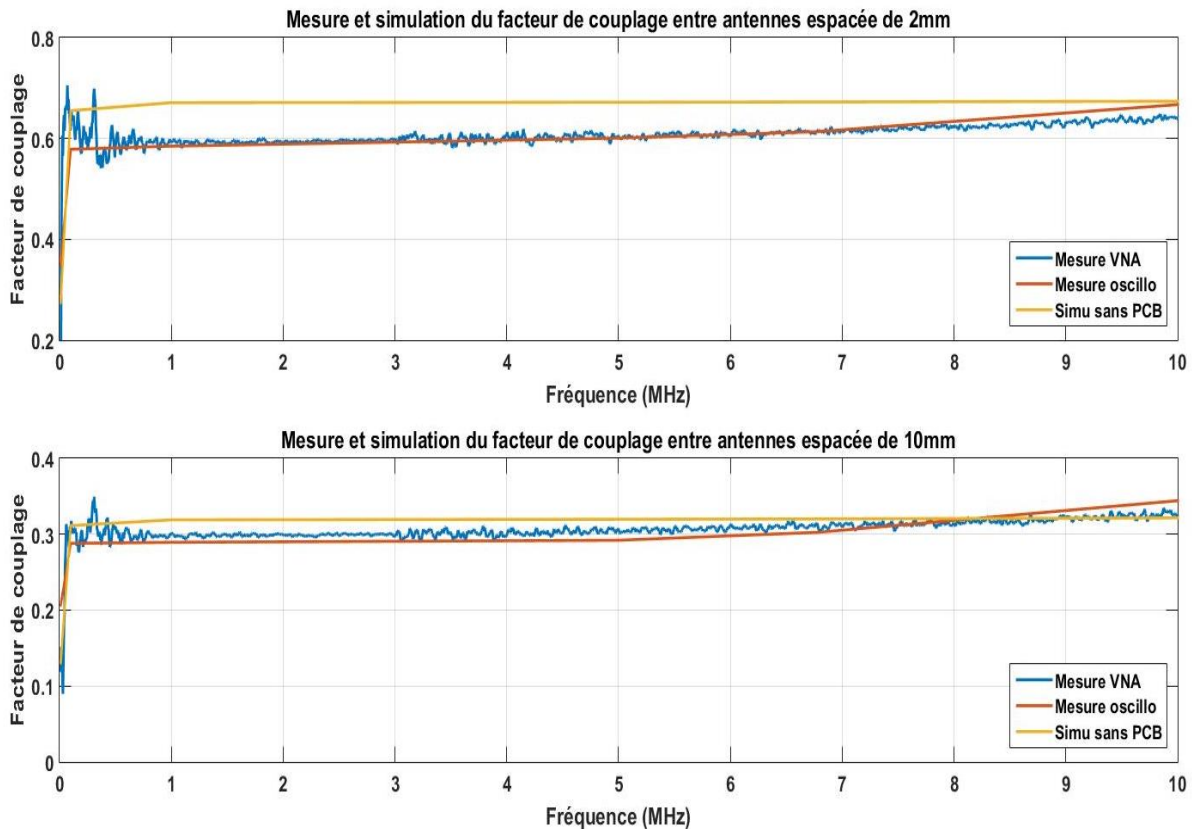


Figure III.10. Résultats de simulation et de mesure du facteur de couplage pour  $d = 2\text{mm}$  et  $d = 10\text{mm}$  (sans ferrite)

Si l'on s'intéresse dans un premier temps aux deux méthodes de mesure du facteur de couplage, on peut constater que les différences entre les résultats renvoyés sont quasi nulles et ce dans les deux cas où les antennes sont espacées de 2 et 10mm. Ceci nous confirme donc que les manières de mesurer le facteur de couplage en résolvant l'équation fonction des inductances et tensions rapportées aux antennes ou bien par



le schéma équivalent de l'inductance mutuelle entre les deux antennes couplées sont correctes et renvoient les mêmes résultats.

Dans un deuxième temps on peut voir que le facteur de couplage obtenu par simulation est légèrement supérieur aux résultats obtenus par mesure, en particulier pour une distance faible entre les antennes. On notera également qu'il reste quasiment fixe au-delà d'une fréquence de 1 MHz alors que par mesure on observe une croissance continue jusqu'à 10 MHz. Ceci peut être dû soit à l'imprécision de mesure pour des fréquences élevées soit aux phénomènes parasites non pris en charge par simulation. On observe également une mesure bruitée avec la méthode n°2 jusqu'à 500 kHz, ceci est dû aux difficultés de l'analyseur de réseaux vectoriel à mesurer correctement les paramètres de dispersion pour des fréquences aussi basses. On voit donc ici les limites de cette méthode, réservée pour des fréquences supérieures à 500 kHz.

Enfin si on s'intéresse au phénomène physique dans un troisième temps, on peut voir qu'avec deux antennes d'émission et de réception identiques (vrai en modélisation et fonction de la reproductibilité de fabrication des antennes pour les résultats expérimentaux), il est possible d'atteindre des facteurs de couplage de 0.6 à 1 MHz par mesure (0.67 par simulation) pour des antennes séparées de 2 mm. En revanche lorsque cette séparation passe à 10 mm, le facteur de couplage à 1 MHz tombe à 0.29 en mesure (0.32 en simulation). La distance de séparation a donc un impact majeur sur la qualité du facteur de couplage entre deux antennes inductives.

À présent, on place une pièce de ferrite derrière chaque antenne inductive et on répète le même processus d'évaluation du facteur de couplage que précédemment. Les résultats sont présentés ci-dessous :

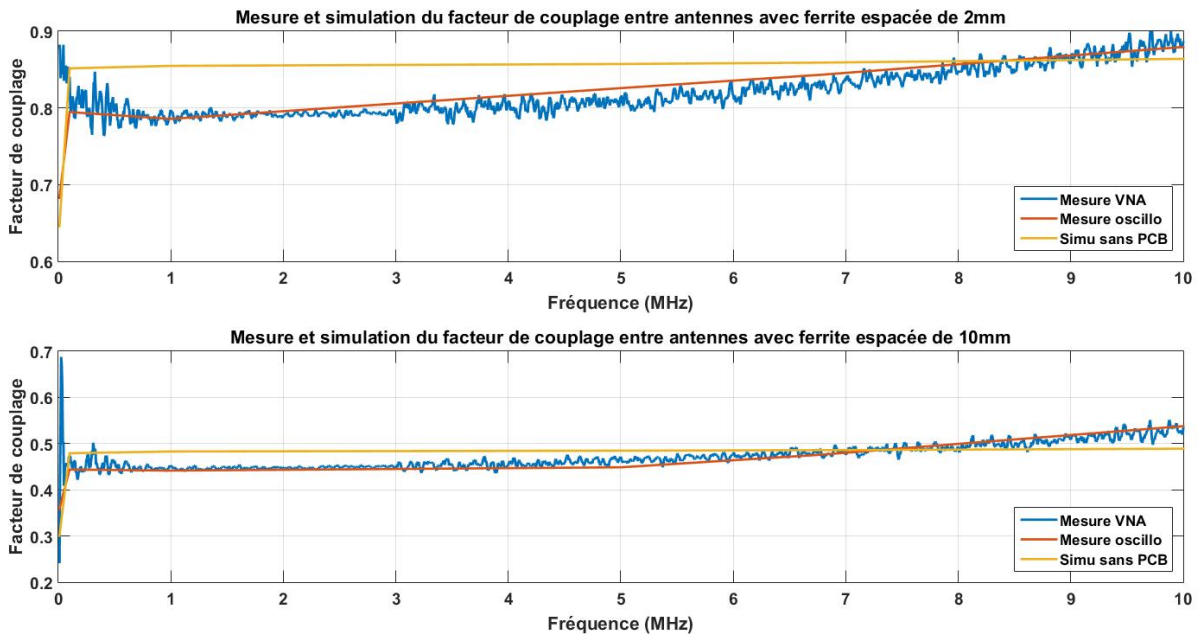


Figure III.111. Résultats de simulation et de mesure du facteur de couplage pour  $d = 2\text{mm}$  et  $d = 10\text{mm}$  (avec ferrite)

Premièrement, on observe que le fait d'avoir mis une pièce de ferrite derrière chaque antenne inductive a pour effet une nette augmentation de la qualité du facteur de couplage. En effet, il est de 0.79 en mesure à 1 MHz (0.85 en simulation) pour une séparation de 2mm entre les deux antennes. Si l'on considère cette

fois-ci une séparation de 10mm, on constate qu'il est de 0.44 en mesure à 1 MHz (0.48 en simulation). On peut donc constater que la ferrite vient bien concentrer les lignes de champs magnétiques et par la même occasion concentrer le flux magnétique échangé entre les deux antennes, ce qui a pour conséquence directe une augmentation du facteur de couplage de plus de 30% à 2 mm

Dans un second temps, on remarquera comme précédemment que le fait d'augmenter la fréquence de travail vient augmenter la qualité du facteur de couplage. Et que la corrélation entre les résultats expérimentaux et de simulation est plutôt bonne, si ce n'est que ces derniers ne suivent pas tout à fait la tendance du facteur de couplage à s'élever en fonction de la fréquence.

Cette étude préliminaire a donc permis de faire le lien entre deux méthodes de mesure du facteur de couplage et les résultats de simulation du modèle d'antennes inductives couplées. Elle a aussi mis en évidence l'impact de la distance entre les antennes ainsi que l'influence d'une pièce de ferrite sur la qualité du couplage magnétique. On a pu donc voir que la corrélation entre les résultats de simulations et expérimentaux est plutôt bonne et ce pour chaque cas de test considéré. Ce processus de modélisation d'antennes couplées sera donc appliqué par la suite afin d'étudier l'impact que peuvent avoir les paramètres de chacune des antennes sur la qualité du facteur de couplage. Ceci dans le but de proposer des méthodes d'optimisation et des règles de conception d'antennes inductives ayant un couplage magnétique maximisé.

#### *III.1.1.3. Analyse paramétrique du couplage magnétique inductif*

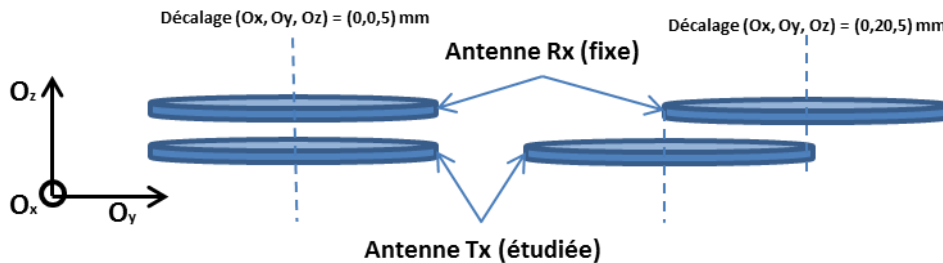
Nous avons vu précédemment que le couplage magnétique entre deux antennes inductives dépend des valeurs d'inductances de chacune des antennes, mais aussi des tensions aux bornes de chacune de celles-ci. Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, l'inductance d'une antenne inductive va être conditionnée par sa géométrie mais aussi par la présence ou non d'un matériau ferromagnétique. Et ce de diverses façons. Il en est de même pour le couplage magnétique, où il va être question cette fois-ci de l'habileté d'une antenne inductive à échanger un flux magnétique d'un point de vue émission comme réception. Nous allons voir dans ce sous-chapitre consacré au couplage magnétique la façon dont il va évoluer lorsque les paramètres géométriques des antennes inductives changent.

Faisant suite aux bons résultats obtenus sur la corrélation entre le modèle de simulation d'antennes inductives réalisées en technologie de circuit imprimé et les prototypes mesurés, cette évolution du couplage va être évaluée au travers d'une campagne de simulations électromagnétiques. Pour ce faire, nous allons utiliser les précédents modèles employés sur la caractérisation d'antennes inductives seules et l'évolution de leurs paramètres électriques et magnétiques en fonction de leur géométrie. A ces précédents modèles, nous allons ajouter une autre structure d'antenne qui fera office d'antenne de réception. Dans le but de mettre un cadre à cette étude, de limiter le champ d'action et ainsi conserver une certaine cohérence, nous allons supposer deux antennes d'émission et de réception de dimensions extérieures égales. C'est-à-dire qu'elles auront un diamètre extérieur de même valeur, et donc une taille égale. En théorie, c'est dans le cas où les antennes sont identiques que le couplage magnétique est maximisé. On peut donc en déduire qu'une antenne d'émission très grande aura un couplage faible avec une antenne de réception très petite et vice versa. Ces paramètres de taille sont fortement dépendants du cadre de l'application et ne sont, la plupart du temps, guère maîtrisés par un seul et unique concepteur (si l'on prend comme exemple un concepteur de chargeur inductif pour smartphones, qui ne va pas concevoir l'antenne de réception présente dans tous les différents types de smartphones disponibles sur le marché). Mais dans le cadre de cette étude scientifique, nous allons également considérer une antenne émettrice de

dimensions plus grandes que l'antenne réceptrice. Ceci afin de voir de manière précise qu'elle est l'influence des dimensions extérieures des antennes sur le facteur de couplage magnétique entre elles.

Les paramètres d'antennes qui vont être considérés seront donc le nombre de tours ainsi que la largeur des pistes de cuivre constituant les antennes. Comme précédemment, les autres paramètres géométriques des antennes d'émission seront fixés. Pour permettre la variation des paramètres cités précédemment, les diamètres intérieur et extérieur des antennes d'émission seront variés. On pourra ainsi observer l'influence que peut avoir le rapport  $D_{Int}/D_{Ext}$  sur le couplage magnétique ainsi que l'influence des dimensions d'antennes. Étant donné que cette étude sur le facteur de couplage va porter sur la variation des paramètres au niveau de l'antenne d'émission, une antenne de référence sera utilisée au niveau réception. Cette antenne, qui reprend le modèle développé pour la validation des résultats de simulation et présenté sur la Figure III.9 (sans la ferrite derrière), restera fixe tout le long de l'étude sur le couplage magnétique.

S'il est essentiel de connaître le facteur de couplage lorsque les antennes inductives sont dans les meilleures conditions possibles (alignées et centrées), il est également important de voir son évolution lorsque les conditions de couplages deviennent plus critiques. C'est pourquoi dans chacun des cas considérés, on va représenter l'évolution du facteur de couplage en fonction de la variation paramétrique des antennes inductives mais aussi en fonction du décalage des antennes selon l'axe Oy. Comme indiqué par la Figure III.12, le décalage en Oy va être utilisé pour modéliser des antennes non centrées et donc des cas typiques d'utilisations. Les limites du transfert d'énergie inductif vont ici apparaître et illustreront bien le principe du couplage en champ proche.



**Figure III.122.** Schéma de l'étude sur le couplage magnétique avec les antennes alignées (à gauche) et décalées selon Oy (à droite)

Dans un deuxième temps, on va étudier l'influence d'une ferrite placée derrière chacune des antennes inductives sur la qualité du couplage. En suivant le même processus que précédemment, une étude paramétrique à l'aide de simulations électromagnétiques va être réalisée spécifiquement sur la ferrite. Les paramètres considérés sont la surface de la ferrite, son épaisseur ainsi que ses paramètres magnétiques (perméabilité et angle de perte). Nous allons pour cela considérer une antenne neutre (soit la modèle d'antenne de référence à 10 tours) avec ses paramètres figés dans le but d'isoler précisément la variation paramétrique et l'impact de la ferrite. Les deux cas précédemment cités où nous allons alterner les études au niveau émission et réception seront également traités.

Ces deux études paramétriques au niveau de l'antenne et au niveau de la ferrite seront conduites à une fréquence fixe. En effet, le couplage magnétique a tendance à augmenter avec la fréquence d'application conformément aux mesures effectuées plus haut. On voit également que la modélisation électromagnétique ne permet pas de retrouver cette augmentation du couplage pour des fréquences

supérieures à 1 MHz. Pour ces deux raisons, et toujours dans un souci de clarté, nous allons ici considérer qu'une seule fréquence à 100 kHz et les résultats trouvés seront représentatifs de la tendance à des fréquences plus élevées. Nous allons voir à présent l'évolution du facteur de couplage en fonction des paramètres géométriques d'antennes inductives. Le modèle de l'antenne de référence précédemment explicité (Figure III.9 sans ferrite) sera donc en position de récepteur à une distance de 5 mm selon l'axe Oz.

a) Présentation des résultats de simulation

Les figures Figure III.13 et III.14 représentent respectivement l'influence du nombre de tour  $N$  et de la largeur de piste  $l$ . Pour chacun des cas, l'évolution du facteur de couplage est représentée pour  $D_{Int}$  fixe (et donc  $D_{Ext}$  variant quand la valeur du paramètre étudié augmente) et vice versa.

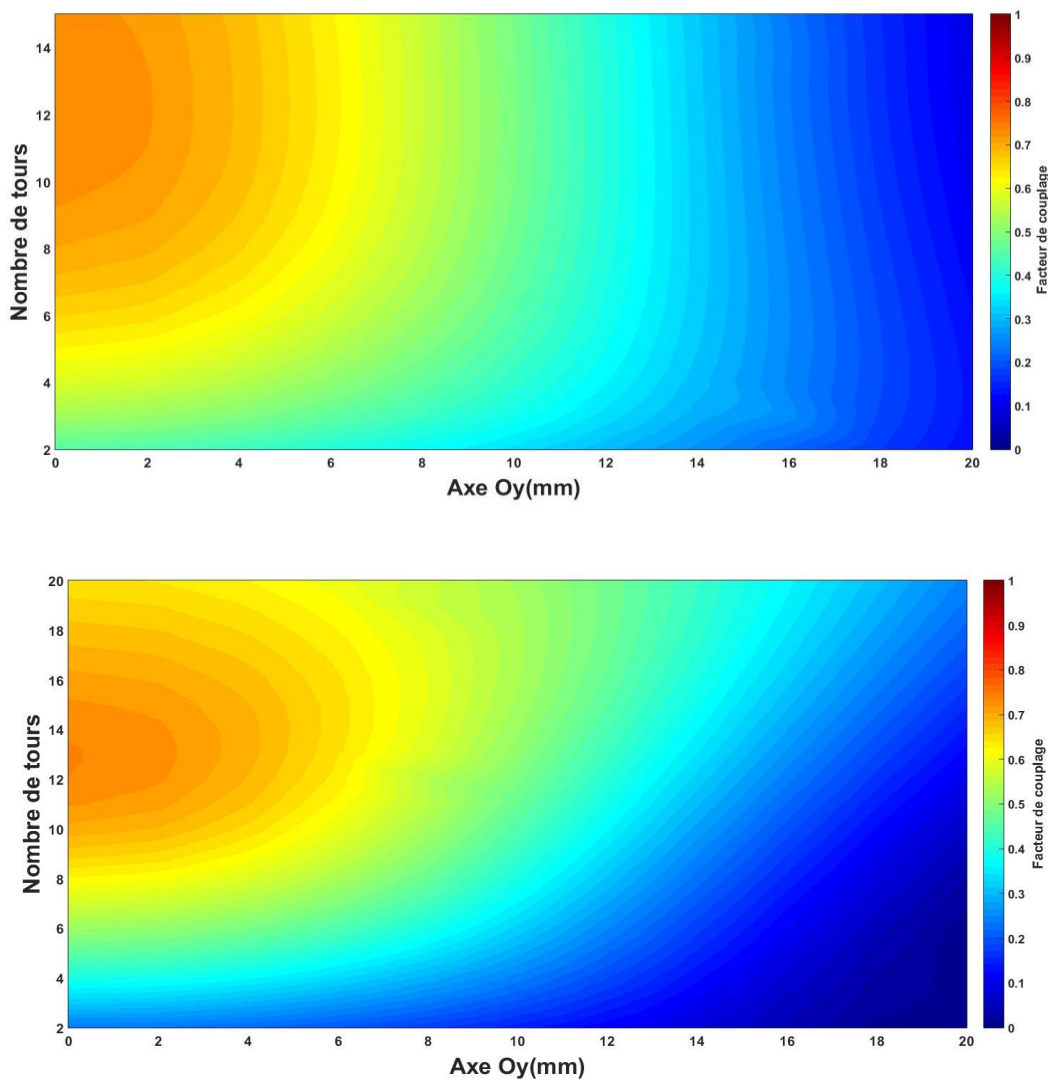


Figure III.13. Évolution du facteur de couplage magnétique en fonction de  $N$  et du décalage selon Oy pour  $D_{Ext}$  fixe (en haut) et  $D_{Int}$  fixe (en bas)

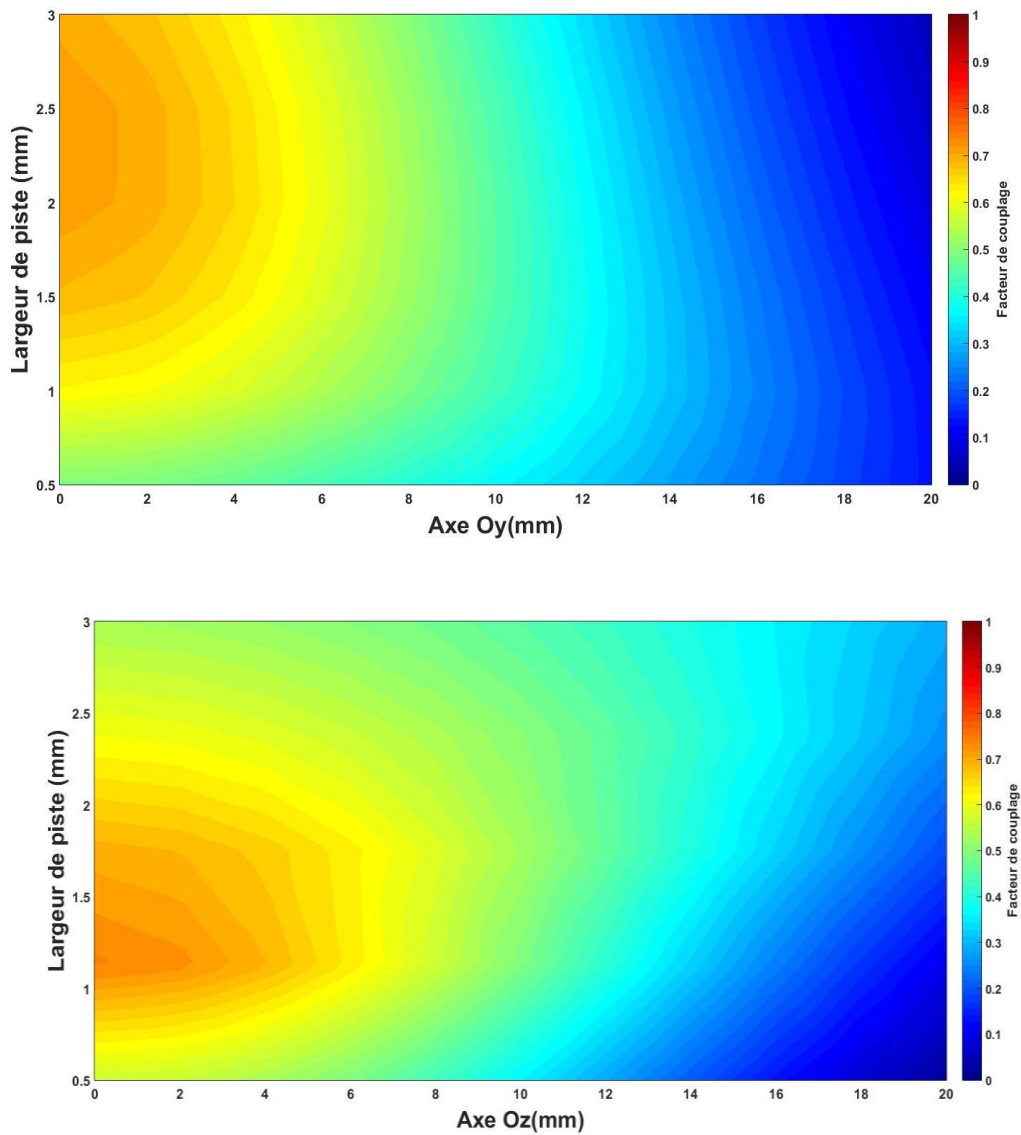


Figure III.143. Évolution du facteur de couplage magnétique en fonction de  $l$  et du décalage selon  $Oy$  pour  $D_{Ext}$  fixe (en haut) et  $D_{Int}$  fixe (en bas)

b) Analyses et commentaires

Évolution du facteur de couplage en fonction du nombre de tours

Si on s'intéresse dans un premier temps à l'influence du nombre de tour, on peut voir d'une manière générale qu'un grand nombre de spires entraîne un couplage magnétique plus important. Ceci s'explique par une augmentation de l'inductance de l'antenne d'émission.

Dans le cas où le diamètre extérieur de l'antenne d'émission est fixe et égal à celui de l'antenne de réception, on observe que le couplage magnétique devient fort pour un grand nombre de spires et qu'il sera moins sensible au décalage entre les deux antennes. On remarque également que dans le cas d'un grand nombre de spires et d'un couplage maximisé, la différence sur le couplage entre un cas optimal

centré et un cas critique décentré sera plus forte que lorsque le nombre de spires est faible. C'est-à-dire que  $k$  aura une dynamique plus importante entre ses valeurs maximum et minimum, ce qui entrainera une variation d'impédance plus forte et un comportement électrique différent suivant si le récepteur est couplé dans des conditions optimum ou non.

Dans le cas où le diamètre intérieur de l'antenne d'émission est figé et égal à celui de l'antenne de réception, on observe que le couplage magnétique est maximisé entre 10 et 15 tours puis décroît au-delà. On voit donc ici l'influence directe des dimensions d'antennes sur ce dernier. En effet, les antennes d'émission et de réception deviennent identiques en tout point (même paramètres géométriques) lorsque  $N = 10$  pour l'antenne d'émission, ce qui correspond aux conditions théoriques optimales pour un facteur de couplage maximisé. Une antenne d'émission de dimensions trop petites ou trop grandes par rapport à l'antenne de réception ne permettra donc pas un couplage magnétique optimisé. Comme précédemment, la dynamique entre les valeurs maximum et minimum que peut avoir ce dernier sera plus grande pour une optimisation de celui-ci lorsque les antennes sont alignées.

La technologie de transfert d'énergie sans fil utilisant le principe de l'induction magnétique est donc directement dépendante de l'alignement des antennes entre elles ainsi que de la distance les séparant.

D'une manière générale et dans le cas où un système utiliserait ces antennes inductives, on observe qu'il est préférable d'avoir des antennes présentant un nombre de tour important (et donc une inductance élevée). Cependant, il arrive un point où des inductances plus fortes dues à de trop nombreux tours n'apporteront plus rien sur la quantité de flux échangée et donc sur le couplage magnétique. Ceci est à prendre en compte dans les spécifications systèmes où les valeurs d'inductances sont limitées et où des pertes de puissance peuvent être occasionnées par une longueur de pistes d'antennes trop importante.

#### Évolution du facteur de couplage en fonction de la largeur de piste

Pour un diamètre extérieur fixe de l'antenne d'émission, on remarque qu'une forte largeur de piste permettra d'avoir des valeurs de couplage magnétique plus importantes. Mais ceci n'est pas le cas lorsque que le diamètre intérieur de l'antenne d'émission est fixe et que l'augmentation de la largeur de piste provoque une augmentation du diamètre extérieur. En effet, le couplage magnétique croît jusqu'à  $l = 1$  mm et chute quand  $l$  devient supérieur à 1.5 mm. Autrement dit, lorsque les dimensions extérieures de l'antenne d'émission deviennent plus grandes que celle de l'antenne de réception.

On observera également pour les deux cas considérés qu'une forte largeur de piste avec des dimensions extérieures comparables à celles de l'antenne de réception permet de diminuer la sensibilité du couplage magnétique au décalage selon Oy.

#### c) Conclusions sur l'influence des paramètres d'antennes sur le couplage magnétique

D'une manière générale on peut dire que lors de la réalisation d'un système de transfert d'énergie inductif, il est possible d'obtenir des gains en performances non négligeables si l'on apporte un soin à la conception des antennes inductives. Performances qu'il est nécessaire d'optimiser quand on voit à quel point elles peuvent s'écrouler sous l'effet d'un désalignement entre les antennes d'émission ou de réception ou bien d'un éloignement entre elles.

On a pu constater qu'un nombre de tours important ainsi qu'une grande largeur de piste augmentent la qualité du couplage magnétique. Ceci est principalement dû à l'augmentation de l'inductance de l'antenne.



Ensuite on a pu voir que si le facteur de couplage est maximisé dans ces cas-là, il est aussi plus sensible à chuter rapidement lorsque les conditions de couplage entre les antennes ne sont plus optimales. On a également pu voir de manière pratique l'importance des dimensions extérieures des antennes inductives sur leur couplage magnétique. En effet, une antenne d'émission ayant un diamètre extérieur très grand par rapport à celui de l'antenne de réception ne proposera qu'un couplage magnétique faible avec cette dernière. Les dimensions extérieures doivent être comparables pour avoir un couplage magnétique correct. On notera cependant que une antenne d'émission de grandes dimensions permettra d'avoir un couplage magnétique faible, mais néanmoins non nul lors d'un fort désalignement avec l'antenne de réception.

Un compromis doit donc être fait entre un couplage maximisé, le dimensionnement des paramètres et les seuils à partir desquels l'influence devient négligeable mais aussi une certaine robustesse de celui-ci au désaxement et éloignement entre les antennes. Si l'on prend l'exemple des conditions de notre système d'évaluation (même encombrement et taille d'antennes), on peut dire que si l'on veut maximiser le couplage magnétique, l'antenne d'émission doit présenter au moins 12 tours et une largeur de 2 mm. Un espace inter spire faible et inférieur à 1 mm permet de conserver une inductance forte et les diamètres extérieurs des antennes d'émission et de réception doivent être comparables. Une épaisseur de pistes qui est supérieure à 75 $\mu$ m (selon les standards de gravure en technologie de circuit imprimé) permet d'avoir une résistance série faible et donc un facteur de qualité d'antenne élevé.

Ces paramètres sont donnés à titre purement quantitatif, dans un but d'illustration et afin d'extraire des conditions optimales si l'on devait se servir de ces antennes dans un système de transfert d'énergie inductif. À cela doit s'ajouter les spécificités du système proprement dites, telles que des valeurs d'inductance et de résistance série limitées mais aussi toutes les problématiques « mécaniques » sur l'encombrement physique de ces antennes.

### *III.1.1.3 Analyse de l'impact de la ferrite sur le couplage magnétique inductif*

Après avoir vu l'évolution du facteur de couplage magnétique en fonction des paramètres géométriques d'antennes, nous allons nous intéresser à présent aux paramètres constituant une pièce de ferrite placée à proximité. Dans la plupart des systèmes industriels de transfert d'énergie inductif, les antennes inductives sont associées à ces matériaux ferromagnétiques principalement pour leurs propriétés de concentration des lignes de champ magnétique. Ceci ayant un impact direct sur l'inductance de l'antenne comme vu lors du chapitre précédent, ce qui peut être un avantage si l'on dispose de contraintes mécaniques importantes et que les dimensions d'antennes doivent être réduites. Mais ces ferrites ont aussi pour effet d'augmenter ou d'atténuer d'une manière significative le champ magnétique, suivant où elles sont placées par rapport aux antennes. On peut donc en déduire qu'elles auront un impact également sur le couplage magnétique et nous allons quantifier cet impact à travers diverses études paramétriques.

En prenant des antennes d'émission et de réception neutres (antennes de référence à 10 tours précédemment utilisées), nous allons étudier l'influence de la surface de la ferrite, son épaisseur ainsi que ses paramètres magnétiques tels que sa perméabilité et son angle de perte. Les conditions et limites de l'étude seront les suivantes :

- nous allons supposer que chacune des antennes aura une pièce de ferrite, pour les raisons évoquées ci-dessus. L'antenne de réception (qui sera non étudiée) sera associée à une ferrite de référence telle qu'employée dans le modèle type servant à la validation des résultats de simulation

et représentée sur la Figure III.9 (au plus proche de l'antenne avec une largeur de côté de 60 mm et une épaisseur de 1 mm).

-l'effet de l'éloignement de la ferrite sur le couplage magnétique ne sera pas traité. En effet, il est de bon sens d'imaginer qu'une ferrite plus éloignée ne peut que le diminuer et on a vu qu'une ferrite éloignée de l'antenne inductive faisait baisser son inductance ainsi que le champ magnétique. De plus, si on prend en compte les contraintes systèmes et les effets de blindage de la ferrite (pour protéger par exemple l'électronique du système embarqué), la ferrite ne peut être en pratique qu'au plus proche de l'antenne. C'est pour cela que l'on considèrera une séparation entre l'antenne et la pièce de ferrite de 1 mm, correspondant à une épaisseur standard du support diélectrique aux antennes réalisées en technologie circuit imprimé.

Les paramètres de la ferrite investigués seront les mêmes que ceux considérés au chapitre 2 sur les antennes seules. Pour rappel, le rapport  $\beta$  représentant le rapport de surfaces entre la ferrite et la bobine sera varié entre 0.018 et 2.48. L'épaisseur de la ferrite sera quant à elle variée entre 0.5 et 5 mm. Pour finir, on étudiera l'impact de la perméabilité magnétique ainsi que de l'angle de perte à travers des variations respectivement de 10 à 500 et de 0 à 1. Ces variations paramétriques permettront de mettre en évidence leur impact sur l'intensité du couplage magnétique entre les deux antennes inductives.

a) Présentation des résultats de simulation

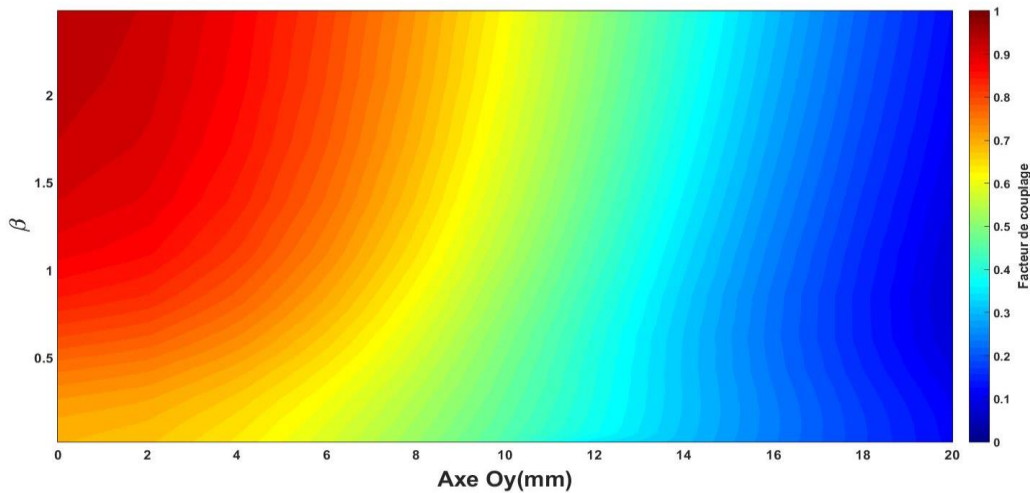


Figure III.15. Évolution du facteur de couplage magnétique en fonction de  $\beta$  et du décalage selon Oy



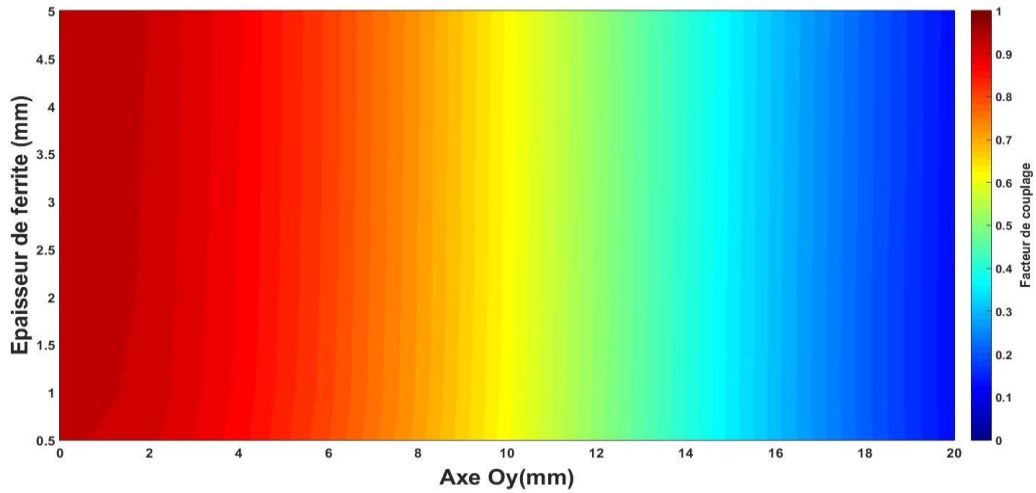


Figure III.16. Évolution du facteur de couplage magnétique en fonction de l'épaisseur de la ferrite et du décalage selon Oy

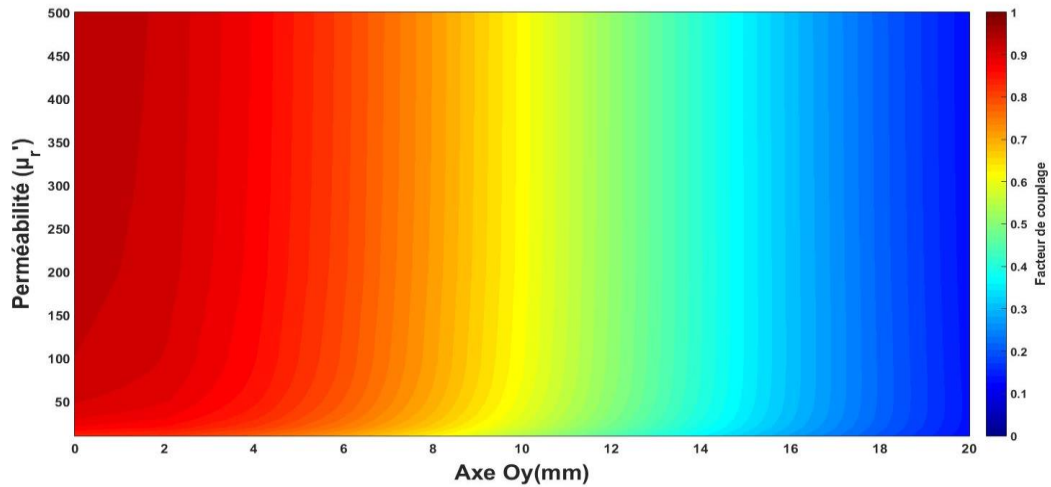


Figure III.17. Évolution du facteur de couplage magnétique en fonction de la perméabilité  $\mu_r$  et du décalage selon Oy

b) Analyses et commentaires

Évolution du facteur de couplage en fonction de la surface de ferrite

D'une manière générale, on peut voir sur la Figure III.15 que l'augmentation de la surface de ferrite a un impact non négligeable sur la qualité du couplage magnétique. En effet, celui-ci passe d'environ 0.7 à plus de 0.9 pour des antennes centrées séparées d'une distance de 2 mm. On observe cependant un seuil pour un rapport  $\beta$  proche de 1 où l'amélioration du couplage est moins flagrante. Ce qui correspond au moment où la surface de la ferrite est proche de celle de l'antenne émettrice. On constatera aussi qu'une grande surface de ferrite permet au couplage magnétique d'être moins sensible au décalage entre les antennes en conservant une valeur de couplage magnétique importante.

En résumé, on peut voir que l'augmentation de la surface de ferrite placée derrière l'antenne émettrice permet d'améliorer substantivement le couplage magnétique. Étant donné le peu d'amélioration pour une

surface de ferrite supérieure à celle de l'antenne considérée, on peut donc dire que le minimum à avoir est une ferrite et une antenne de surface équivalente. Ceci permettant un couplage magnétique maximisé tout en assurant une bonne isolation contre le champ électromagnétique si jamais l'électronique du système est placée juste derrière l'antenne (comme vu au chapitre II).

#### Évolution du facteur de couplage en fonction de l'épaisseur de la ferrite

Comme illustré par la Figure III.16, l'épaisseur de ferrite ne semble pas avoir d'impact sur le couplage magnétique. Ce qui est en adéquation avec les résultats du chapitre 2 où l'on voyait une influence très faible de l'épaisseur de ferrite sur l'inductance de l'antenne. On peut donc noter que l'épaisseur minimale choisie pour l'étude (0.5 mm) semble être ici une valeur suffisante et pour laquelle il n'y a plus d'amélioration au-delà. En effet, on a pu voir au chapitre 2 que l'inductance de l'antenne n'augmentait plus au-delà d'une épaisseur de ferrite supérieure à 0.5 mm. On peut donc imaginer qu'il en est de même pour le facteur de couplage, et qu'il est nécessaire que l'épaisseur ne soit pas trop fine pour conserver de bonnes propriétés de couplage magnétique ainsi que d'isolation électromagnétique.

#### Évolution du facteur de couplage en fonction de la perméabilité magnétique et l'angle de perte de la ferrite

On peut voir sur les résultats de simulation de la Figure III.17 qu'il n'est nul besoin d'avoir une perméabilité magnétique élevée pour maximiser le couplage magnétique. En effet, on observe un seuil à partir d'une perméabilité proche de 100 au-delà duquel l'amélioration du couplage est moins évidente. D'une manière générale, on peut donc dire qu'il n'est pas nécessaire d'avoir des ferrites présentant des perméabilités magnétiques élevées aux fréquences considérées si l'on souhaite maximiser le facteur de couplage. Une perméabilité relative aux alentours de 200 est suffisante et sécurisante au niveau émetteur pour atteindre des bonnes performances.

Concernant l'angle de perte magnétique de la ferrite, les résultats de simulation ne sont pas montrés ici car il n'a aucune influence sur le couplage magnétique entre deux antennes inductives. Ces résultats sont cohérents dans le sens où l'on a observé au chapitre précédent une influence sur la partie réelle de l'antenne et donc sur ses pertes représentées par la résistance série. L'inductance de l'antenne n'étant pas impactée, il en est de même pour le couplage magnétique.

#### c) Conclusions sur l'influence des paramètres de ferrite sur le couplage magnétique

Cette étude nous a permis de passer en revue les principaux paramètres constituant une pièce de ferrite et de voir leur impact de manière précise sur le couplage magnétique entre deux antennes inductives.

La largeur, et donc la surface, d'une ferrite est l'un des paramètres ayant une forte influence sur la qualité du couplage. On peut voir qu'au niveau émetteur la surface de la ferrite doit être au minimum équivalente à celle de l'antenne, car l'évolution des performances est beaucoup moins flagrante au-delà. On peut imaginer dans tous les cas qu'une surface beaucoup plus importante ne peut être préjudiciable car si ça n'influe pas sur la qualité du couplage, ça permettra toujours de limiter les émissions électromagnétiques parasites en direction de l'électronique du système si jamais elle est située en dessous de l'antenne. En ce qui concerne l'épaisseur de la ferrite, elle ne semble pas jouer un rôle prépondérant dans la qualité du couplage magnétique. Une certaine épaisseur est nécessaire pour des soucis et contraintes mécaniques, mais on peut supposer que l'épaisseur minimum nécessaire pour résister aux efforts mécaniques sera suffisante pour assurer une bonne concentration du champ magnétique en son sein. En revanche, comme

on l'a vu au chapitre 2, l'épaisseur aura une certaine influence sur l'effet blindage que peut avoir une ferrite sur le champ électromagnétique.

Quant aux paramètres magnétiques de la ferrite, on a vu que seule la perméabilité magnétique réelle avait une influence sur le couplage magnétique. En effet, on peut voir que le maximum des performances est atteint à partir d'une valeur de 100 ( $\mu_r'$ ). On peut cependant avoir des valeurs de perméabilité réelle supérieures, en fonction des coûts et disponibilités, mais elles ne seront pas forcément nécessaires. L'angle de perte n'a lui aucune influence sur le couplage magnétique car l'influence sur l'inductance est nulle à la base.

Dans notre cas une ferrite présentant une surface équivalente à celle de l'antenne (soit proche de 1800 mm<sup>2</sup>), une épaisseur de 1 mm ainsi qu'une perméabilité de 200 ( $\mu_r'$ ) et un angle de perte le plus bas possible (limitation de la résistance parasite de l'antenne) semble être un bon compromis pour notre application.

### III.1.2 Efficacité de liaison antenne à antenne

Un système de transfert d'énergie sans fil utilisant des antennes inductives va voir ses performances étroitement liées aux performances propres des antennes. Ces antennes, à l'émission comme à la réception, se servent du champ magnétique pour échanger de l'énergie. On dit que ces antennes sont magnétiquement couplées, et nous avons vu précédemment comment caractériser ce couplage à l'aide du facteur de couplage.

Il existe un autre moyen de caractériser les performances d'un système de transfert d'énergie inductif, à travers l'efficacité de liaison entre les antennes. Après avoir défini d'un point de vue théorique la notion d'efficacité de liaison, nous allons voir de la même manière que précédemment comment les paramètres d'antennes et de ferrite peuvent l'influencer.

#### III.1.2.1 Généralités

Les antennes utilisées dans un système de transfert d'énergie inductif sont les éléments clés de celui-ci. En effet, ce sont elles qui vont émettre et recevoir de l'énergie à travers un champ magnétique intense. Cette énergie sera par la suite transformée en puissance pour alimenter un récepteur (par exemple une batterie d'un téléphone portable). Il est donc essentiel de pouvoir quantifier les performances du transfert d'énergie et donc les performances directement liées aux antennes. Si l'on a vu précédemment la notion de facteur de couplage, qui est une image directe de la qualité du couplage magnétique entre les antennes, nous allons voir à présent la notion d'efficacité de liaison entre les antennes [74].

La notion d'efficacité est directement liée à la nécessité de transférer une puissance le plus efficacement possible. Autrement dit, le rapport de la puissance à la sortie  $P_S$  et la puissance à l'entrée du système  $P_E$  doit être le plus proche de l'unité, ce qui donne une image directe des pertes en puissance du système. Cette efficacité énergétique est aussi appelée rendement, employé pour les systèmes électriques. L'efficacité en puissance s'écrira donc de manière générale :

$$\eta = \frac{P_S}{P_E} \quad \text{Eq. III.41}$$

Si l'on souhaite appliquer ce principe au niveau des antennes, on raisonnera donc dans le cas où elles seront parties intégrantes d'un système et qu'un échange de puissance sera réalisé. L'efficacité de liaison sera donc une image du transfert de puissance au niveau antenne, à l'image de l'équation suivante :

$$\eta_{Liaison} = \frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} \quad \text{Eq. III.42}$$

avec

- $P_{Rx}$  : la puissance reçue au niveau de l'antenne réceptrice

- $P_{Tx}$  : la puissance disponible au niveau de l'antenne émettrice.

Seulement ce calcul ne peut se faire qu'une fois le système réalisé et fonctionnel. Wen H. Ko et Al. ont démontré que sous la condition que les antennes d'émission et de réception soient accordées à la même fréquence de résonance, l'efficacité maximum atteignable par un système d'antennes couplées est définie par l'équation Eq. III.43 [75].

$$\eta_{Liaison} = \frac{k^2 Q_{Tx} Q_{Rx}}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_{Tx} Q_{Rx}})^2} \quad \text{Eq. III.43}$$

Où  $k$  représente le facteur de couplage entre les antennes tandis que  $Q_{Tx}$  et  $Q_{Rx}$  représentent respectivement les facteurs de qualité des antennes d'émission et de réception.

Cette représentation de l'efficacité de liaison maximum peut être un bon outil de caractérisation d'antennes inductives. En effet, elle prend en compte le couplage effectif entre les antennes mais aussi les facteurs de qualité. On a donc les éléments pour caractériser l'efficacité de transfert théorique maximale qu'il est possible d'atteindre [76].

Cette formule peut s'illustrer de manière graphique par la Fig.III.18, où est représentée l'efficacité de liaison en fonction du facteur de couplage et du facteur de qualité de l'antenne émettrice, le tout pour un  $Q_{Rx} = 10$

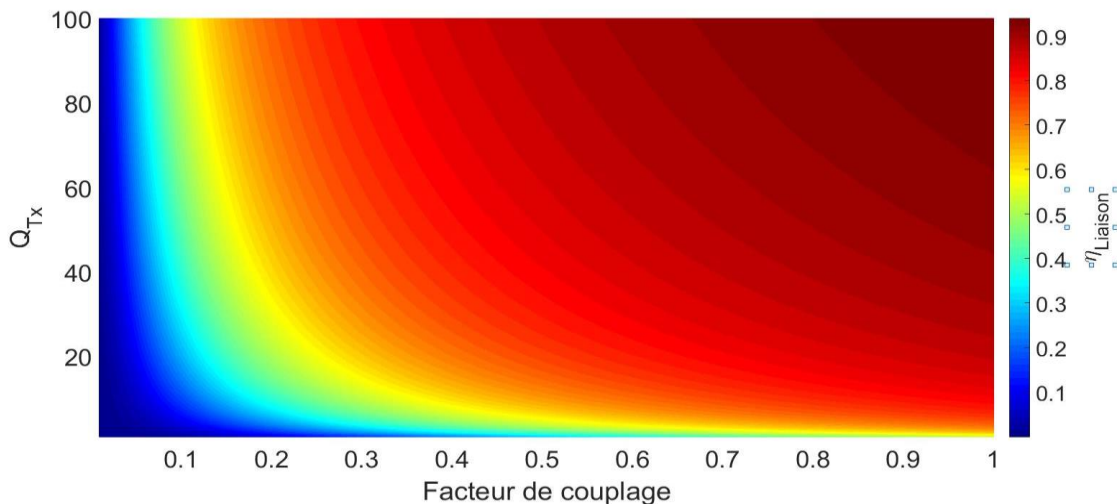


Figure III.418. Évolution de l'efficacité de liaison entre deux antennes inductives en fonction de  $k$  et  $Q_{Tx}$

On peut constater que le facteur de couplage est l'élément essentiel à une bonne efficacité de liaison. On peut obtenir des performances honorables ( $\eta_{Liaison} > 80\%$ ) avec un facteur de qualité au niveau émetteur relativement bas, mais l'inverse n'est pas possible. Un facteur de qualité étant directement impacté par les pertes résistives, il ne doit cependant pas être trop bas au risque de voir l'efficacité énergétique totale du système s'écrouler (notion définie dans la suite de ce chapitre).

### III.1.2.2 Étude de l'efficacité de liaison sur trois topologies d'antennes

La notion d'efficacité de liaison entre deux antennes inductives ayant été précédemment définie, nous allons à présent nous servir de la formule Eq. III.43 pour évaluer l'impact de trois antennes d'émission différentes. Ces trois antennes seront classées selon différents niveaux de performances (bon, moyen et mauvais) en fonction des différents critères et conclusions rapportées dans les parties précédentes du manuscrit. Le but ici est donc de mettre en évidence si les résultats trouvés peuvent être appliqués en tant que règles de design efficaces dans le cas de la conception d'une antenne d'émission d'un système de transfert d'énergie par induction magnétique. Il est également intéressant d'évaluer s'il est indispensable dans ces cas-là d'avoir des antennes optimisées ou bien si le fait de suivre les précautions et règles de design de base suffit à avoir une efficacité de liaison correcte.

Ces trois structures sont définies telles que :

-Structure n°1 (performances optimisées):  $N=12$  tours,  $D_{Ext}=42\text{mm}$ ,  $D_{Int}=10\text{mm}$ ,  $l=1\text{mm}$ ,  $e=0.3\text{mm}$  et  $th=75\mu\text{m}$  (ferrite :  $\beta=2$ ,  $ep=1\text{mm}$ ,  $\mu'_r=200$  et  $\tan\delta=0.001$ )

-Structure n°2 (performances moyennes):  $N=10$  tours,  $D_{Ext}=42\text{mm}$ ,  $D_{Int}=6\text{mm}$ ,  $l=0.9\text{mm}$ ,  $e=0.9\text{mm}$  et  $th=75\mu\text{m}$  (ferrite :  $\beta=1$ ,  $ep=1\text{mm}$ ,  $\mu'_r=100$  et  $\tan\delta=0.1$ )

-Structure n°3 (performances basses):  $N=6$  tours,  $D_{Ext}=42\text{mm}$ ,  $D_{Int}=4\text{mm}$ ,  $l=0.5\text{mm}$ ,  $e=2.75\text{mm}$  et  $th=35\mu\text{m}$  (ferrite :  $\beta=0.8$ ,  $ep=0.2\text{mm}$ ,  $\mu'_r=40$  et  $\tan\delta=0.5$ )

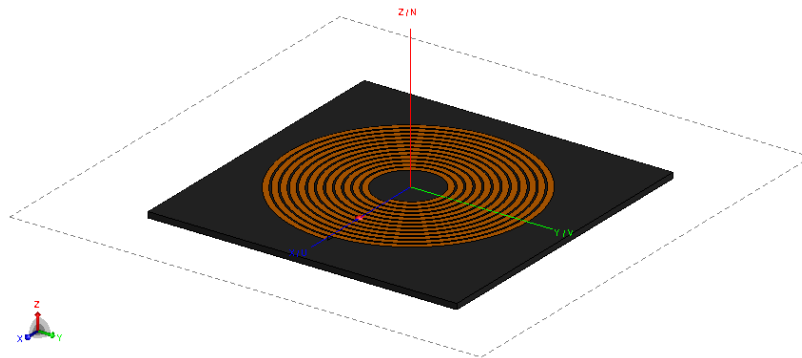


Figure III.19. Modèle de la structure n°1 (Antenne inductive aux performances optimisées)

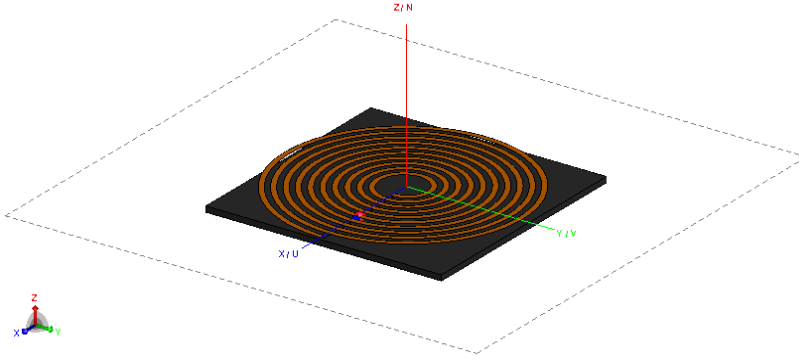


Figure III.20. Modèle de la structure n°2 (Antenne inductive aux performances moyennes)

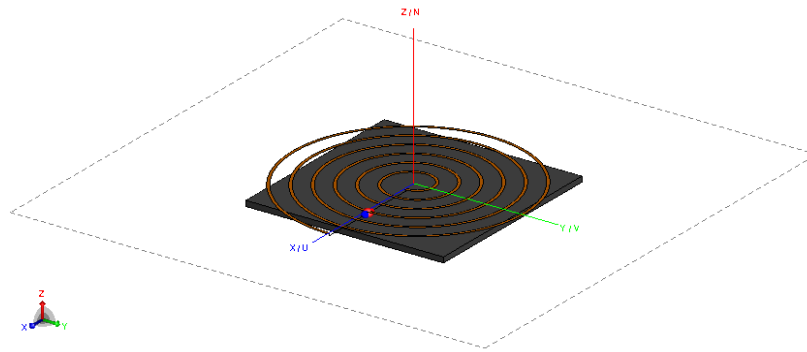


Figure III.21. Modèle de la structure n°3 (Antenne inductive aux performances faibles)

Les caractéristiques électriques de ces trois antennes inductives (inductance  $L$ , résistance série  $R_s$  et facteur de qualité  $Q_{Tx}$ ) sont montrés dans le tableau Tableau III.1 pour une fréquence de 100 kHz.

Antenne Tx	$L$ ( $\mu\text{H}$ )	$R_s$ ( $\Omega$ )	$Q_{Tx}$
Structure n°1	6,26	0,25	15,5
Structure n°2	3,59	0,21	10,8
Structure n°3	1,17	0,48	1,5

Tableau. III.1. Paramètres électriques des trois structures d'antennes inductives

Ces trois antennes vont être associées à différents récepteurs et explicitées dans les deux parties suivantes. La première partie concernera une antenne réceptrice précédemment utilisée pour évaluer le facteur de couplage selon les paramètres d'antennes. La deuxième partie emploiera quant à elle les modèles de différents récepteurs issus de la norme Qi. Ces configurations d'antennes sont censées représenter une bonne partie des différentes formes et modèles que peuvent prendre les antennes employées dans les récepteurs compatibles à la norme Qi. On notera que chacune des trois structures d'antennes d'émission considérées ainsi que les antennes de réception servant à calculer l'efficacité de liaison du transfert d'énergie sont pourvues d'une ferrite en-dessous d'elles. Nous avons pu voir que la présence de ferrite apporte un gain de performance non négligeable que ce soit sur le facteur de qualité, le couplage magnétique ou les questions d'augmentation/atténuation des champs électromagnétiques. À la condition qu'elle soit bien dimensionnée par rapport à l'application visée, sa présence est indispensable et c'est la raison pour laquelle cette étude d'efficacité de liaison ne sera pas réalisée sans ferrite.

a) Efficacité de liaison avec un récepteur de référence

Le modèle de l'antenne de réception employé sera tel que celui utilisé précédemment lors de l'étude sur le facteur de couplage et représenté sur la Fig. III.9 (avec ferrite). Comme précédemment, cette antenne de réception sera placée à une distance de 2mm au-dessus de l'antenne d'émission (Axe Oz) et sa position sera variée latéralement (Axe Oy) afin d'étudier l'évolution des performances du transfert d'énergie inductif lorsque la localisation du récepteur change.

Les figures Fig. III.22 et III.23 montrent respectivement l'évolution du facteur de couplage et de l'efficacité de liaison en fonction de la position de l'antenne de réception pour chacune des trois structures considérées.

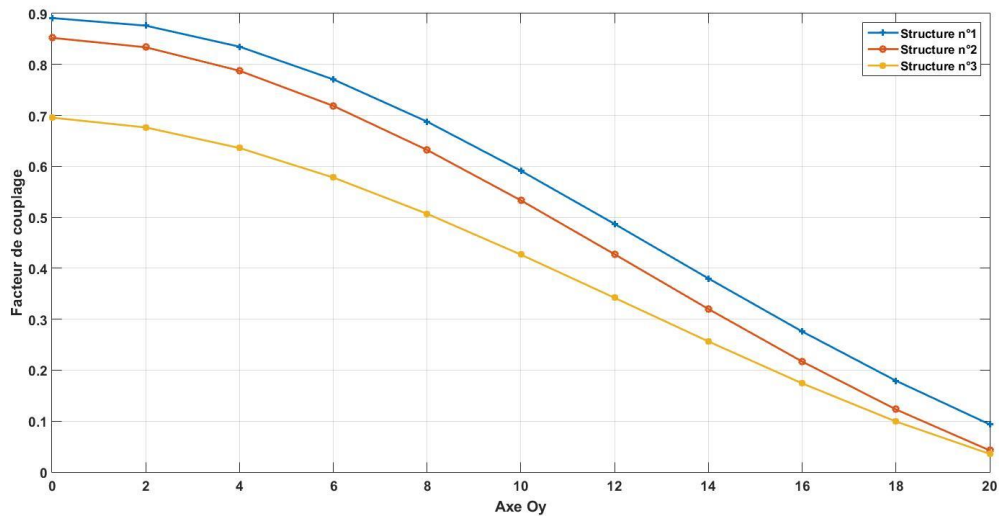


Figure III.522. Évolution du facteur de couplage en fonction du décalage selon Oy pour les structures n°1, 2 et 3

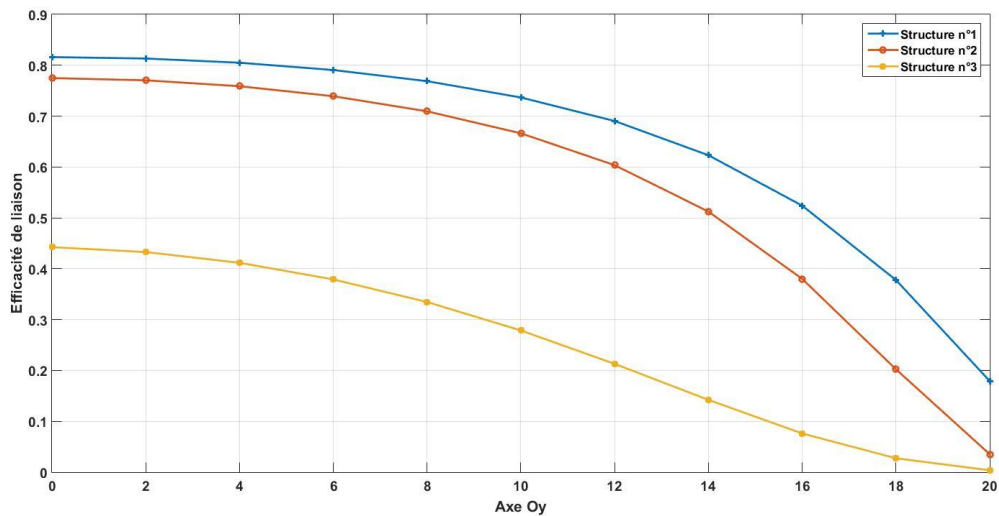


Figure III.23 Évolution de l'efficacité de liaison en fonction du décalage selon Oy pour les structures n°1, 2 et 3



D'une manière générale, on peut observer que les performances sont bien meilleures pour l'antenne avec une structure dite optimisée (structure n°1). Si l'on regarde le facteur de couplage, on voit que les performances sont relativement proches entre les structures n°1 et 2 (respectivement dite optimisée et moyenne) et les tendances d'évolution en fonction de la position du récepteur sont identiques. Mais les choses sont différentes en ce qui concerne l'efficacité de liaison. On observe que si les performances sont à nouveau proches pour les structures n°1 et 2 lorsque le récepteur est aligné par rapport aux centres des antennes, ce n'est plus le cas lorsqu'il s'éloigne du centre de celles-ci. En effet, l'efficacité de liaison décroît beaucoup plus vite pour la structure aux performances moyennes (n°2) que pour celle aux performances optimisées (n°1). On voit donc ici tout l'intérêt de l'optimisation des performances pour les antennes d'émission dans le cadre d'un transfert d'énergie inductif : présenter des bonnes performances lorsque les conditions sont idéales et faire en sorte qu'elles demeurent correctes lorsque ces conditions se dégradent. En ce qui concerne la structure n°3 qui n'est pas optimisée pour cette application, on constate des performances en termes de couplage et d'efficacité de liaison très en-dessous des deux autres.

#### b) Efficacité de liaison avec les récepteurs standardisés Qi

Après avoir vu l'influence des différents cas d'antennes d'émission inductives avec un récepteur arbitraire, nous allons maintenant nous intéresser à l'efficacité de liaison obtenue avec les différentes configurations de récepteurs proposées par la norme Qi. Ces antennes de réception sont employées pour qualifier un émetteur. C'est-à-dire évaluer sa faculté à réaliser un couplage magnétique correct ainsi que sa capacité à transférer la puissance demandée par le récepteur selon le protocole de communication et les besoins du standard.

Nous allons donc nous servir des antennes disponibles dans ces récepteurs afin de caractériser le couplage magnétique ainsi que l'efficacité de liaison obtenus avec les trois configurations d'antennes d'émission précédentes. Ces antennes sont au nombre de cinq, réalisées en fil de Litz, associées à une ferrite et décrites dans la norme Qi Low Power [77]. Pour évaluer l'efficacité de liaison obtenue avec ces antennes de réception par rapport aux trois structures d'antennes d'émission réalisées, des modèles ont été créés suivant les caractéristiques mises à disposition par le WPC.

Les modèles des antennes utilisées dans les récepteurs TPR1A, TPR1B, TPR1C, TPR1D et TPR1E sont respectivement montrés sur les figures Fig. III.24 à III.28.

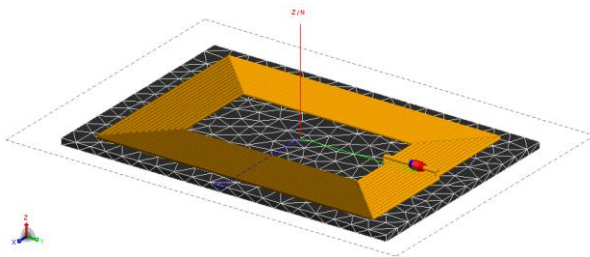


Figure III.24 Modèle du TPR1Ai (44x30mm)

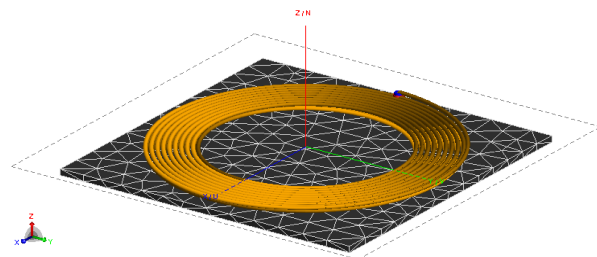


Figure III.25 Modèle du TPR1B (32mm de diamètre)



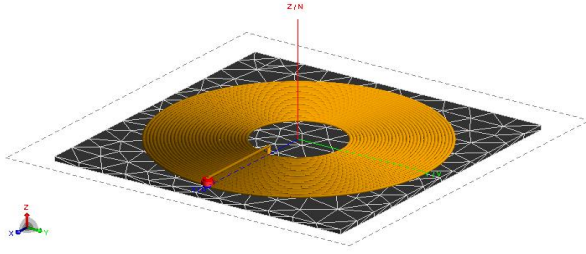


Figure III.26. Modèle du TPR1C (30 mm de diamètre)

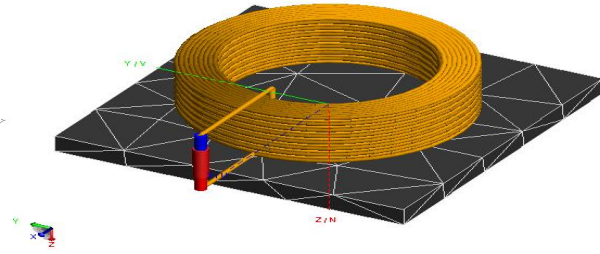


Figure III.27. Modèle du TPR1D (11 mm de diamètre)

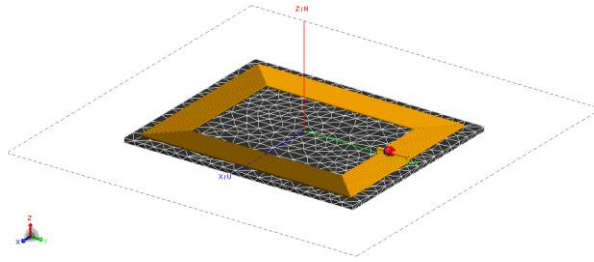


Figure III.28. Modèle du TPR1E (51x40mm)

Les caractéristiques électriques de ces cinq antennes inductives (inductance  $L$ , résistance série  $R_s$  et facteur de qualité  $Q_{Tx}$ ) sont montrées dans le Tableau III.2 pour une fréquence de 100 kHz.

Antenne Rx Qi	$L$ ( $\mu\text{H}$ )	$R_s$ ( $\Omega$ )	$Q_{Tx}$
<b>TPR1A</b>	15,29	0,11	89,1
<b>TPR1B</b>	24	0,17	86,3
<b>TPR1C</b>	31,96	0,35	57,5
<b>TPR1D</b>	206,23	1,98	65,4
<b>TPR1E</b>	12,82	0,09	82,8

Tableau III.2 Paramètres électriques des antennes inductives embarquées dans les différents récepteurs Qi

On peut voir que ces antennes ont des formes et dimensions ainsi que des valeurs électriques très différentes les unes des autres. Elles donnent une assez bonne représentation des topologies d'antennes classiquement rencontrées dans les récepteurs développés jusqu'à maintenant. C'est pourquoi il sera intéressant d'évaluer l'efficacité de liaison qu'elles auront avec les différentes structures d'antennes émettrices présentées précédemment. De la même manière que précédemment, les antennes réceptrices seront situées à une distance de 2 mm au-dessus des antennes émettrices (selon l'axe Oz) et leur position sera variée latéralement (selon l'axe Oy).

Les différents facteurs de couplage relevés pour chacune des structures et configurations sont montrés dans le Tableau III.3. Les Figures III.29, III.30 et III.31 montrent quant à elles l'évolution de l'efficacité de liaison respectivement pour les structures n°1, 2 et 3 (antennes dites de bonnes, moyennes et faibles performances) en fonction de la position des différentes antennes de réception Qi.

	Position Oy (mm)	TPR1A	TPR1B	TPR1C	TPR1D	TPR1E
<b>Structure n°1</b>	0	0,7657	0,8549	0,853	0,2725	0,6366
	5	0,705	0,7165	0,7096	0,2412	0,622
	10	0,5525	0,4588	0,435	0,1593	0,5699
	20	0,1489	0,0134	0,0703	0,0244	0,2817
	Position Oy (mm)	TPR1A	TPR1B	TPR1C	TPR1D	TPR1E
<b>Structure n°2</b>	0	0,7311	0,844	0,8606	0,2975	0,5528
	5	0,6772	0,7021	0,6986	0,2421	0,5608
	10	0,5483	0,4137	0,3885	0,1461	0,5342
	20	0,1458	0,0203	0,0759	0,031	0,254
	Position Oy (mm)	TPR1A	TPR1B	TPR1C	TPR1D	TPR1E
<b>Structure n°3</b>	0	0,6065	0,6904	0,7169	0,2292	0,421
	5	0,5708	0,5666	0,5736	0,1765	0,4298
	10	0,476	0,3325	0,3089	0,1002	0,4161
	20	0,1245	0,0143	0,051	0,021	0,1793

Tableau III.3 Évolution du facteur de couplage pour chaque structure d'antennes d'émission et de réception

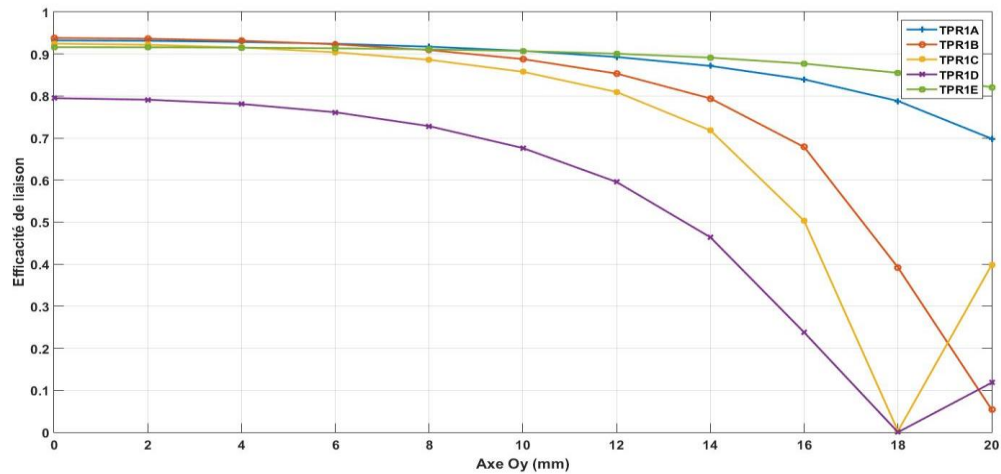


Figure III.29. Évolution de l'efficacité de liaison en fonction du décalage selon Oy entre la structure n°1 et les 5 récepteurs Qi

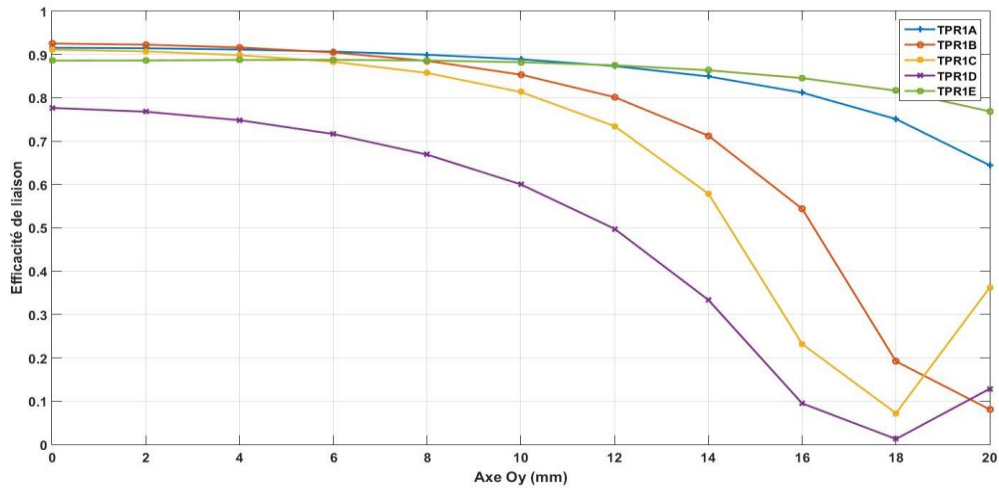


Figure III.30. Évolution de l'efficacité de liaison en fonction du décalage selon Oy entre la structure n°2 et les 5 récepteurs Qi

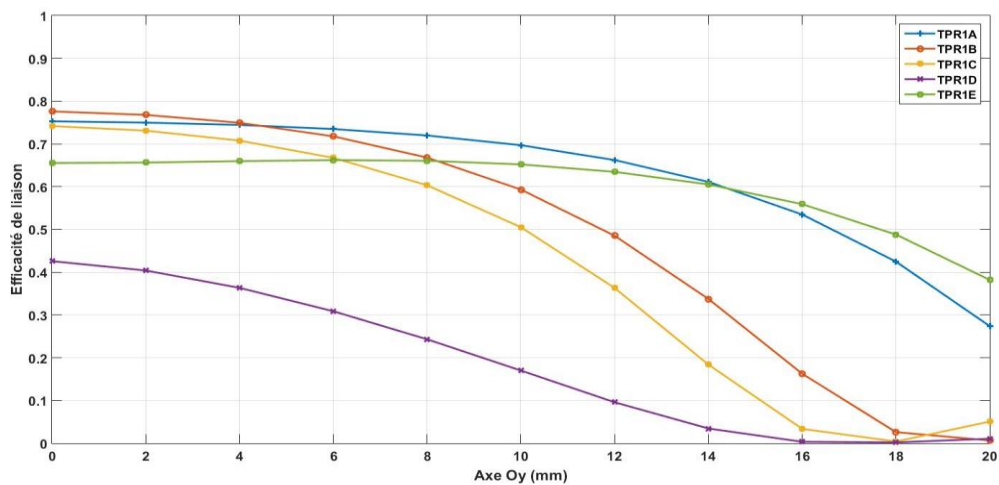


Figure III.31. Évolution de l'efficacité de liaison en fonction du décalage selon Oy entre la structure n°3 et les 5 récepteurs Qi

D'une manière générale, que ce soit sur les performances en termes de couplage magnétique ou bien d'efficacité de liaison, on remarque que les différents récepteurs Qi ont des résultats très différents les uns des autres.

En ce qui concerne le facteur de couplage magnétique et indépendamment des différentes structures d'antennes d'émission, les récepteurs TPR1B et TPR1C sont ceux qui présentent les meilleurs couplages lorsqu'ils sont centrés. Les récepteurs TPR1A et TPR1E sont quant à eux ceux qui proposent la meilleure linéarité ou autrement dit sont ceux pour qui la décroissance des performances en fonction du décalage en Oy est la plus douce. Le TPR1D présente un couplage magnétique assez faible, principalement dû à sa faible surface d'antenne et sa très forte inductance.

Si l'on regarde les différences entre les trois structures d'antennes d'émission, on observe qu'elles sont relativement faibles entre une antenne ayant été optimisée pour avoir de bonnes performances et une autre ayant une optimisation plus modeste. On remarquera cependant que les performances avec la structure n°1 sont légèrement supérieures en termes de couplage magnétique ou de linéarité de celui-ci selon le décalage en Oy. En revanche, les performances de la structure n°3 sont très mauvaises avec des valeurs de couplage magnétique bien plus faibles que les deux structures précédentes.

Si l'on s'intéresse à présent à l'efficacité de liaison, on observe que les performances entre les différents récepteurs (à l'exception du TPR1D) sont très proches lorsqu'ils sont centrés ou présentent un décalage en Oy faible. Lors d'un décalage important, on constate comme précédemment que les TPR1A et TPR1E sont ceux qui arrivent à avoir une efficacité qui reste correcte et dont les performances chutent le moins vite (influence directe du facteur de couplage magnétique). On aperçoit également une influence très forte des différentes structures d'antennes d'émission. Outre le fait que les meilleures efficacités de liaison sont obtenues avec l'antenne dite optimisée pour de bonnes performances (structure n°1), on peut voir que les différences entre les récepteurs Qi se font beaucoup plus ressentir au fur et à mesure que la qualité des antennes chute. En effet, on voit pour la structure n°3 des performances très dispersées entre les récepteurs. Le principal inconvénient à des différences d'efficacité aussi importantes entre plusieurs récepteurs est que l'émetteur aura des comportements très différents suivant les appareils à qui il aura à fournir une puissance électrique. Ce qui peut être une source de problème à venir en termes de fiabilité des performances électriques, thermiques ou bien de compatibilité électromagnétique car il sera difficile de prévoir lors de la conception de l'émetteur son comportement avec les récepteurs qu'il aura à alimenter.

Une antenne optimisée pour de bonnes performances en suivant les principes de design énoncés précédemment permettra aussi de rendre une efficacité de liaison beaucoup moins dépendante du facteur de couplage. Comme on peut le voir sur le Tableau. III.3, le couplage magnétique chute relativement vite lorsque les antennes d'émission et de réception ne sont plus centrées. Mais les Figures III.29 à III.31 montrent que l'efficacité de liaison reste correcte lorsque au fur et à mesure que le décalage augmente (excepté pour des valeurs très fortes où le couplage magnétique devient en tout logique très faible). Ce comportement permet donc, jusqu'à un certain point, de désensibiliser du couplage magnétique l'efficacité de liaison entre les antennes et donc d'optimiser les performances malgré des conditions de transfert d'énergie dégradées. Ceci est donc intéressant si l'on prend l'exemple d'un chargeur destiné à alimenter sans fil un téléphone portable et où l'utilisateur du produit n'aura pas à se soucier d'un alignement parfait entre les antennes pour démarrer le transfert d'énergie.

## III.2 Étude du transfert d'énergie inductif

Nous avons étudié jusqu'à maintenant les effets physiques entre deux antennes inductives. Mais un système de transfert d'énergie inductif est composé, outre les antennes inductives servant à générer et recevoir une énergie, d'une partie électronique. Cette partie électronique a pour but principal de transmettre un courant important à l'antenne d'émission afin qu'elle puisse émettre un champ magnétique et de permettre à l'énergie reçue par l'antenne réceptrice d'être amenée à la charge. De plus, l'électronique doit également gérer et traiter les signaux de communication entre les deux éléments émetteur et récepteur ainsi que de moduler la puissance émise et reçue en fonction des besoins.

L'électronique joue donc un rôle prépondérant car c'est elle qui va être à l'origine d'une génération et d'une émission de puissance ainsi que de sa réception et de son traitement vers la charge à alimenter. Dans

un premier temps, nous allons nous intéresser aux notions d'efficacité énergétique et de bilan de puissance. Ceci afin de bien comprendre l'importance de ces notions dans tout système de puissance. Nous verrons ensuite les méthodes de mesures des puissances et autres grandeurs électriques appliquées au cas du transfert d'énergie inductif. Ces méthodes serviront à valider le processus de modélisation circuit mis en place afin de mettre en évidence l'influence des paramètres d'un circuit de transfert d'énergie inductif sur ses performances en puissance. Cette étape est très importante dans le sens où l'on va observer, de la même manière que pour les antennes inductives, comment optimiser l'efficacité énergétique ainsi que la puissance transmise en fonction des besoins du système.

La génération d'une forte puissance se faisant à l'aide d'amplificateurs dédiés, nous ferons dans un troisième temps le tour des topologies existantes avant de nous concentrer sur celles répondant le mieux aux besoins du transfert d'énergie inductif.

Puis nous présenterons des exemples de modélisation circuit d'un système complet de transfert d'énergie inductif, applicable selon la norme Qi à 110 kHz. Après validation des résultats aux regards de mesures expérimentales, nous étudierons comment l'approche de modélisation peut aider à comprendre les phénomènes physiques mis en jeu et comment elle peut permettre des stratégies d'optimisation des performances efficaces.

### **III.2.1 Études d'un système de couplage par induction**

Nous allons étudier dans la première partie du chapitre un circuit type de transfert d'énergie utilisant deux antennes inductives couplées. La partie émetteur sera composée d'un générateur de tension associé à une antenne émettrice, tandis que la partie récepteur sera composée d'une antenne réceptrice associée à une charge que nous supposerons complètement résistive.

À partir de ce circuit, nous allons étudier les relations mathématiques régissant son comportement et allons démontrer le principe de l'impédance réfléchi. Ce principe permet de ramener l'impédance totale du circuit secondaire (récepteur) au circuit primaire (émetteur) afin de réaliser un schéma équivalent du système de transfert d'énergie inductif.

Dans un deuxième temps, nous allons voir les notions d'efficacité énergétique plus en détails et expliquer pourquoi dans tous systèmes de puissance il est nécessaire de connaître et de réaliser un bilan de puissance précis. Ce bilan de puissance permet d'estimer l'efficacité du système à partir des pertes présentes dans les différents points du circuit.

Dans un troisième temps, nous allons voir les méthodes de modélisation circuit employées pour réaliser les différentes études d'impact des paramètres composant le circuit sur ses performances (efficacité énergétique, etc.). La mesure étant un outil essentiel pour d'une part valider la méthode de modélisation et d'une autre part réaliser des prototypes précis, nous allons décrire les moyens et chaînes de mesures employés pour caractériser un système de transfert d'énergie inductif.

Dans un quatrième et dernier temps, nous allons étudier par la modélisation circuit l'impact précis que peuvent avoir les différentes composantes du circuit de transfert d'énergie inductif sur ses performances. Le but ici est d'identifier et d'avoir une idée précise des paramètres clés permettant le transfert d'énergie par induction magnétique, et ainsi proposer des règles de conception circuit permettant d'optimiser le transfert d'énergie à partir d'éléments simples.

### *III.2.1.1 Notions d'efficacité énergétique et bilan de puissances*

#### a) Efficacité énergétique

Un système de transfert d'énergie inductif a pour vocation première, comme son nom l'indique, à transférer une certaine quantité d'énergie à travers un système d'émission réception. Cette énergie fournissant un certain travail électrique, une puissance va donc être consommée par les différents éléments du système. L'efficacité énergétique, appelée aussi rendement électrique et explicitée précédemment, est une manière permettant de quantifier la puissance reçue par la charge par rapport à la puissance qui est fournie à l'entrée du circuit d'émission de puissance. La charge ici peut être matérialisée par l'accumulateur d'un téléphone portable, ou tout simplement par la résistance de charge du circuit précédent. Le but d'un système de transfert d'énergie inductif comme tout système destiné à fournir une alimentation électrique est d'être le plus efficace possible, autrement dit la puissance reçue par la charge doit être la plus proche de la puissance fournie à l'entrée du circuit d'émission [78].

Si le principe de Mayer nous apprend qu'une énergie ne « se perd pas, ne se crée pas, mais passe d'une forme à une autre », il implique également que chacun de ces transferts donne lieu à d'inévitables « pertes » associées aux avatars des transformations. Ce qui signifie que les éléments provoquant des pertes de puissance doivent être identifiés tout le long du système à travers un bilan de puissance. La proportion relative de « l'énergie utile » par rapport aux pertes apparaît ainsi comme une grandeur immédiate quantifiant « l'efficacité énergétique » d'une transformation volontaire.

Le rendement d'un système est alors défini comme le quotient de l'énergie utile par l'énergie totale nécessaire au fonctionnement du système et reprend la définition de l'efficacité de liaison entre antennes énoncée précédemment. Ce nombre, appelé «  $\eta$  », est ainsi toujours strictement compris entre 0 et 1, un système étant d'autant plus efficace que son rendement tend vers 1.

Comme nous pouvons le deviner, l'efficacité énergétique d'un système est une grandeur clé dans tout système de puissance. Et en particulier dans les environnements embarqués, tel qu'un véhicule. En effet, les ressources en énergie électrique sont limitées ici à la seule batterie du véhicule et cette dernière doit alimenter tous les systèmes électroniques à bord de la voiture, sans parler de son but premier qui est de permettre le bon fonctionnement du moteur. C'est pourquoi tout système embarqué doit voir sa consommation électrique être employée au plus juste et optimisée pour permettre le fonctionnement des autres systèmes alimentés en toute sécurité.

#### b) Bilan de puissance

Un bilan de puissance est l'action d'évaluer l'évolution de la puissance de l'entrée du système vers la sortie : il permet donc de connaître les différents points du système où il y a des pertes. Une fois les pertes identifiées, des solutions peuvent donc être proposées afin d'améliorer l'efficacité globale du système, toujours dans le but qu'elle tende vers l'unité.

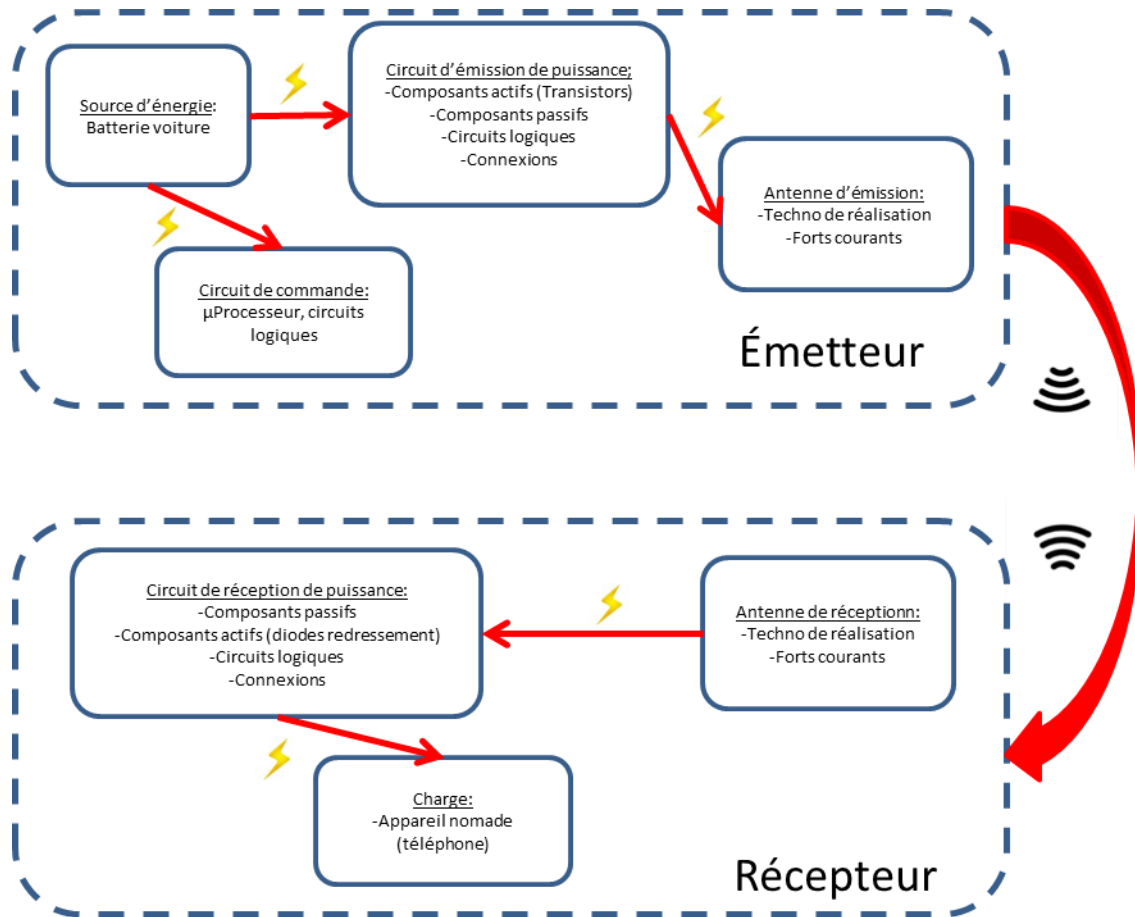


Figure III.32. Représentation des différentes parties composant un système de transfert d'énergie par induction magnétique classique

Sur le schéma présenté sur la Figure III.32, la flèche directrice rouge présente le sens du transfert d'énergie de la source vers la charge et on peut voir l'ensemble des pertes possibles sur un système de transfert d'énergie inductif embarqué dans un véhicule. Les occasions d'avoir des pertes de puissance entraînant une baisse significative des performances sont donc nombreuses.

Dans la théorie de l'électricité générale, trois notions de puissances différentes existent pour un circuit utilisé en régime alternatif sinusoïdal: la puissance active, réactive et apparente. Ici nous intéressons la puissance active car elle seule définit la puissance réellement consommée tout le long du circuit d'émission réception. La puissance réactive est une puissance purement imaginaire, qui est par exemple dégagée par les antennes inductives lorsqu'elles sont parcourues par un courant et qui ne va pas être utilisée par la charge. La puissance apparente, définie comme le produit de la tension par le courant (valeurs efficaces), est quant à elle utile pour dimensionner un système et quantifier ainsi la puissance maximale (active ou réactive) qu'il est susceptible de rencontrer. En effet, la puissance apparente est aussi égale à la somme quadratique de la puissance active et réactive.

La puissance active est définie de manière générale selon la formule suivante :



$$P(t) = \frac{1}{T} \int_0^t u(t) * i(t) \quad \text{Eq. III.44}$$

Où  $u(t)$  et  $i(t)$  sont respectivement les valeurs instantanées de la tension et du courant tandis que T sera la période de temps considérée pour calculer la puissance.

Si l'on considère le circuit ci-dessous, représentatif d'un schéma équivalent classique dans un régime continu, on distingue uniquement la source et l'impédance équivalente d'un dispositif quelconque:

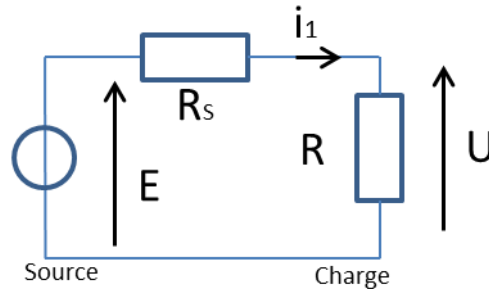


Figure III.33 Schéma équivalent d'une source d'alimentation connectée à une charge en régime DC

La source de tension E représentera la source d'alimentation du système, la résistance R est quant à elle la charge (où autrement dit l'élément qui doit recevoir la puissance fournie par le système) tandis que  $R_s$  apparaît comme la résultante des éléments dissipatifs propres au circuit. Cette résistance  $R_s$  peut donc représenter l'ensemble des pertes qui s'interposent entre l'alimentation du système et la résistance de charge.

Le courant I traversant l'unique maille du système s'écrit sous la forme suivante :

$$I = \frac{E}{R_s + R} \quad \text{Eq. III.45}$$

La puissance reçue, et donc consommée, par la résistance de charge R s'écrit donc :

$$P_{Utile} = RI^2 = R \left( \frac{E}{R_s + R} \right)^2 \quad \text{Eq. III.46}$$

La puissance totale, générée à l'entrée du système s'écrit quant à elle :

$$P_{Totale} = EI \quad \text{Eq. III.47}$$

Si l'on considère la définition de l'efficacité précédente, on obtient :

$$\eta = \frac{P_{Utile}}{P_{Totale}} = \frac{R}{R + R_s} \quad \text{Eq. III.48}$$

On peut observer que l'efficacité est maximale pour  $R \gg R_s$ , ou bien pour  $R_s \sim 0$ . Mais qui dit une résistance de charge  $R_s$  élevée dit un courant circulant à l'intérieur relativement faible, et donc une puissance absorbée par la charge faible elle aussi. La condition pour avoir une efficacité optimale semble



être de travailler à des puissances réduites. Ceci peut se formaliser graphiquement à travers les évolutions de la puissance au niveau de la charge et de l'efficacité en fonction de la résistance de charge  $R$  (pour  $R_S$  fixée). La Figure III.34 ci-dessous présente donc l'évolution de l'efficacité  $\eta$  et du quotient  $\frac{P_{Utile}}{P_{Max}}$ , en fonction de la variable normalisée  $\frac{R}{R_S}$ .  $P_{Max}$  définit ainsi la valeur maximum que peut prendre la puissance reçue  $P_{utile}$ , quand  $R = R_S$ .

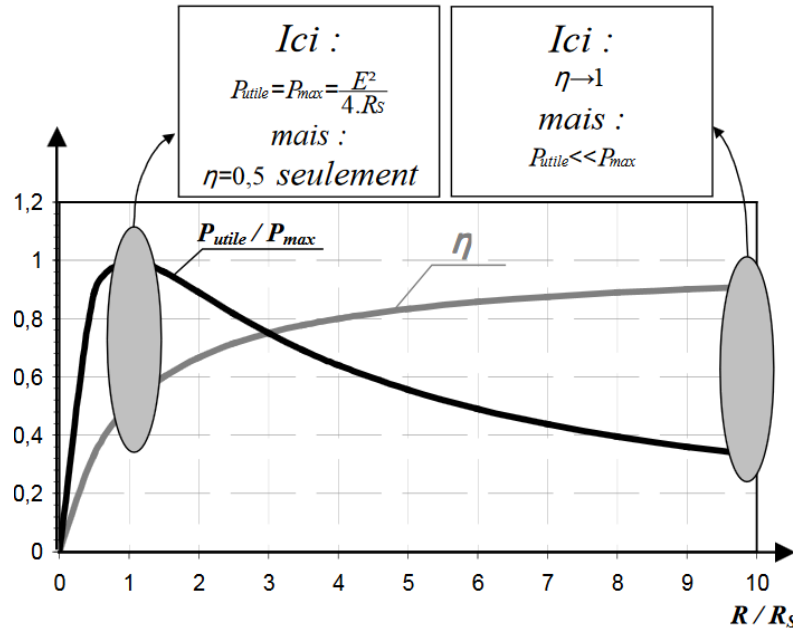


Figure III.34. Évolution de la puissance et de l'efficacité énergétique en fonction de la résistance de charge [79]

On observe que la puissance reçue par la charge sera maximale pour  $\frac{R}{R_S}$  égal à 1 mais que l'efficacité sera quant à elle de 0.5. On remarquera également que l'efficacité est maximale et tend vers 1 au fur et à mesure que le quotient  $\frac{R}{R_S}$  tend vers l'infini mais que la puissance reçue chute et tends vers 0.

Ceci montre que dans tout système linéaire, il existera un compromis à trouver à travers le couple puissance reçue et efficacité totale afin de maximiser les deux. Et qu'un système optimisé pour délivrer une certaine puissance avec une haute efficacité ne sera pas forcément à même de délivrer une puissance différente avec les mêmes conditions d'efficacité énergétique.

Cette observation s'applique également à tout système linéaire utilisé en régime sinusoïdal. Si l'on considère le circuit suivant :

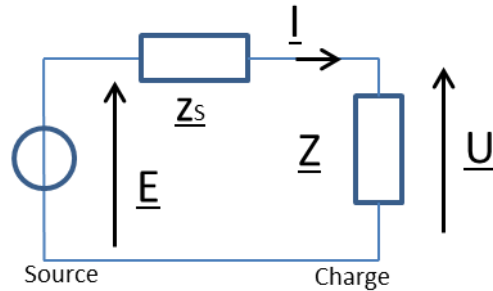


Figure III.35. Schéma équivalent d'une source d'alimentation connectée à une charge en régime AC

Ici  $E$  représente la source d'alimentation sous la forme d'une grandeur complexe tandis que  $I$  représente le courant circulant à l'intérieur du système et potentiellement déphasé par rapport à  $E$ .  $Z$  est l'impédance représentant l'élément de charge à alimenter, mise sous forme complexe  $R + jX$ , tandis que  $Z_s$  représente l'impédance des éléments entre la source et la charge, mise également sous forme complexe  $R_s + jX_s$ . L'efficacité énergétique ne prend en compte que les éléments dissipant une puissance active, soient les éléments réels. Si l'on considère les éléments réels présents dans le circuit, on retrouve l'équation de l'efficacité précédente.

Si l'évolution du rendement sera la même que pour le circuit utilisé en régime continu (car ne dépend que des éléments réels du circuit), il en sera autrement pour la puissance reçue qui va également dépendre de la valeur des éléments imaginaires. Ces éléments imaginaires sont provoqués par les éléments réactifs capacitifs ou inductifs, qu'ils fassent partie intégrantes du système ou bien qu'ils soient dus aux effets parasites correspondants à l'utilisation à fréquence élevée. La puissance reçue par la charge sera maximale lorsque les parties imaginaires seront compensées, c'est-à-dire quand  $X = -X_s$ , et que le circuit se ramènera à l'association en série des éléments réels. On retrouvera la condition précédente où  $R = R_s$  pour avoir une puissance reçue maximale. Les conclusions trouvées en régime continue sont donc également valables en régime alternatif sinusoïdal, à la différence près qu'une adaptation d'impédance est nécessaire afin de pouvoir transférer des puissances élevées. Les conditions sur l'efficacité sont identiques, car seuls les éléments réels agissent sur l'efficacité énergétique pour un circuit série.

### III.2.1.2 Notions d'impédance réfléchie

Après avoir vu les notions élémentaires de puissance et d'efficacité énergétique, nous allons considérer à présent le circuit de transfert d'énergie par induction magnétique suivant dans sa plus simple expression :

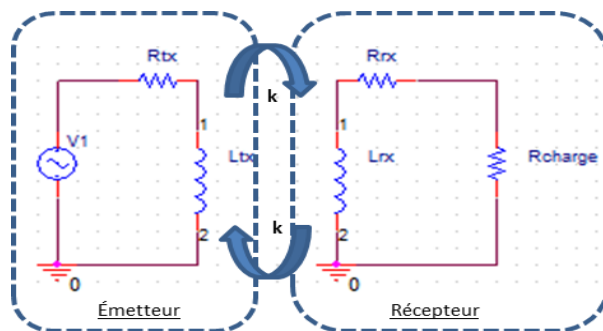


Figure III.36. Schéma d'un émetteur et d'un récepteur couplé

Sur la Figure III.36, on peut voir le circuit émetteur à gauche et le circuit récepteur à droite. L'antenne émettrice est constituée de son inductance  $L_{Tx}$  et la résistance série représentant les pertes résistives  $r_{Tx}$ . Cette antenne est reliée à un générateur délivrant une tension  $V_I$  et est magnétiquement couplée à l'antenne réceptrice. Ce couplage magnétique étant représenté par le facteur de couplage  $k$ , l'antenne réceptrice est constituée d'une inductance  $L_{Rx}$  et d'une résistance série  $r_{Rx}$ . L'antenne réceptrice est connectée à une charge supposée purement résistive et représentée par la résistance  $R_{Charge}$ . Cette charge peut représenter ici l'accumulateur d'un appareil électronique nomade que l'on souhaite recharger.

Il est intéressant de noter que si l'on prend l'exemple d'un téléphone, il se recharge sous une tension nominale de 5 V (standard USB) régulée via un convertisseur DC-DC à l'intérieur du téléphone et adapté au profil de charge de la batterie. On note aussi que le courant de pleine charge délivré par les chargeurs classiques est de 1 A ce qui nous donne une puissance de charge de 5 Watts, puissance adoptée par le Wireless Power Consortium pour définir la charge typique correspondant à son standard faible puissance (défini dans la suite de ce chapitre). Si nous prenons donc l'hypothèse d'une puissance transférée de 5 W sous 5 V, cela nous fait une résistance de charge de 5  $\Omega$ . Cette valeur de résistance sera celle utilisée par défaut dans le reste de l'étude.

Lorsque qu'un couplage se crée entre les deux antennes inductives, le circuit précédent peut se représenter sous la forme suivante :

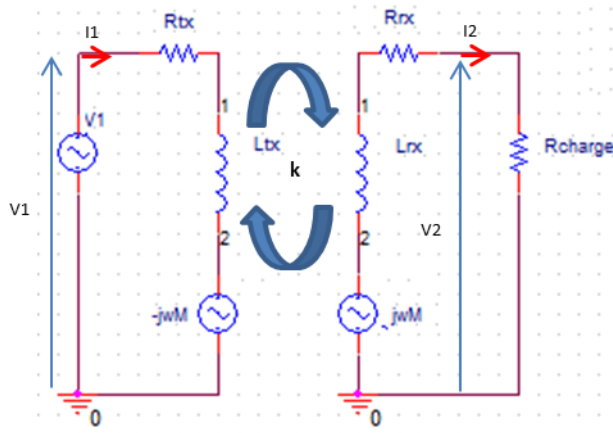


Figure III.37. Schéma équivalent représentant les effets de l'inductance mutuelle au niveau des antennes d'émission et de réception

Comme on l'a vu précédemment, une antenne inductive va émettre un champ magnétique intense lorsqu'elle est parcourue par un courant. Si une autre antenne inductive est placée à l'intérieur de ce champ magnétique, une tension va être induite à ses bornes. Cette tension est représentée par un générateur de tension parfait fonction du courant induit et de l'impédance purement imaginaire créée par la mutuelle inductance entre les deux antennes inductives. C'est pourquoi au schéma équivalent du circuit récepteur est ajouté ce générateur représentant la tension induite. Mais cette tension induite au récepteur va être à l'origine de la circulation d'un courant à travers l'antenne réceptrice, qui va à son tour générer un champ magnétique intense. C'est pourquoi un générateur de tension représentant l'influence de la bobine réceptrice est présent également au niveau du circuit émetteur.

Selon la loi des mailles, les équations régissant le circuit de transfert d'énergie inductif sont les suivantes :

$$V_1 = (r_{Tx} + jL_{Tx}\omega)I_1 - jM\omega I_2 \quad \text{Eq. III.49}$$

$$0 = (r_{Rx} + jL_{Rx}\omega + R_{Charge})I_2 - jM\omega I_1 \quad \text{Eq. III.50}$$

L'impédance d'entrée du circuit, représentée sous la forme du rapport de la tension d'entrée sur le courant, est telle que :

$$Z_E = \frac{V_1}{I_1} = r_{Tx} + jL_{Tx}\omega + \frac{\omega^2 M^2}{r_{Rx} + jL_{Rx}\omega + R_{Charge}} \quad \text{Eq. III.51}$$

Soit

$$Z_E = r_{Tx} + jL_{Tx}\omega + Z_R \quad \text{Eq. III.52}$$

Avec  $Z_R$  défini comme

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad \text{Eq. III.53}$$

Et  $Z_S$  étant l'impédance équivalente du circuit récepteur.

On en déduit que le schéma précédent peut être remplacé par un schéma équivalent illustré par la Figure III.38, qui va représenter la notion de l'impédance du circuit secondaire (récepteur) qui est réfléchi et ramenée au circuit primaire (émetteur) [80].

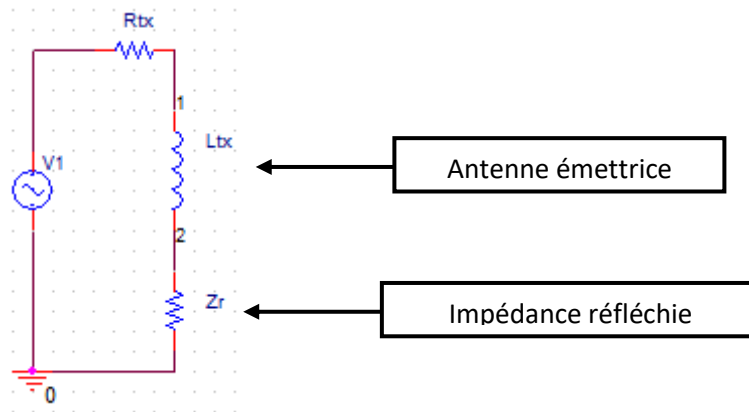


Figure III.38. Schéma équivalent de l'impédance réfléchi du secondaire au primaire

Par résolution des équations et la séparation de l'impédance entre ses parties réelles et imaginaires, la nouvelle équation de l'impédance équivalente du circuit de transfert d'énergie par induction magnétique vue du primaire est :

$$\mathbf{Z}_e = \left\{ r_{Tx} + \frac{\omega^2 M^2}{(r_{Rx} + R_{Charge})^2 + (L_{Rx}\omega)^2} (r_{Rx} + R_{Charge}) \right\} \quad \text{Eq. III.54}$$

$$+ j \left\{ L_{Tx}\omega - L_{Rx}\omega \frac{\omega^2 M^2}{(r_{Rx} + R_{Charge})^2 + (L_{Rx}\omega)^2} \right\}$$

Le but ici est de mettre en évidence les parties réelles et imaginaires du circuit. Comme nous l'avons vu précédemment, la réalisation d'un bilan de puissance se concentre uniquement sur la partie active de la puissance transférée. Et c'est la partie réelle de l'impédance équivalente qui va conditionner cette puissance active. La partie imaginaire de l'impédance équivalente conditionnera quant à elle la puissance réactive, mais cette puissance ne nous intéressera point étant donné qu'elle ne rentre pas en compte dans le bilan énergétique.

Si l'on réalise un bilan de puissance sommaire du circuit, la puissance totale du système vue par l'impédance d'entrée sera donc

$$P_{TxCoil} = \text{Re}\{\mathbf{Z}_e\} I_{TxCoil}^2 \quad \text{Eq. III.55}$$

La puissance au niveau de la bobine de réception est telle que :

$$P_{RxCoil} = \text{Re}\{\mathbf{Z}_r\} I_{TxCoil}^2 - \text{ESR}_{RxCoil} I_{RxCoil}^2 \quad \text{Eq. III.56}$$

On en déduit donc la différence entre les puissances des antennes émettrice et réceptrice :

$$P_{TxCoil} - P_{RxCoil} = \text{ESR}_{TxCoil} I_{TxCoil}^2 + \text{ESR}_{RxCoil} I_{RxCoil}^2 \quad \text{Eq. III.57}$$

Dans le bilan de puissance, les pertes (ou puissance dissipée) entre les deux bobines d'émission et de réception sont donc la somme des pertes par effet Joule dans les résistances séries parasites de chacune des antennes.

On peut voir dans l'équation précédente de l'impédance d'entrée du système que sa partie imaginaire est très importante. Le fait que cette partie imaginaire soit si importante entraîne une puissance réactive élevée, qui entraînera donc une puissance active transférée à la charge moindre. C'est pourquoi cette partie imaginaire doit être éliminée, en utilisant le principe de la résonance.

La fréquence de résonance d'un système est la fréquence où la partie imaginaire d'un circuit s'annule, et où la phase de la réponse fréquentielle passe par 0. Une résonance est donc possible uniquement pour un circuit composé au moins d'un élément inductif et d'un élément capacitif. L'antenne de notre circuit étant assimilée à une bobine électrique, et ayant donc un comportement inductif, il est nécessaire d'y adjoindre un condensateur. La fréquence de résonance d'un circuit composé d'un élément capacitif et d'un élément inductif est donnée par la relation suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Eq. III.58}$$

Un circuit résonant de type LC peut avoir deux topologies différentes, en série ou en parallèle. La résonance série est à privilégier dans un système de transfert d'énergie inductif car sa réponse fréquentielle est de sorte à donner une impédance très faible à la fréquence de résonance. Une impédance très faible sera donc synonyme de courant maximal circulant dans le circuit, et donc une puissance transférée potentiellement plus élevée. À l'inverse, un circuit résonant parallèle donnera une impédance maximisée à la fréquence de résonance, et donc un courant très faible.

Pour des problématiques de transfert d'énergie inductif où les circuits d'émission et de réception sont connus, il est possible à partir de leur impédance équivalente et du théorème de l'impédance réfléchie de réaliser un bilan d'impédance complet. Ce bilan d'impédance peut donc servir à calculer les conditions optimales pour transférer un maximum de puissance ou bien avoir une efficacité énergétique la plus élevée possible. Et ce, que ce soit en fonction de la charge au récepteur ou bien du facteur de couplage magnétique [81].

Mais cette approche n'est pas compatible avec notre problématique où l'on doit réaliser un émetteur capable de transférer une certaine puissance demandée de manière la plus efficace possible. Et ce, avec n'importe quel récepteur compatible avec les différentes normes de chargement inductif (qui seront détaillées par la suite). C'est pourquoi les études paramétriques réalisées par simulation circuit peuvent apporter de manière rapide et intuitive des éléments de réponse sur la compréhension des phénomènes physiques. Ainsi que l'influence des composantes d'un système de transfert d'énergie inductif sur ses performances.

### *III.2.1.3 Modélisation circuit et méthode de mesure*

Nous avons vu dans les chapitres précédents les méthodes de modélisation numériques des antennes utilisées dans les circuits de transfert d'énergie inductifs. Une fois la conception des antennes finies, on souhaite réaliser le système à proprement parler en y intégrant l'électronique permettant à celui-ci de fonctionner de manière autonome.

Dans un premier temps, nous allons détailler le processus de modélisation circuit classique d'un tel système. Étant donné que toute modélisation numérique doit être vérifiée et en quelques manières étalonnées par rapport à des valeurs de références, nous avons choisi de la même manière que précédemment de réaliser une validation par rapport à des mesures faites sur prototypes.

Dans un deuxième temps, nous nous intéresserons aux études paramétriques d'un circuit de transfert d'énergie inductif classique afin de voir l'influence de chacun des paramètres de manière isolée sur les performances énergétique.

#### *a) Méthode de mesures et réalisation d'un bilan de puissances précis*

Nous allons nous intéresser ici à présenter les différents moyens de caractériser de manière expérimentale un système de transfert d'énergie inductif. S'agissant d'un dispositif électronique, nous avons besoin de mesurer des grandeurs telles que des tensions, des courants, des phases et déphasages ainsi que des fréquences. Et, étant donné qu'il s'agit d'un système mettant en jeu différentes puissances, nous avons besoin de pouvoir mesurer ces puissances de manière efficace avec une précision correcte. Cette étape est essentielle pour réaliser un bilan de puissances précis et donc mesurer des efficacités énergétiques les plus justes possible.

Pour réaliser un bilan de puissance, deux manières de faire sont possibles : utiliser un oscilloscope ou bien un appareil de mesure de puissance dédié appelé communément wattmètre (ou power meter en anglais). Ces méthodes ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients suivant le problème à résoudre.

La puissance quant à elle se mesure directement par une opération sur la tension et le courant, de plusieurs façons différentes. Selon la théorie des puissances électriques en régime alternatif sinusoïdal, la puissance active est donnée par la formule suivante :

$$P = UI \cos \varphi \quad \text{Eq. III.59}$$

où U et I sont respectivement les valeurs efficaces (RMS) de la tension et du courant tandis que  $\varphi$  est le déphasage entre ces deux grandeurs. Pour rappel, le déphasage est la différence de phase entre la tension et le courant qui quantifie de combien une grandeur est en avance (ou en retard) de phase par rapport à une autre. Mais comme indiqué précédemment, cette équation est valable uniquement pour de signaux sinusoïdaux purs. Or en pratique, les signaux ne sont jamais de pures sinusoïdes et contiennent toujours suffisamment de niveaux d'harmoniques pour que cette équation ne soit plus utilisable.

Cependant, et comme nous l'a montré l'équation Eq. III.44, la puissance active est aussi l'intégrale du produit des valeurs instantanées de la tension et du courant sur une période donnée. Cette équation a la particularité d'être la définition première de la puissance d'un signal et donc d'être valable pour tous les régimes alternatifs qu'ils soient sinusoïdaux ou non.

#### b) Modélisation circuit d'un système d'antennes inductives couplées

Après avoir vu comment caractériser expérimentalement un prototype, nous allons maintenant nous intéresser à la modélisation circuit d'un système de transfert d'énergie inductif.

Comme nous l'avons vu plusieurs fois, un circuit de transfert d'énergie inductif est composé d'une partie émission connectée à une antenne inductive. Cette antenne inductive va générer un champ magnétique, qui va permettre à une antenne placée à proximité de recevoir une certaine quantité d'énergie. Cette antenne de réception est connectée à un circuit de réception, lui-même raccordé à une charge à alimenter. À noter que les antennes sont magnétiquement couplées à travers l'expression d'un facteur de couplage  $k$ .

Le transfert d'énergie entre les deux antennes couplées suit donc le principe d'un transformateur. A ce transformateur est donc connecté d'un côté le circuit d'émission et d'un autre le circuit de réception.

Plusieurs logiciels de CAO peuvent être utilisés pour concevoir et simuler ces circuits. Nous avons ici utilisé PSPICE (OrCAD Cadence) et MicroWave Office (AWR) pour concevoir les circuits de transfert d'énergie inductifs [82] [83]. En effet, ces logiciels permettent d'intégrer, hormis les éléments discrets classiques, des modèles d'éléments actifs (diodes, transistors, circuits intégrés, etc.) et de réaliser une simulation complète des prototypes existants afin d'optimiser leurs performances. Et ce, que ce soit dans les domaines temporel et fréquentiel. On notera cependant que le logiciel PSPICE donne de bons résultats à basses fréquences, tandis que Microwave Office est plutôt spécialisé dans l'étude de circuit haute fréquence. Microwave Office dispose également d'outils d'optimisation et de représentations graphiques beaucoup plus avancés.

### III.2.1.4 Validation de la méthode de simulation à travers la mesure d'un système

#### couplé

Le but de cette partie est de comparer les résultats de mesure d'un prototype avec ceux obtenus par simulation circuit de son modèle. Un modèle théorique à partir des relations d'impédance sera également conçu afin de calculer les puissances et d'estimer par la suite la corrélation avec les résultats expérimentaux et de simulation.

Nous allons considérer deux circuits différents : un premier circuit composé uniquement d'une antenne inductive en série avec une résistance et un condensateur puis un deuxième circuit où deux antennes inductives échangeront de l'énergie pour alimenter une charge.

a) 1<sup>er</sup> circuit : bilan de puissance sur un circuit RLC classique

Le circuit considéré est schématisé ci-dessous :

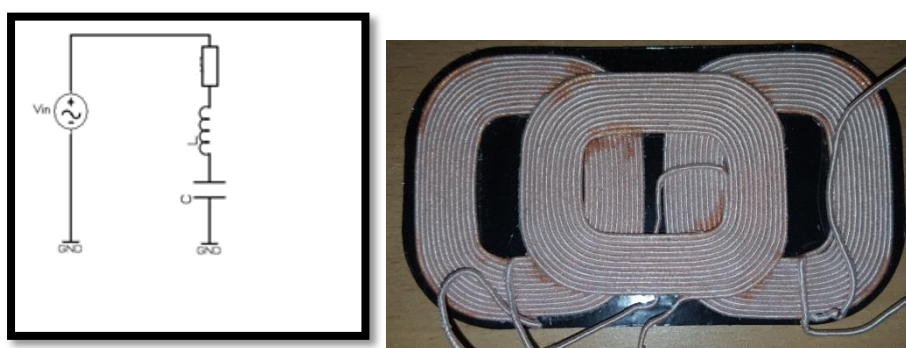


Figure III.39. Représentation du circuit RLC employé pour la validation des résultats de simulation (à gauche) et prototype d'une antenne inductive de type Qi A13 utilisée comme bobine

On peut voir qu'il s'agit d'une antenne inductive en série avec une résistance de puissance et un condensateur de résonance. L'antenne inductive utilisée est de type Qi A13 et a été utilisée dans le but de travailler dans des conditions réalistes et conformes à la problématique de modélisation circuit [84]. Le but de cette première manipulation, d'apparence simpliste, est de vérifier la bonne corrélation entre les résultats de mesures que nous renvoient les deux méthodes expérimentales détaillées ci-dessus. Le tout à une fréquence de 110 kHz, fréquence d'application classique d'un système de transfert d'énergie inductif compatible avec la norme Qi Low Power du WPC. Dans un premier temps, la valeur de chacun des composants discrets du montage est mesurée avec un analyseur d'impédance et montrée sur le Tableau III.4.

Antenne inductive		Condensateurs de résonance		Résistance		Système Équivalent Total		
L (μH)	R (Ω)	C (nF)		R (Ω)	L (μH)	L (μH)	R (Ω)	C (nF)
12,25	0,026	199,6		49,2	2,68	14,93	49,226	199,6

Tableau III.4 Paramètres électriques de chacun des composants du circuit RLC

Une fois les valeurs connues, on mesure la tension aux bornes de l'ensemble du circuit RLC ainsi que le courant y circulant. En ajoutant la mesure du déphasage entre ces deux grandeurs, on est donc à même de



connaître la puissance. Cette mesure peut être calculée automatiquement par les appareils de mesure numériques type wattmètre ou bien en utilisant un oscilloscope et en calculant la puissance suivant la formule Eq. III.44.

Le prototype a également été modélisé sous PSPICE afin d'extraire les valeurs de tension, courant et puissance active. En utilisant la partie réelle de l'impédance totale du circuit, on peut calculer la puissance totale à partir du courant en utilisant la relation de la puissance active dissipée :

$$P = \text{Re}\{Z\}I^2 \quad \text{Eq. III.60}$$

Le tableau ci-dessous recense les différents résultats :

Mesures expérimentales (Oscill.)			Simulations SPICE			Théorie Impédance	
Tension (Vrms)	Courant (Arms)	Puissance (W)	Tension (Vrms)	Courant (Arms)	Puissance (W)	Re{Ze} (Ω)	P=Re{Ze}.I <sup>2</sup> (W)
15	0,3	4,55	14,98	0,303	4,52	49,23	4,53

Tableau III.5 Résultats de simulations et mesures expérimentales

En fixant la tension, on constate que l'on retrouve bien les mêmes courants et puissances par l'expérimentation, par la simulation circuit ou bien en utilisant la théorie des puissances. À la vue de la bonne corrélation des résultats expérimentaux, de simulations et théoriques, les différentes méthodes peuvent être validées avec un bon degré de confiance.

b) 2<sup>ème</sup> circuit : bilan de puissance sur un circuit de transfert d'énergie inductif

Après avoir étudié et validé les méthodes de mesures et de simulation, nous allons à présent considérer un circuit de transfert d'énergie inductif. Pour ce faire, nous allons utiliser deux antennes inductives d'émission et de réception à une distance de 2 mm. Le schéma du circuit est donné ci-dessous :

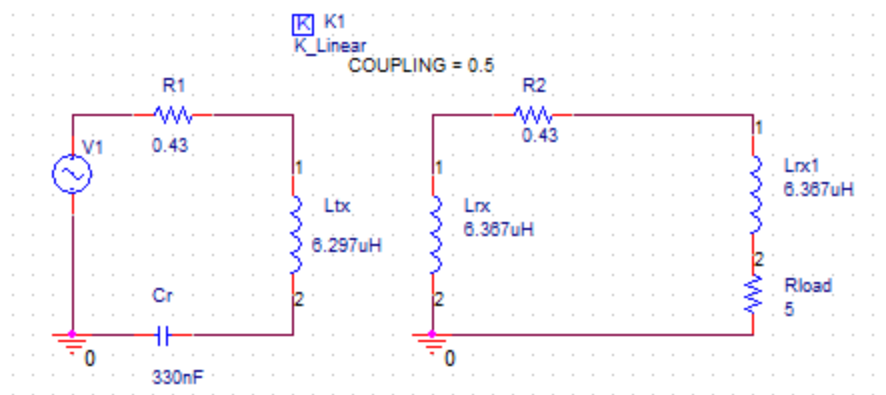


Figure III.40. Schéma du circuit de transfert d'énergie inductif employé pour la validation des résultats de simulation

Un générateur de fréquence, connecté à un amplificateur basse fréquence, est relié à l'antenne d'émission. Cette antenne résonne avec un condensateur afin de travailler avec un courant plus élevé et ainsi transférer davantage de puissance. L'antenne de réception est quant à elle connectée à une résistance de charge. On notera que les résistances de puissance employées possèdent en régime alternatif un comportement inductif, qui est donc pris en compte dans la modélisation circuit. On considère toujours une fréquence de travail de 110 kHz.

Les résultats expérimentaux et de simulations sont montrés sur le Tableau III.6.

	Antenne émettrice			Antenne réceptrice			Efficacité totale
	Tension (Vrms)	Courant (Arms)	Puissance (W)	Tension (Vrms)	Courant (Arms)	Puissance (W)	
<b>Mesure</b>	7,58	2,1	7,62	5,12	1	5,13	0,673
<b>Simulation</b>	7,67	2,09	7,47	5,08	1,02	5,15	0,689

Tableau III. 6 Comparaisons des bilans de puissances obtenus par simulations circuit et mesures expérimentales

On constate que la modélisation circuit du système de transfert d'énergie inductif permet de retrouver les résultats expérimentaux du prototype avec une bonne corrélation. On va maintenant appliquer la théorie de l'impédance réfléchie à ce système en calculant tour à tour l'impédance du circuit secondaire, du circuit réfléchi au primaire et du circuit total à l'entrée du système.

On obtient donc les impédances équivalentes suivantes :

$$Z_{\text{Secondaire}} = jL_{R_x}\omega + R_{R_x} + R_{\text{Charge}} + jL_{R_{\text{Charge}}}\omega \quad \text{Eq. III.61}$$

$$Z_{\text{Réfléchie}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{\text{Secondaire}}} \quad \text{Eq. III.62}$$

$$Z_{\text{Entrée}} = jL_{T_x}\omega + R_{T_x} + \frac{1}{jC_{\text{Résonance}}\omega} + Z_{\text{Réfléchie}} \quad \text{Eq. III.63}$$

Si on identifie ces équations avec les valeurs disponibles sur le schéma, on obtient :

$$Z_{\text{Secondaire}} = 5.43 + j4.677$$

$$Z_{\text{Réfléchie}} = 1.2798 - j1.1023$$

$$Z_{\text{Entrée}} = 1.7098 - j1.0951$$

En appliquant les formules Eq. III.60 et Eq. III.63 et en utilisant dans ce cas-là les valeurs de courant au primaire et au secondaire trouvées par simulation, on obtient une puissance à l'entrée du système de 7.47W et une puissance aux bornes de l'antenne de réception de 5.15W. On constate une nouvelle fois la bonne corrélation entre les résultats théoriques, de simulations et expérimentaux.

Si l'on fait un bilan des deux exemples de circuit montrés ici, on peut dire que :

- les deux méthodes de mesure expérimentales employées pour réaliser les bilans de puissances donnent des résultats similaires, nous confortant ainsi dans la confiance accordée aux résultats trouvés. La principale difficulté est de s'assurer que les différents instruments soient bien calibrés, en minimisant au possible les facteurs qui peuvent entraîner des imprécisions ou des erreurs indésirables.
- la modélisation circuit et la théorie de l'impédance réfléchie permettent de retrouver les résultats obtenus par mesure. On peut donc se servir de ces outils avec un bon degré de confiance afin de concevoir et d'optimiser des systèmes de transferts d'énergie inductifs à ces fréquences-là.

### III.2.2 Études d'un système de transfert d'énergie inductif complet

Nous avons jusqu'à maintenant étudié l'impact des paramètres des antennes inductives sur le couplage magnétique, ainsi que les effets des composantes d'un circuit de transfert d'énergie inductif sur les performances de celui-ci.

Nous allons à présent nous intéresser à la modélisation d'un système d'émission réception type. Après une brève présentation des circuits composants ce système, nous allons présenter les différentes normes régissant le transfert d'énergie inductif à basses fréquences. Ces normes, plus ou moins développées car relativement récentes, ont chacune leurs contraintes et leurs protocoles de communication entre émetteur et récepteur. Ceci doit bien entendu être pris en compte si l'on souhaite certifier un système selon leur standard.

Nous verrons par la suite les moyens appliqués au circuit d'émission pour transmettre une certaine quantité de puissance à l'aide de circuits d'amplification dédiés. Nous identifierons les classes d'amplificateurs les plus à même de répondre aux besoins du transfert d'énergie inductif en terme de puissance et d'efficacité énergétique. Ceci fait, nous illustrerons ce chapitre avec l'étude d'un circuit destiné à fonctionner selon la norme Qi et nous verrons comment la modélisation circuit peut donner des résultats semblables à ceux mesurés expérimentalement. Ceci dans le but final d'avoir une modélisation système complète et ainsi permettre l'optimisation des performances suivant différentes conditions et une meilleure compréhension des phénomènes physiques.

#### III.2.2.1 Généralités

Si dans ce mémoire nous avons jusqu'à présent considéré les problématiques d'émission et de réception sur un même plan, nous allons maintenant nous intéresser aux problématiques du circuit d'émission. En effet, un circuit de réception possède une architecture de base classique qui sera généralement toujours la même à l'exception de l'antenne. De plus, il possède beaucoup moins de contraintes au niveau des standards de transfert d'énergie inductif.

Tout d'abord, l'antenne est connectée à un élément résonant afin d'augmenter le courant disponible en entrée du circuit de réception. Ensuite vient un circuit de redressement afin de transformer les signaux alternatifs en signaux continus. Ceci afin d'alimenter la charge de l'élément récepteur. La raison pour laquelle on travaille avec des signaux continus est que la charge à alimenter sera l'accumulateur de l'élément récepteur. Les accumulateurs délivrent une puissance continue à l'électronique du récepteur, c'est pourquoi eux-mêmes doivent être alimentés par une puissance continue. Si l'on rentre dans les détails, on voit que si la puissance délivrée par les accumulateurs va diminuer au fur et à mesure qu'ils vont se décharger, la tension qu'il délivre restera elle toujours fixe. Ce même principe s'applique pour recharger ces accumulateurs, c'est pourquoi est généralement adjoint entre l'élément redresseur de signaux et l'accumulateur un circuit de régulation en tension. Ce circuit électronique permettra de réguler (et donc de fixer) la tension délivrée à l'accumulateur en absorbant et en lissant les variations de tensions inhérentes au transfert d'énergie.

Les choses sont différentes pour un circuit émetteur où là les topologies peuvent être très variées avec un encadrement normatif beaucoup plus strict. En effet, la principale fonction d'un circuit émetteur dans un système de transfert d'énergie inductif va être de transférer une quantité de puissance importante vers l'émetteur. Cette puissance, utilisant le champ magnétique émis par l'antenne émettrice, doit donc être fournie par une structure adaptée et composée d'un amplificateur de puissance.

Dans le cadre d'un système embarqué dans un environnement automobile, la source d'alimentation principale sera assurée par la batterie du véhicule. La tâche de passer d'un régime continu à un régime alternatif incombe généralement à l'amplificateur de puissance qui, connecté à l'antenne inductive, permet de générer un champ magnétique intense par le biais d'un fort courant disponible. Entre l'amplificateur et l'antenne sont ajoutés également divers filtres et résonances, afin d'optimiser la puissance transférée.

La régulation de la puissance émise par l'émetteur peut se faire de trois façons différentes :

- la tension alimentant le système amplificateur peut être réglée au moyen d'un régulateur de tension intercalé entre lui et la source de tension de l'alimentation générale,
- la fréquence du circuit émetteur peut être modifiée afin de sortir de la résonance. On diminuera donc ainsi le courant disponible au niveau de l'antenne inductive et donc l'intensité du champ magnétique émis.
- le rapport cyclique d'un signal d'excitation carré, servant à piloter les amplificateurs à classes commutées expliqués peu après.

Cependant, la partie critique d'un système d'émission sera ici sa partie amplification du signal RF. Comme expliqué précédemment, cette partie sera assurée par l'utilisation d'un amplificateur de puissance. Les circuits d'amplification de puissance sont divisés suivant différentes classes de fonctionnement qui vont être explicitées dans la suite.

#### *III.2.2.2 Transfert d'énergie suivant les différents standards de chargement inductif*

Dans un système de transfert d'énergie inductif, un émetteur va transmettre une puissance à un récepteur par couplage magnétique. Ce principe de base est valable pour tous les standards de chargement et communication en champ proche. Mais la manière dont la communication se fait entre émetteur et récepteur, ainsi que les enjeux, peuvent différer suivant les normes. On va donc ici expliciter de manière générale le principe de fonctionnement propre à chaque standard. Étant donné qu'ils ont été développés récemment et que les appareils compatibles sont sur le marché de l'électronique grand public depuis peu de temps, ces standards et normes sont susceptibles d'évoluer. Les présentations faites dans ce mémoire sont donc les dernières disponibles au moment de la rédaction.

##### a) Le standard Qi du Wireless Power Consortium (WPC)

Ce standard a vu le jour en 2009 avec la création d'un consortium d'entreprises et de laboratoires de recherche dans le but de créer une norme internationale de chargement inductif et ainsi assurer la compatibilité entre les différents dispositifs de transfert d'énergie [85]. Elle a pour le moment défini une norme dite Faible Puissance (Low Power) afin de fournir une puissance de l'ordre de 5 W à des petits appareils électroniques tels que des téléphones, tablettes, etc. Cependant, une norme dite Moyenne Puissance (Medium Power) est en train de voir le jour, autorisant un transfert de puissance jusqu'à 15 W et permettant donc de recharger des appareils électroniques plus conséquents tels que des ordinateurs portables. Chaque industriel souhaitant développer un émetteur ou récepteur utilisant cette norme-là doit avant mise sur le marché disposer d'une certification de conformité et d'interopérabilité.

Ce standard fonctionne sur une plage de fréquences comprises entre 100 et 200 kHz, avec 110 kHz considérée comme la fréquence d'utilisation type.

Le schéma de fonctionnement est montré ci-dessous :

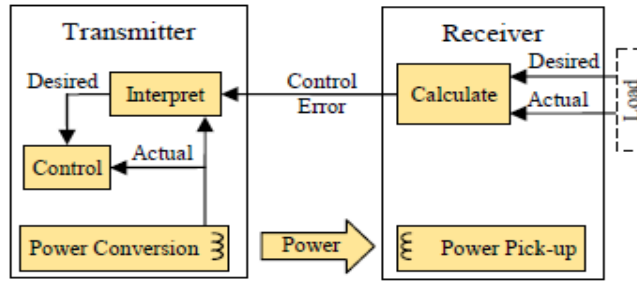


Figure 21 Power transfer control overview

Figure III.41. Architecture typique d'un système de transfert d'énergie inductif compatible à la norme Qi [86]

On peut voir que ce standard propose une communication unilatérale du récepteur vers l'émetteur. Après avoir été identifié par l'émetteur comme étant compatible avec la norme Qi, le récepteur va donner des consignes de chargement et les puissances qu'il doit recevoir. Ces consignes vont s'adapter au fur et à mesure des besoins du récepteur et l'émetteur n'envoie quant à lui qu'un signal de charge. Cette communication est réalisée par une modulation d'impédance où le récepteur va modifier son impédance périodiquement de manière résistive ou capacitive. Ceci entraîne une modulation du courant ou de la tension aux bornes de l'antenne inductive de l'émetteur qui est détectée et démodulée par un circuit approprié. Il est à noter qu'une routine d'identification et de chargement a été développée, et celle-ci doit être suivie scrupuleusement afin d'autoriser un transfert de puissance.

b) Le standard Rezence de Alliance For Wireless Power (A4WP)

Cette norme a vu le jour en 2012 dans le but de mettre en compétition la norme Qi. Elle repose sur l'emploi de circuit utilisant la résonance magnétique à une fréquence fixe de 6.78MHz, correspondant à la bande de fréquence libre ISM (Industrial Scientific Medical). Plusieurs classes de fonctionnement autorisant diverses puissances de transfert sont disponibles, et on peut faire l'analogie au standard Qi avec la création de normes Faible et Moyenne puissance dans le but de recharger des téléphones, tablettes ou bien ordinateurs portables. Les contraintes vis-à-vis des industriels désirant concevoir des émetteurs ou des récepteurs compatibles avec Rezence sont les mêmes qu'avec le Qi. En effet, une certification rigoureuse est nécessaire avant mise sur le marché toujours dans un souci d'interopérabilité. Un schéma de fonctionnement type est disponible ci-dessous :

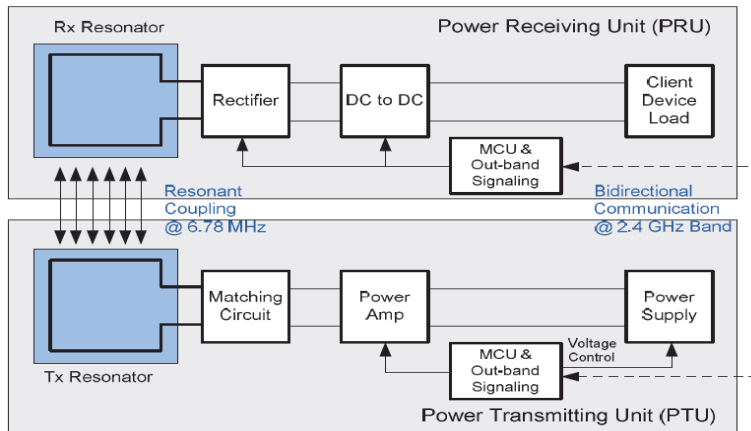


Figure III.42. Architecture typique d'un système de transfert d'énergie inductif compatible à la norme Rezence [87]

On observe que la principale différence avec la norme Qi, outre la fréquence de fonctionnement, est la mise en place d'une communication bilatérale entre l'émetteur et le récepteur suivant un protocole standardisé dans la bande des 2.4 GHz (Bluetooth Low Energy). De plus, cette norme supporte le transfert d'énergie d'un émetteur vers plusieurs appareils récepteurs simultanément.

c) Le standard NFC issue de la norme RFID

Le standard NFC est différent des deux précédents, bien qu'il utilise un transfert d'énergie par couplage magnétique. En effet, le but ici n'est pas de transmettre une forte puissance pour recharger un appareil électronique mais plutôt d'émettre une puissance de faible intensité servant directement à alimenter un récepteur et ainsi permettre une communication. Il est le descendant du protocole RFID (RadioFrequency Identification) développé durant la seconde guerre mondiale dans le but d'identifier facilement les avions. Un système RFID est composé de deux éléments, un transpondeur ou tag, qui est localisé sur l'élément à identifier et un lecteur capable de lire ou d'écrire des informations disponibles sur le tag. Un lecteur est généralement constitué d'un module RF (émetteur/récepteur), d'une unité de contrôle et d'une antenne. Un tag est quant à lui composé d'une antenne et d'un circuit intégré de communication (microship) de dimensions et consommation électrique réduites. Ces systèmes RFID peuvent être utilisés sur plusieurs gammes de fréquences allant de 120 kHz à plusieurs GHz mais celle qui va être considérée ici est la fréquence opérationnelle fixe à 13.56MHz.

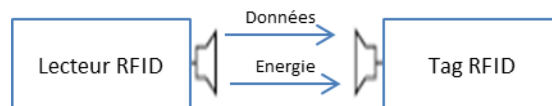


Figure III.43 Architecture typique d'un système de transfert d'énergie compatible à la norme NFC

Le mode de communication peut être actif (émetteur et récepteur disposent de leur propre source d'alimentation électrique générant leurs propres signaux RF) ou passif (seul l'émetteur dispose de sa propre source d'alimentation électrique tandis que le récepteur est alimenté par le champ généré par l'émetteur). On distingue également trois mécanismes de couplage différents entre émetteur et récepteur : couplage par rétrodiffusion des ondes (Backscattering), couplage capacitif et couplage inductif. Seul ce dernier nous intéresse ici car reprenant le principe de transfert d'énergie à travers l'inductance mutuelle créée entre les deux antennes d'émission et de réception. En effet, lorsque le tag est proche du lecteur, une tension est induite et redressée dans le but d'alimenter le microprocesseur à l'intérieur de celui-ci. La communication du tag vers le lecteur se fait par modulation de charge au niveau de l'antenne du tag.

Le développement de la technologie NFC a été initié en 2004 par Sony et Philips (aujourd'hui NXP Semiconductors) via le consortium NFC Forum qui se veut une extension du protocole RFID et donc compatible avec cette dernière. La différence principale vient de la possibilité d'un échange d'informations bidirectionnel qui permet donc une communication dans le sens montant et descendant entre appareils compatibles NFC. Un simple appairage (action de connecter deux appareils NFC ensemble en les mettant côte à côte) permet de les configurer automatiquement afin d'engager une communication en réseau pair à pair. Les utilisations sont multiples et en perpétuelle progression, allant de l'intégration dans des cartes de paiements aux cartes d'accès (bâtiments, voitures) et bien d'autres.

### III.2.2.3 Les différentes classes d'amplificateurs de puissance

Dans un système de transfert d'énergie inductif, l'émetteur doit être en mesure de générer un champ magnétique intense afin de pouvoir fournir au récepteur la puissance requise. Pour cela, l'émetteur utilise un circuit d'amplification. Contrairement aux amplificateurs petits signaux, ces amplificateurs doivent être capable de délivrer une puissance importante d'où le nom d'amplificateurs de puissance. Ces amplificateurs de puissance ont été traditionnellement catégorisés en différentes classes de fonctionnement suivant si le composant actif (transistor) opère en tant que source de courant ou interrupteur (commutation). Ils sont basés sur un même circuit type présenté ci-dessous :

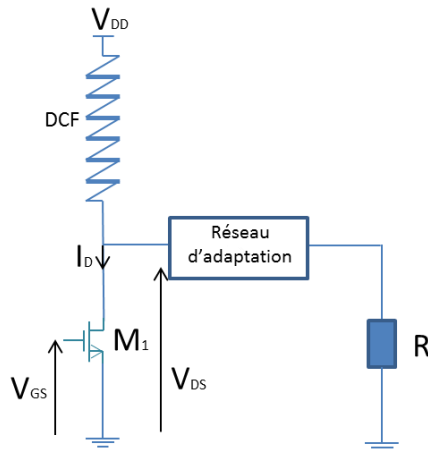


Figure III. 446. Schéma type d'un amplificateur de puissance à base d'un transistor FET

On peut voir sur la Figure III..44 que la puissance de sortie est délivrée à une charge (représentée par la résistance R) tandis qu'une bobine de lissage DCF (RadioFrequency Choke) assure le bon fonctionnement du transistor en source de courant. En fonction de l'application, un réseau d'adaptation d'impédance est utilisé pour lisser le signal ou optimiser l'efficacité énergétique.

#### a) Amplificateurs de puissance en régime linéaire

Si l'amplificateur opère en source de courant, il est destiné à fonctionner en régime linéaire et le signal de sortie sera proportionnel au signal d'entrée. Il gardera donc ses caractéristiques identiques durant tout le processus d'amplification. Ces amplificateurs ne saturent jamais, et les transistors sont soit complètement ouverts soit complètement fermés. Étant donné qu'ils sont électriquement conducteurs sans discontinuité, ces transistors consomment une certaine puissance électrique qu'ils dissipent sous forme de chaleur. On a donc une perte de puissance réelle et constante.

Ces amplificateurs de puissance sont classés par rapport au moment où les transistors conduisent le courant en fonction du cycle d'entrée du signal RF. Cet angle de conduction, qui signifie donc le pourcentage de temps où le transistor fournit un courant de drain (ou d'émetteur pour un bipolaire), les classe en catégorie A, B, AB et C [88].

Sans rentrer dans les détails, ces classes de fonctionnement peuvent être décrites de la façon suivante :

- Classe A : Cette topologie n'utilise qu'un seul transistor, qui est polarisé de façon à ce qu'il soit actif durant tout le cycle du signal RF. Il a donc un angle de conduction de  $360^\circ$ . Son point de repos se situe généralement au milieu de la droite de charge. Étant donné que

le transistor est polarisé et conducteur même s'il n'est traversé par aucun signal RF, la puissance dissipée dans celui-ci est maximale. Il aura donc une efficacité énergétique très faible, théoriquement de 50%. C'est cependant la configuration qui sera la plus fidèle avec un taux de distorsion harmonique très faible. Le signal amplifié sera donc très proche du signal RF original et le gain en puissance peut être important.

- Classe B : composée de deux transistors, cette topologie n'a pas de courant de polarisation contrairement à la classe A (moins de puissance dissipée, donc moins de pertes). Chaque transistor est conducteur durant la moitié du cycle du signal RF, l'un conduisant les alternances positives et l'autre les négatives. En effet, le point de repos se situe à la limite du blocage pour chaque transistor. Ils ne sont en théorie jamais conducteurs en même temps et sont éteints lorsqu'aucun signal RF n'est présent en entrée. Ils présentent donc un angle de conduction de  $180^\circ$  et une efficacité théorique maximale de 78.5%.
- Classe AB : cette topologie a les avantages des deux classes précédentes. Il est plus linéaire qu'une classe B car un courant de polarisation de transistor est présent, et plus efficace qu'une classe A (dépendant du niveau de polarisation et des pertes dans les transistors). L'angle de conduction est supérieur à  $180^\circ$ .
- Classe C : composée d'un transistor, cette topologie voit son efficacité augmenter par la réduction de son angle de conduction (qui peut être égale à  $0^\circ$ ). Comme cet angle de conduction diminue, le transistor est conducteur pour une faible fraction du signal RF d'entrée, réduisant ainsi la puissance dissipée. On a donc une efficacité théorique qui peut varier de 78.5% pour un angle de conduction de  $180^\circ$  à 100% pour  $0^\circ$ . Mais un angle de conduction de  $0^\circ$  signifie une puissance transférée dans la charge quasi-nulle. Ce qui signifie que cette topologie peut avoir une efficacité élevée si elle délivre une faible puissance, correspondante à une fraction de la puissance de sortie qu'elle pourrait délivrer avec un angle de  $180^\circ$ . En pratique, le point de repos du transistor se situe largement dans la région bloquée de ce dernier et seules les crêtes des alternances du signal d'entrée feront apparaître un signal de sortie.

Les amplificateurs de puissance fonctionnant en régime linéaire sont donc très intéressants quand on a besoin que le signal amplifié soit fidèle au signal d'entrée avec une très faible distorsion harmonique, que les fréquences considérées ne sont pas trop élevées et que l'on ne recherche pas une efficacité énergétique optimisée. Mais ces classes de fonctionnement ne sont pas adaptées quand on recherche une efficacité énergétique élevée à des hautes fréquences, pour un système d'émission-réception RF où les facteurs de pertes de puissance sont suffisamment importants. En effet, on ne peut se permettre d'avoir une puissance dissipée dans les transistors du fait qu'il y ait en même temps un courant et une tension élevés aux bornes de celui-ci. C'est pourquoi on va se tourner vers les classes d'amplificateurs dites commutées, où le transistor aura un fonctionnement d'interrupteur. Ce sont ces classes-là qui seront privilégiées dans les systèmes de transfert d'énergie inductif car on travaille à des fréquences élevées (de 100 kHz à 13.56 MHz). De plus, le système d'amplification n'a pas besoin de reproduire un signal avec une grande fidélité car il sert juste à transférer une puissance élevée au récepteur. Les problématiques ici sont davantage liées au fait de pouvoir transmettre une puissance élevée avec une efficacité énergétique optimisée et une charge variant en fonction des récepteurs couplés.



### b) Généralités sur les circuits d'amplification commutés

Comme indiqué précédemment, le but de ces classes est d'obtenir d'un transistor un fonctionnement en commutation. Ce qui signifie de le faire fonctionner en régime saturé. L'idée derrière l'utilisation en commutation est qu'un interrupteur idéal ne voit aucune puissance dissipée en lui [89]. En effet quand l'interrupteur est ouvert, il n'y a aucun courant traversant le transistor et inversement quand il est fermé, il n'y a aucune tension à ses bornes. Le produit courant tension est donc nul, comme la puissance dissipée, ce qui entraîne une efficacité énergétique théorique de 100%. Le fonctionnement aux bornes du transistor en commutation est montré ci-dessous :

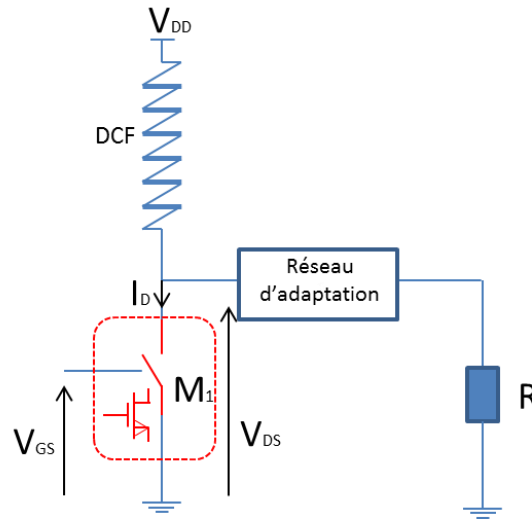


Figure III.45. Schéma type d'un amplificateur de puissance fonctionnant en régime commuté

Le signal d'excitation ou d'entrée ne sert ici qu'à la commutation du transistor. Par analogie au groupe d'amplificateur précédent, on peut dire que les amplificateurs à commutations fonctionnent comme des sources de tensions. Ils présentent une impédance d'entrée importante et le signal de sortie dépendra beaucoup de la charge et peu du signal d'entrée. On notera que des interrupteurs idéaux ne dissipent aucune puissance car ils présentent un temps de commutation nul, une résistance à l'état bloqué infini et une résistance à l'état passant nulle.

Le temps de commutation est ici défini comme le temps que va mettre le transistor pour passer d'un état bloqué (OFF) à saturé (ON) et vice versa. La résistance est supposée infinie de façon à ce qu'aucun courant ne passe lorsqu'il est à l'état bloqué tandis qu'elle est supposée nulle lorsqu'il est à l'état saturé de façon à ce qu'il n'y ait aucune chute de tension.

Cependant les interrupteurs idéaux n'existent qu'en théorie. En pratique, les transistors auront un temps de commutation nécessaire pour passer d'un état à l'autre dû à la présence d'effets capacitifs parasites, une résistance très grande à l'état bloqué mais laissant toujours passer une certaine quantité de courant ainsi qu'une résistance très faible à l'état saturé mais occasionnant néanmoins une chute de tension. Tous ces cas sont des occasions d'avoir un produit courant-tension non nul, donc une dissipation de puissance à l'intérieur du composant, et sont représentés sur le chronogramme suivant :

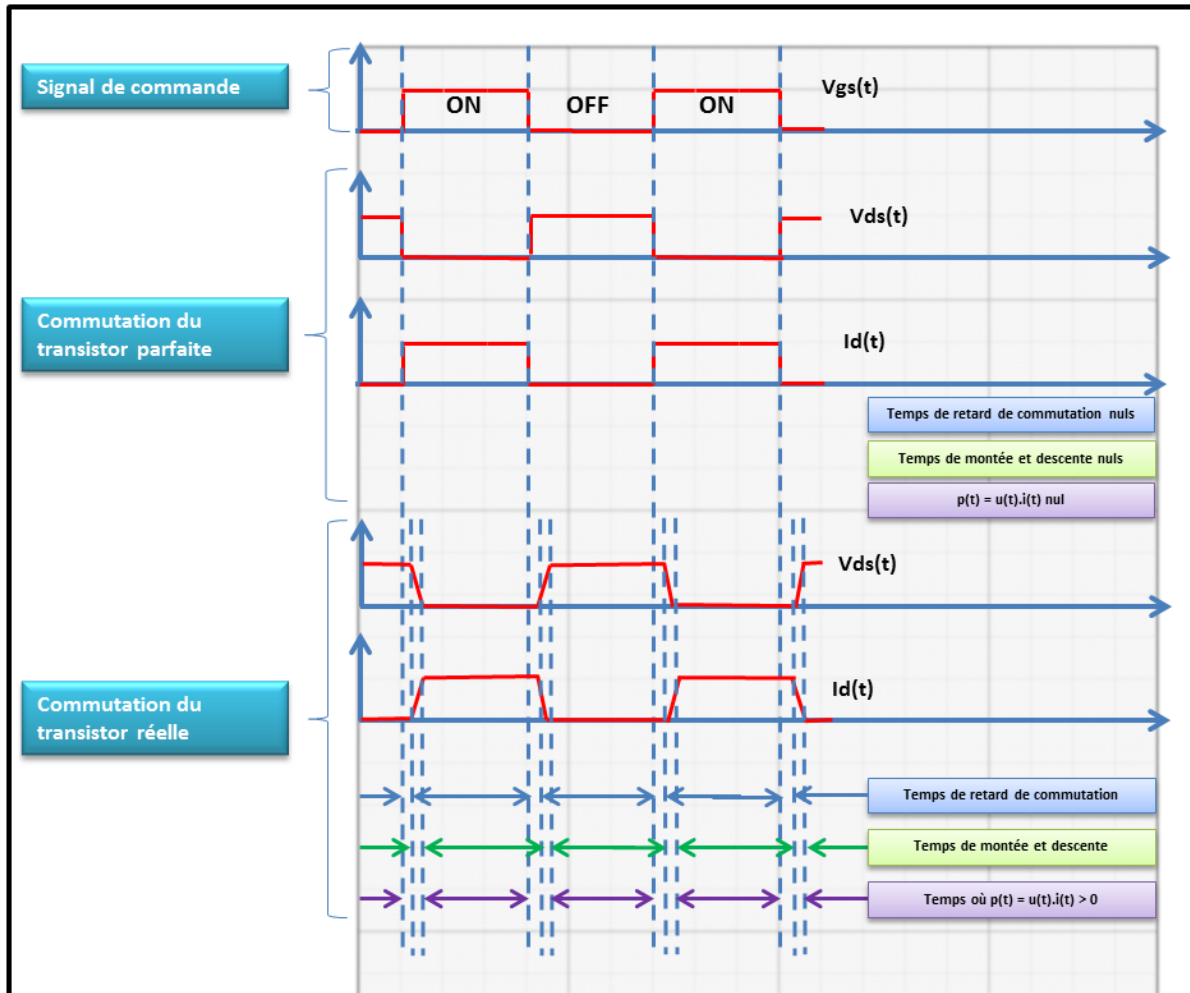


Figure III.46. Chronogrammes idéaux et réels d'un transistor en commutation

Contrairement aux amplificateurs de puissance fonctionnant en régime linéaire, le signal de sortie n'a pas vocation à être identique au signal d'entrée. L'angle de conduction n'a ici plus de sens et n'est donc pas considéré pour différencier les classes de fonctionnement en commutation. Il convient davantage de parler de rapport cyclique qui définit le rapport entre le temps où le commutateur est en conduction et la période du signal. Cependant, la commutation implique de fortes discontinuités entre le courant et la tension aux bornes du transistor. Ceci générant donc des composantes harmoniques d'ordres élevées. La puissance dissipée dans les harmoniques peut être récupérée en utilisant des systèmes résonants en sortie de l'amplificateur. L'agencement de ces systèmes résonants servira de base à la classification des différentes topologies d'amplificateur de puissance fonctionnant en commutation. Les topologies les plus utilisées en RF ainsi que pour les systèmes de transfert d'énergie inductifs sont les classes D et E, présentées par la suite.

#### c) Les circuits d'amplification commutés en classe D

Les amplificateurs utilisant une topologie de classe D sont constitués de deux transistors utilisés en paire de manière synchronisée [90] [91]. En effet, ces deux transistors fonctionnent en commutateurs complémentaires : lorsque l'un est fermé l'autre est ouvert et vice versa. Ceci permet de récupérer toute la puissance disponible en entrée du circuit à la sortie de l'amplificateur. On observe en sortie une tension

carrée du fait de la commutation, qu'il est nécessaire de filtrer car les niveaux d'harmoniques sont très élevés. Afin de retrouver la seule fréquence fondamentale, soit un signal sinusoïdal, et ainsi disposer d'une efficacité énergétique élevée, des systèmes résonants sont placés entre la sortie des transistors et la charge. Ces systèmes résonants peuvent être connectés en série, de façon à faciliter la commutation en tension et ainsi forcer un courant sinusoïdal sur le drain (amplificateur classe D en mode tension). Mais ils peuvent également être connectés en parallèle de façon à forcer une tension sinusoïdale et ainsi réaliser une commutation en courant (amplificateur classe D en mode courant). Ces deux principes de fonctionnement sont décrits ci-dessous :

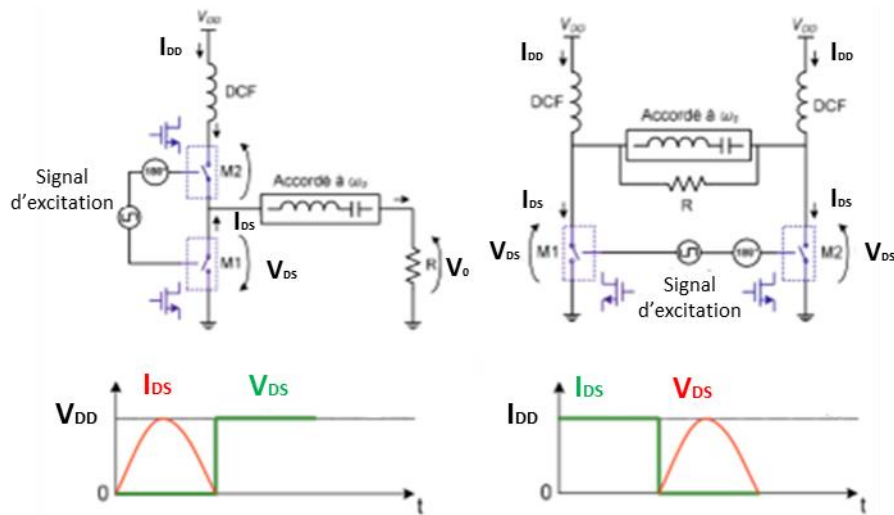


Figure III.47. Schéma d'amplificateur classe D en mode tension (droite) et courant (gauche) avec les formes d'ondes tension-courant à travers les transistors de commutation (en bas) [90]

Un système résonant adapté aura une faible réactance à la fréquence fondamentale et une haute impédance pour les harmoniques, ceci résultant en un signal sinusoïdal propre en sortie sur la charge. Les transistors sont ici dans une configuration pushpull mais opèrent en tant qu'interrupteurs car la tension de commande appliquée sur la grille est suffisamment forte pour qu'ils rentrent en zone saturée.

Les équations de tensions et de courants en régime établi peuvent être décrites de la manière suivante, en supposant des interrupteurs idéaux et un rapport cyclique de 50%. Considérant la structure d'amplificateur classe D en mode tension, à l'instant  $\omega t = 0$  et pour une demi-période, le transistor T1 est bloqué tandis que T2 est saturé :

$$V_{ds1}(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \pi \\ V_{DD} & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. III.64}$$

Le transistor T2 étant complémentaire du transistor T1, on obtient :

$$V_{ds2}(\omega t) = \begin{cases} V_{DD} & 0 \leq \omega t < \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. III.65}$$

Le circuit résonant  $L_0C_0$  est dimensionné généralement par le facteur de qualité  $Q_0$  et des conditions de résonance  $\omega_0$  choisis :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad \text{Eq. III.66}$$

$$Q_0 = \frac{L_0 \omega_0}{R_0} \quad \text{Eq. III.67}$$

Avec  $R_0$  défini comme la résistance parasite série associé à la bobine d'inductance  $L_0$ .

Le circuit résonant en sortie des transistors ne laissant passer que la composante fondamentale du signal en sortie, on en déduit que le courant de sortie est égal à :

$$I_s \sin(\omega t) = I_{ds1}(\omega t) + I_{ds2}(\omega t) \quad \text{Eq. III.68}$$

Les transistors étant idéaux et complémentaires, on obtient :

$$I_{ds1}(\omega t) = \begin{cases} I_s \sin(\omega t) & 0 \leq \omega t < \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. III.69}$$

$$I_{ds2}(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \pi \\ I_s \sin(\omega t) & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. III.70}$$

On sait que la puissance d'alimentation disponible en entrée se retrouve en théorie entièrement en sortie de l'amplificateur classe D, la puissance de sortie est donc égale à :\*

$$P_{Sortie} = \frac{V_{DD}^2}{2R} \quad \text{Eq. III.71}$$

On en déduit donc la valeur de R en fonction de la puissance voulue et la tension de commande :

$$R = \frac{V_{DD}^2}{2P_{Sortie}} \quad \text{Eq. III.72}$$

#### d) Les circuits d'amplification commutés en classe E

La topologie classe E est chronologiquement la deuxième à avoir été inventée en ce qui concerne les amplificateurs de puissance à commutations. Le premier concept a été introduit par Ewing en 1964 et significativement développé par Sokal et d'autres dans les années 70 [92]. Il est à la base constitué d'un seul composant actif polarisé pour fonctionner en commutation et d'un réseau d'éléments passifs. Celui-ci est destiné à empêcher les formes d'ondes de tension et de courant (au niveau du Drain/Collecteur du transistor) de se superposer, garantissant ainsi une efficacité énergétique de 100%. Pour ce faire, il existe différentes topologies pour le circuit passif de sortie et différentes équations de design ont été proposées pour assurer un fonctionnement en classe E. Nous nous intéresserons ici aux topologies avec capacité et inductance en « shunt », soit en parallèle avec le transistor utilisé comme composant actif en commutation. Là encore, les amplificateurs en classe E peuvent fonctionner comme source de tension ou de courant tels que montré par la Figure III.48.

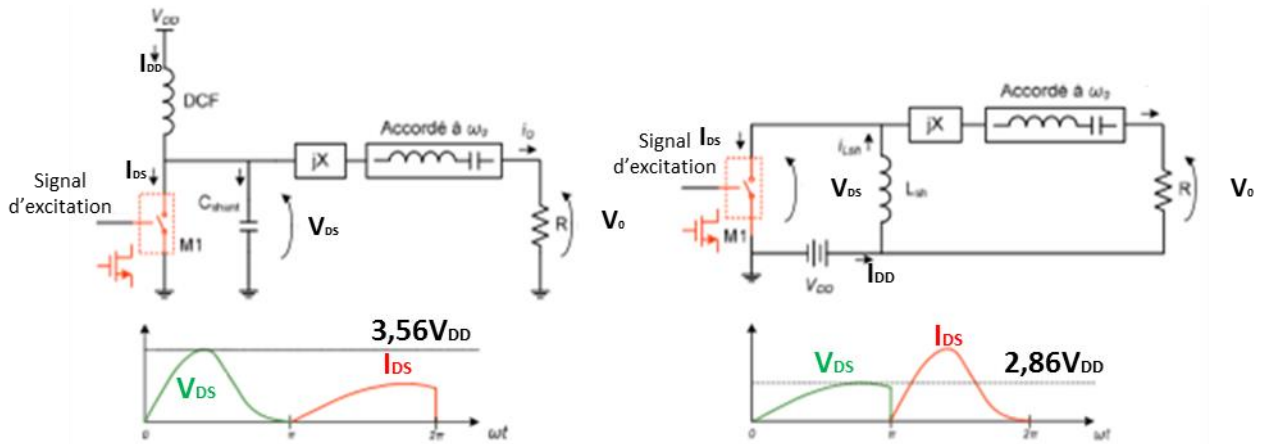


Figure III.48 Schéma d'amplificateur classe E en mode tension (droite) et courant (gauche) avec les formes d'ondes tension-courant à travers les transistors de commutation (en bas) [90]

Le chronogramme ci-dessous représente les formes d'ondes au niveau du circuit d'amplification en classe E que l'on souhaite obtenir :

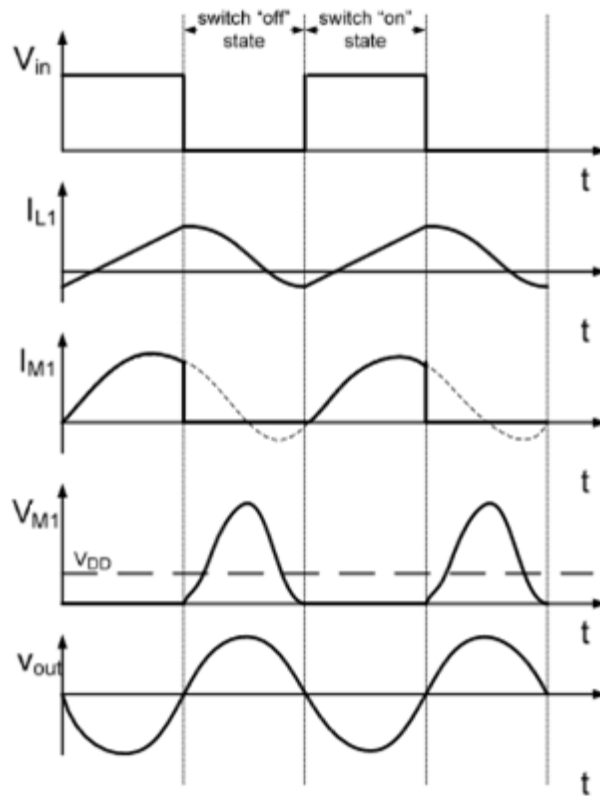


Figure III.49 Chronogramme de fonctionnement propre au classe E avec :  $V_{IN}$  la tension de commutation au niveau du transistor,  $I_{L1}$  le courant à travers la bobine de choke DCF,  $I_{M1}$  et  $V_{M1}$  respectivement le courant et la tension aux bornes du transistor et  $V_{OUT}$  la tension de sortie une fois filtrée par le circuit résonant

Sur la Figure III.49, on observe que le courant de Drain  $I_{M1}$  et que la tension Drain-Source  $V_{M1}$  n'existent pas en même temps. Ceci empêche donc la création d'une puissance dissipée à l'intérieur du transistor en

commutation, permettant ainsi à l'amplificateur de puissance fonctionnant en classe E d'avoir une efficacité énergétique améliorée.

Si l'on considère les mêmes conditions d'analyse que précédemment (commutateurs idéaux, rapport cyclique de 50%), les équations décrivant le fonctionnement en régime établi peuvent être décrites de la manière suivante. La capacité en shunt  $C_{sh}$  fait partie du réseau de mise en forme de la tension de drain et est dimensionnée en tenant compte de la valeur de la capacité parasite du transistor entre Drain et Source, ceci garantissant les conditions de commutation douce en tension.

$$v_{DS}(\omega t)_{\omega t=\pi} = 0 \quad \text{Eq. III.73}$$

Ceci implique que la tension entre drain et source du transistor soit nulle au moment de la commutation, c'est-à-dire quand il passe de l'état bloqué à l'état passant ( $\omega t = \pi$ ).

$$\frac{dv_{DS}(\omega t)}{d\omega t} \Big|_{\omega t=\pi} = 0 \quad \text{Eq. III.74}$$

Cette relation exprime que les capacités  $C_{sh}$  ainsi que la capacité  $C_{DS}$  du transistor sont déchargées au moment de la commutation.

Le courant de drain est égal à :

$$I_{ds}(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \pi \\ I_{DD} - I_s \sin(\omega t + \varphi) & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. III.75}$$

Avec  $\varphi$  le déphasage introduit par la réactance X.

Lorsque le transistor est fermé ( $\pi \leq \omega t < 2\pi$ ), il n'y a pas de courant dans  $C_{sh}$  mais lorsqu'il passe à l'état bloqué ( $0 \leq \omega t < \pi$ ), le courant de drain est redirigé vers celle-ci :

$$i_C(\omega t) = \begin{cases} I_{DD} - I_s \sin(\omega t + \varphi) & 0 \leq \omega t < \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. III.76}$$

La tension aux bornes de la capacité  $C_{sh}$ , identique à celle entre drain et source du transistor, peut s'écrire :

$$\begin{aligned} v_{DS}(\omega t) &= \frac{1}{\omega C_{sh}} \int_{\pi}^{\omega t} i_C(\omega t') d\omega t' \\ &= \frac{1}{\omega C_{sh}} [I_{DD} \omega t + I_s \cos(\omega t + \varphi) - I_s \cos \varphi] \end{aligned} \quad \text{Eq. III.77}$$

En considérant les conditions de l'équation III.77 à  $\omega t = \pi$ , on en déduit

$$v_{DS}(\pi) = \frac{1}{\omega C_{sh}} [I_{DD}\pi - I_s \cos(\varphi) - I_s \cos \varphi] = 0 \quad \text{Eq. III.78}$$

Ce qui entraîne :

$$I_{DD} = \frac{2I_s}{\pi} \cos \varphi \quad \text{Eq. III.79}$$

Sachant aussi que la puissance DC en entrée se retrouve intégralement en sortie :

$$P_{DC} = I_{DD}V_{DD} = P_{Sortie} = \frac{1}{2}I_s^2R \quad \text{Eq. III.80}$$

On en déduit :

$$I_s = \frac{4V_{DD}}{\pi R} \cos \varphi \quad \text{Eq. III.81}$$

La composante DC du courant de sortie est donc égale à :

$$I_{DD} = I_{DC} = \frac{8V_{DD}}{\pi^2 R} \cos^2 \varphi \quad \text{Eq. III.82}$$

Et la puissance de sortie prend la forme de:

$$P_{Sortie} = \frac{8V_{DD}^2}{\pi^2 R} \cos^2 \varphi \quad \text{Eq. III.83}$$

Le courant traversant la capacité  $C_{sh}$  à l'instant  $\omega t = \pi$  devient :

$$i_c(\omega t = \pi) = \frac{4V_{DD}}{\pi R} \cos \varphi \left( \frac{2}{\pi} \cos \varphi + \sin \varphi \right) = 0 \quad \text{Eq. III.84}$$

Soit :

$$\varphi = \tan^{-1} \left( -\frac{2}{\pi} \right) \quad \text{Eq. III.85}$$

Par identification trigonométrique, on obtient :

$$\sin \varphi = \frac{-2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad \text{Eq. III.86}$$

$$\cos \varphi = \frac{\pi}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad \text{Eq. III.87}$$

On peut ainsi calculer l'intensité maximum du courant de drain :

$$I_{DS\ max} = \left(1 + \frac{\pi\sqrt{\pi^2 + 4}}{2\pi}\right) \cdot I_{DD} = 2.86I_{DD} \quad \text{Eq. III.88}$$

De la même manière, on peut calculer la tension maximale entre drain et source :

$$V_{DS\ max} = -2\pi\phi V_{DD} = 3.56V_{DD} \quad \text{Eq. III.89}$$

On voit donc que la tension aux bornes de la charge sera plus de trois fois supérieure à la tension d'alimentation du circuit amplificateur. On travaille donc avec des valeurs de tensions qui peuvent être très élevées.

Le fait d'avoir un amplificateur classe E ayant une inductance en shunt au lieu d'une capacité suit le même raisonnement.

On obtient les valeurs maximum de tension et de courant sur le transistor :

$$V_{DS\ max} = 2.86V_{DD} \quad \text{Eq. III.90}$$

$$I_{DS\ max} = 3.56I_{DD} \quad \text{Eq. III.91}$$

On trouve dans la littérature une multitude de circuits d'amplificateurs fonctionnant en classe E, et beaucoup d'auteurs ont développé leurs propres formules et routines de conception de circuit suivant leurs problématiques. Sokal et Al. ont été les premiers à étudier le fonctionnement d'un amplificateur en classe E avec une capacité en shunt [93], tandis que d'autres proposent des analyses très complètes du comportement du classe E en régime établi ainsi que des démonstrations complètes des équations de conception [94]. Mais si la prise en compte de tous les éléments parasites s'avère importante quand on est sur des applications fonctionnant au-delà du GHz, où le besoin en équations complexes est réel afin d'obtenir un modèle théorique efficace, on peut se permettre pour des applications fonctionnant en haute fréquence jusqu'à 20 MHz d'employer des formules simplifiées. Des routines de conception ont donc été développées dans ce but-là, où l'on a besoin de connaître la puissance à transmettre en sortie, la fréquence d'opération du système, la valeur de la charge présentée en sortie ainsi que le facteur de qualité de l'élément résonant [95] [96].

Dans la problématique du transfert d'énergie inductif, un émetteur est normalement conçu pour transférer de l'énergie quel que soit le récepteur qu'il a en face de lui du moment qu'ils arrivent à communiquer selon un protocole standardisé. Du fait que l'on ne connaît pas les impédances de chacun des récepteurs que l'émetteur est susceptible de rencontrer, ni l'influence de ceux-ci sur son fonctionnement, on doit réaliser un circuit émetteur le moins sensible possible à la désadaptation d'impédance. Ceci afin d'être en mesure de pouvoir fournir l'énergie demandée par le récepteur avec l'efficacité énergétique la plus élevée possible.

#### *III.2.2.4 Les amplificateurs employés dans un système de transfert d'énergie inductif.*

Après avoir défini les standards de communication que doivent adopter les émetteurs (et récepteurs) avant d'être certifiés et mis sur le marché ainsi que les différentes architectures d'amplificateurs à commutation utilisées, nous allons maintenant traiter des exemples de circuits d'émission réception. Ces exemples tourneront autour d'un système d'amplification en classe D compatible à la norme Qi.



Les amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes d'émission RF peuvent avoir des architectures simples (appelées single-ended, demi-pont ou half-bridge) ou différentielles (pont complet ou full-bridge) [97]. C'est-à-dire qu'un système d'amplification de puissance peut être pourvu de un ou de deux circuits d'amplification selon les schémas montrés ci-dessous. On prend l'exemple d'un amplificateur classe D :

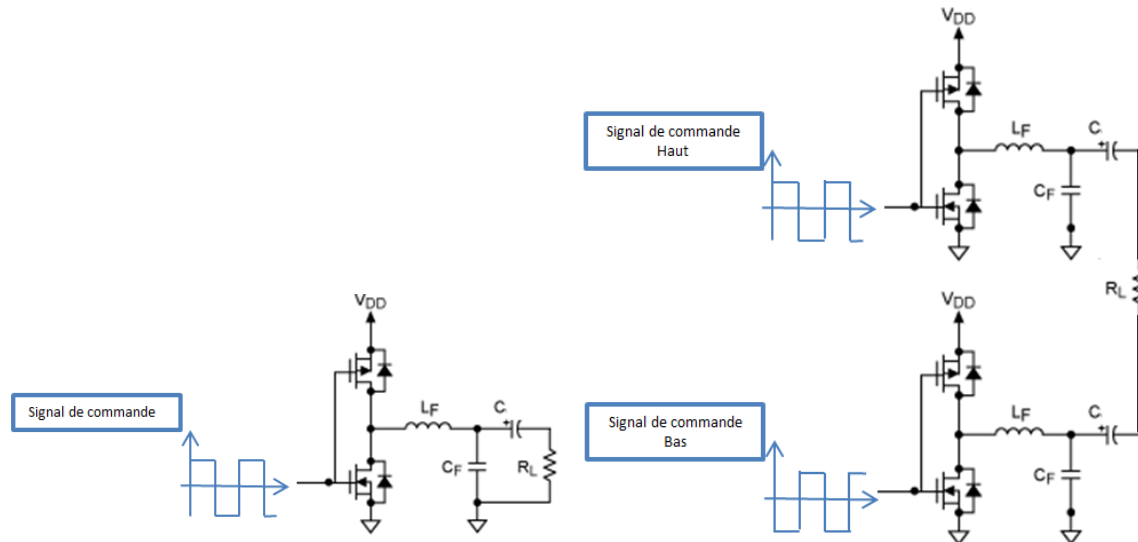


Figure III.50 Les deux différentes topologies d'amplificateurs de puissance: demi-pont/half bridge (à gauche) et pont complet/full bridge (à droite)

On distingue les deux transistors (ou 4 dans le cas du full-bridge) associés au circuit résonant  $L_F C_F$  et à l'antenne inductive représentée par la charge  $R_L$ . Les signaux de commandes de la topologie full-bridge sont déphasés d'un certain angle suivant la conduction des transistors désirée. Dans le cas d'une structure half-bridge, l'antenne inductive d'émission est connectée entre la sortie de l'amplificateur et la masse. Ce qui n'est pas le cas pour une structure full-bridge où l'antenne est connectée entre la sortie de l'amplificateur supérieur et celle de l'amplificateur inférieur. Les avantages d'une structure full-bridge sont divers : suivant le déphasage entre les deux sorties d'amplificateurs, la charge peut avoir une tension à ses bornes qui est égale au double de celle qu'elle aurait eu avec une structure half-bridge pour une tension d'alimentation identique. Le niveau d'harmoniques est également plus faible avec une structure en full bridge. Et ces structures d'amplificateurs sont très utilisées en RF lorsqu'ils sont pilotés en quadrature, car le signal qui est réfléchi lorsqu'il y a une désadaptation d'impédance trop forte s'annule [98]. Ceci entraîne une puissance réfléchie moindre et un risque plus modéré pour la sécurité des équipements. De plus, les offsets éventuellement présents sur chacune des sorties d'amplificateurs s'annuleront également. On peut également avoir trois états de fonctionnement pour une structure full-bridge suivant la manière dont sont pilotés les transistors alors que seulement deux sont possibles pour une structure half-bridge, ce qui peut être intéressant suivant l'application.

Une structure half-bridge présente cependant les avantages d'être plus simple d'utilisation et d'utiliser deux fois moins de composants (donc moins de pertes dues aux effets parasites et à la commutation). Ceci entraînant donc une réduction de la place que prend la fonction sur la carte électronique ainsi qu'une réduction des coûts.

Nous allons voir par la suite comment ces designs peuvent être intégrés dans une modélisation circuit et comment ils peuvent servir de base d'études afin d'optimiser les performances.

### III.2.2.5 Amplificateurs de puissance classe D compatible WPC

#### a) Généralités

Dans cette partie nous allons nous intéresser au fonctionnement d'un système de transfert d'énergie inductif compatible WPC. La norme WPC définit plusieurs circuits et règles de conceptions qui ont été certifiés et qui peuvent donc être utilisés librement par tous ceux qui souhaitent concevoir un circuit émetteur ou récepteur satisfaisant aux normes du standard Qi.

Le système présenté ici est supposé être embarqué dans un environnement automobile, à l'intérieur d'une voiture, et susceptible de transférer une puissance à des téléphones portables afin de recharger leur batterie. Un schéma représentant le système est disponible ci-dessous :

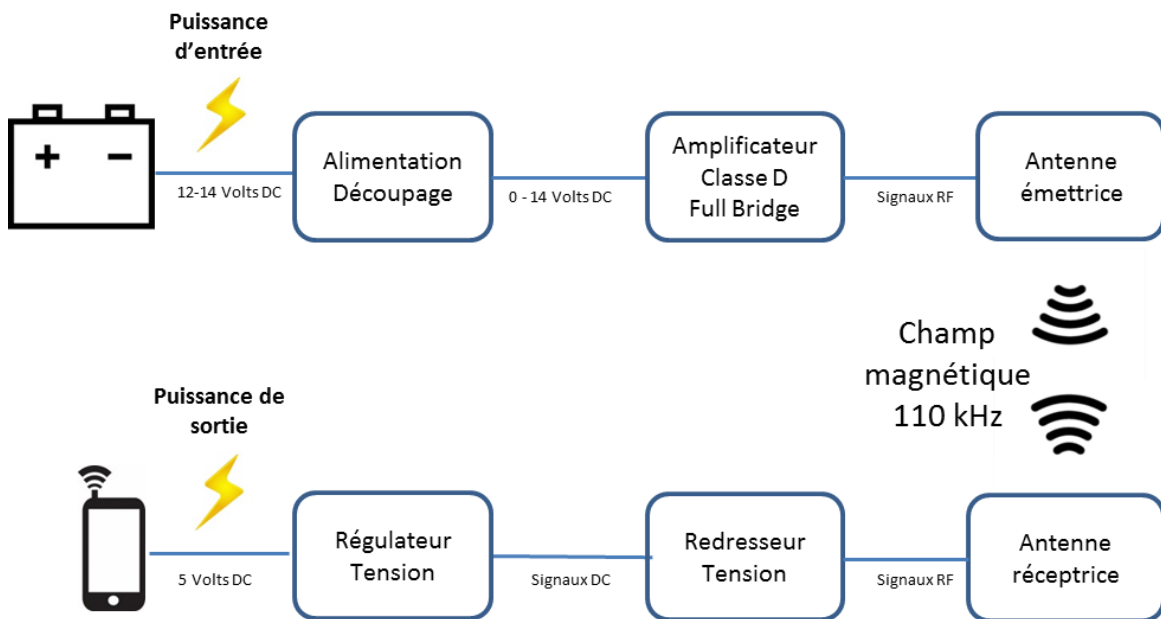


Figure III.51 Représentation du système de transfert d'énergie inductif étudié et compatible à la norme Qi

L'émetteur est constitué d'un amplificateur classe D connecté à son circuit résonant. L'alimentation est constituée d'une alimentation à découpage qui permet de modifier la tension d'alimentation de l'amplificateur car, rappelons-le, la batterie du véhicule fournit une tension fixe entre 12 et 14V suivant son état de charge. Seule une topologie en full bridge sera étudiée ici. L'antenne d'émission est donc reliée à l'amplificateur afin d'émettre le champ magnétique servant de vecteur au transfert de puissance. A noter que le système composé de l'amplificateur classe D et l'antenne suit les circuits standards A13 (full bridge [84]) de la norme Qi. Ce design fonctionne à une fréquence fixe de l'ordre de 110 kHz et ajuste la puissance qu'il transmet au récepteur en régulant la tension d'alimentation au niveau de l'amplificateur.

Le récepteur est lui constitué d'une antenne de réception reliée à un circuit résonant. Un système de redressement (pont de diodes) est ensuite relié à la charge à alimenter. La sortie du récepteur délivrant une tension régulée à 5 V (tension standard de rechargement d'une batterie de téléphone), il est nécessaire de

lui présenter une résistance de  $5 \Omega$  si on souhaite avoir une puissance de charge de 5 W, puissance typique de recharge d'un téléphone. Ce récepteur est conforme au récepteur TPR1A, disponible dans la norme Qi et servant de base pour constater le bon fonctionnement d'un émetteur. Le but étant ici de réaliser un chargeur inductif (donc un émetteur compatible Qi), les récepteurs employés seront des circuits disponibles sur étagères et donc achetés à des fournisseurs.

Des prototypes de chargeur ayant déjà été développés selon la norme Qi, le but ici est de réaliser une modélisation circuit précise et donnant des résultats proches de ceux observés expérimentalement. Le fait de trouver une bonne corrélation entre les résultats de simulation et de mesure peut servir de base à différentes études et campagnes d'optimisation des performances. Il est en effet plus aisé d'étudier un circuit en simulation et d'observer son comportement suivant l'influence de différents paramètres que de réaliser le même processus expérimentalement.

b) Présentations du modèle de simulation et prototype

Le circuit d'amplification utilisé ici dans l'émetteur suit le design A13 disponible dans la norme Qi. Le schéma ci-dessous représente le circuit d'émission.

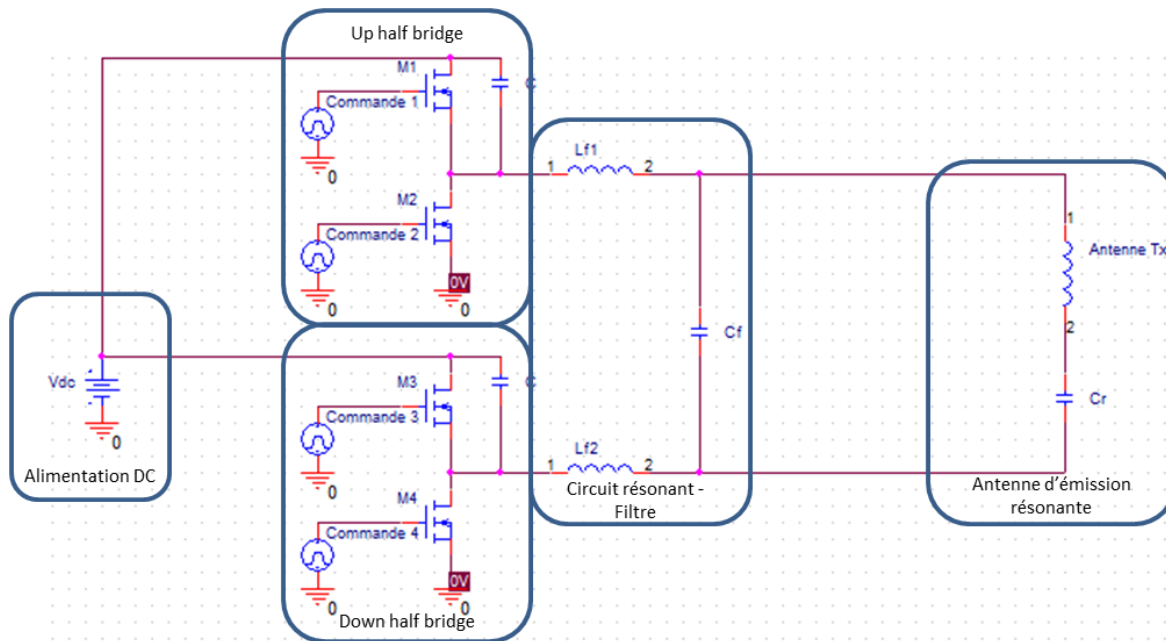


Figure III.52 Modélisation circuit de l'émetteur (amplificateur de puissance + antenne inductive) fonctionnant en pont complet (full bridge)

Cette topologie full bridge utilise deux topologies half bridge composées chacune de deux transistors MOSFET type N pilotés par un circuit logique dédié. Ce circuit envoie un signal de commande sur la grille de chaque transistor de façon à les faire fonctionner en commutation (saturation de la grille) [99].

Les transistors de chaque topologie half-bridge sont pilotés avec un déphasage de  $180^\circ$ , selon les chronogrammes suivants sur la Figure III.53 :

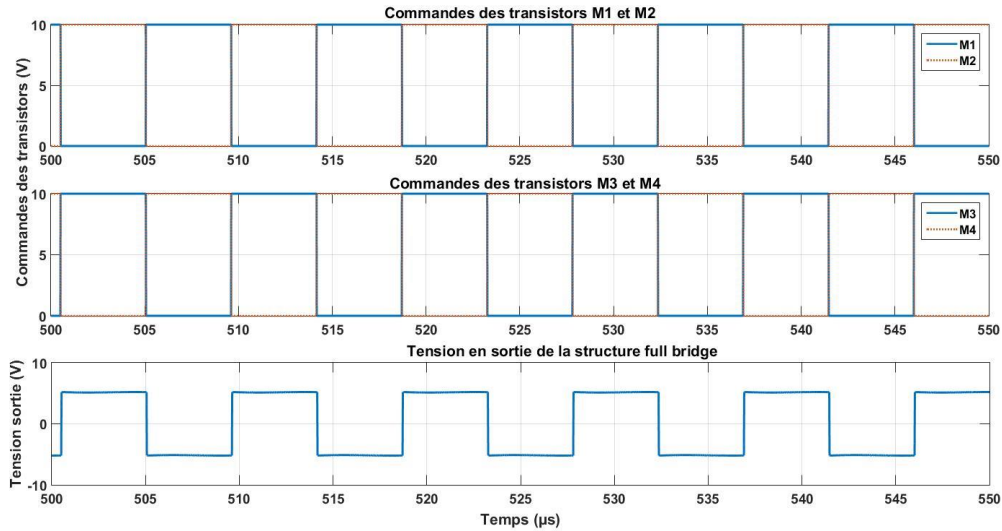


Figure III.53 Chronogramme de fonctionnement (commandes des deux entrées en demi-pont et sortie en pont complet)

Comme on peut le voir sur le chronogramme, les deux structures half bridge sont également pilotées avec un déphasage de 180% afin qu'à chaque cycle du signal de commande il y ait deux transistors qui soient passants (un transistor dans chaque structure half bridge). La tension de sortie des transistors, avant le filtre, est fixée par le potentiel de la tension d'alimentation.

Chaque structure half bridge a un circuit résonant composé d'un filtre LC, lui-même composé d'une bobine ( $L_{f1}$  et  $L_{f2}$ ) et des condensateurs  $C$ . L'amplificateur délivrant en sortie une tension carré, il est nécessaire de la filtrer au moyen de ce filtre passe bande, résonant aux alentours de 200kHz. L'antenne inductive est elle aussi définie dans le standard Qi selon le design A13. Il s'agit de 3 antennes réalisées en fils de Litz et disposées de façon à proposer une surface de chargement plus importante. Sur la Figure III.39, on peut voir qu'elles sont montées par-dessus un bloc de ferrite, et présentent chacune une inductance comprise entre 11.5 et 12.5  $\mu\text{H}$  pour une résistance série parasite d'environ 100 m $\Omega$  à 110kHz. Un système de commutation et d'interrupteurs viendra sélectionner l'antenne la mieux à même de charger le récepteur. Cette antenne résonne ensuite avec des condensateurs aux alentours de 90kHz.

L'ensemble du circuit résonant composé du filtre LC et de l'antenne d'émission résonante est représenté par le schéma équivalent ci-dessous :

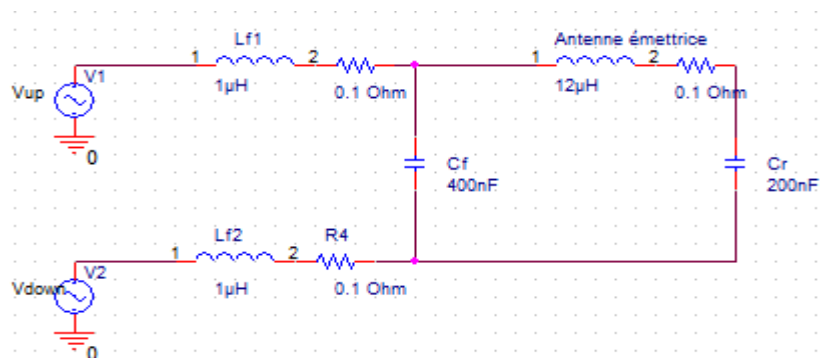


Figure III.54 Schéma détaillé du circuit résonant en sortie de l'amplificateur classe D connecté à l'antenne inductive

Le comportement fréquentiel de l'impédance en entrée du circuit résonant est représenté ci-dessous :

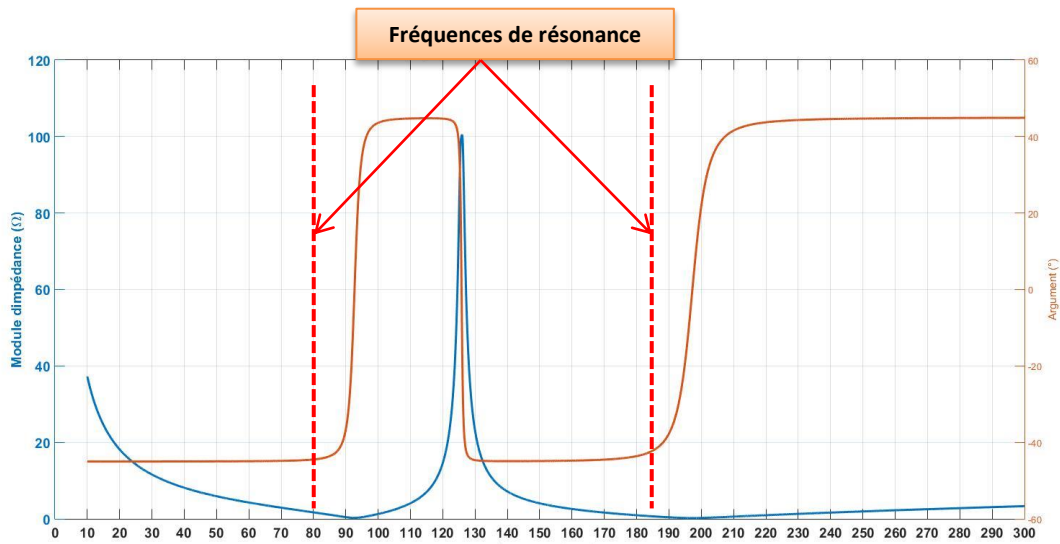


Figure III.55 Simulation de l'impédance complexe d'entrée du filtre en fonction de la fréquence

Un prototype ayant été développé, on peut voir ci-dessous la réponse fréquentielle de l'ensemble filtre + antenne résonante :

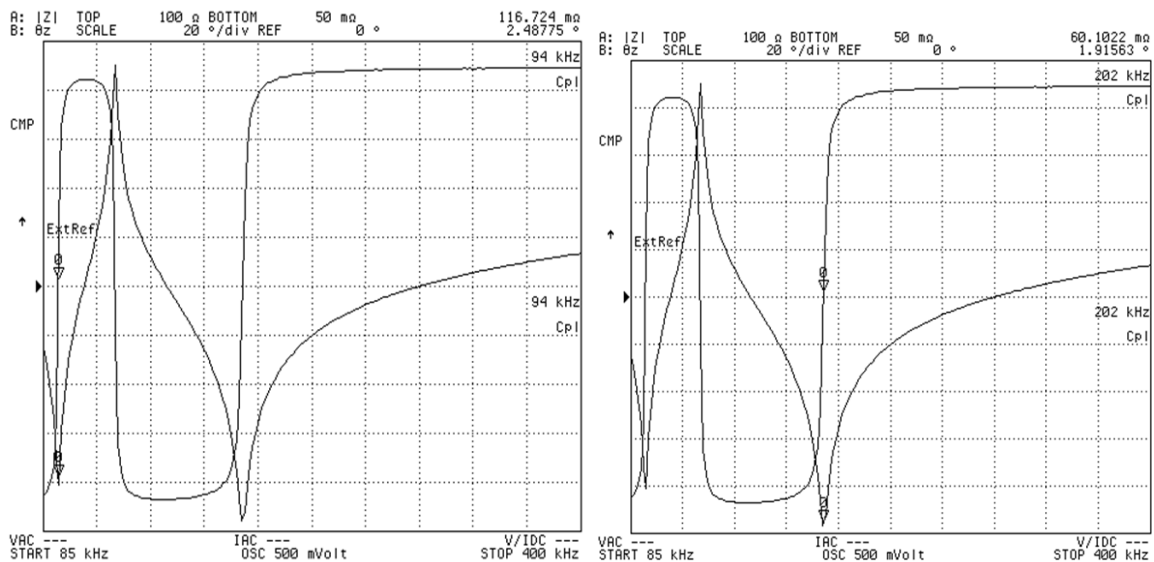


Figure III.56 Mesure de l'impédance complexe d'entrée du filtre en fonction de la fréquence (module à gauche et argument à droite)

On peut voir que la corrélation entre la réponse fréquentielle obtenue en simulation et celle mesurée expérimentalement avec un analyseur d'impédance est plutôt bonne. On retrouve les fréquences de résonance de l'ensemble proche de 90 et 200 kHz.

Le récepteur est lui aussi issu de la norme Qi. C'est le design TPR1A, pour Test Power Receiver A, dont le but est de tester la bonne aptitude d'un chargeur inductif à transférer une puissance selon la norme et les

protocoles de communication Qi. Réalisé par la société Avid Technology, il fait partie d'un lot servant à calibrer et précertifier les circuits émetteurs [100].

Le schéma de la modélisation du récepteur est montré sur la Figure III.57.

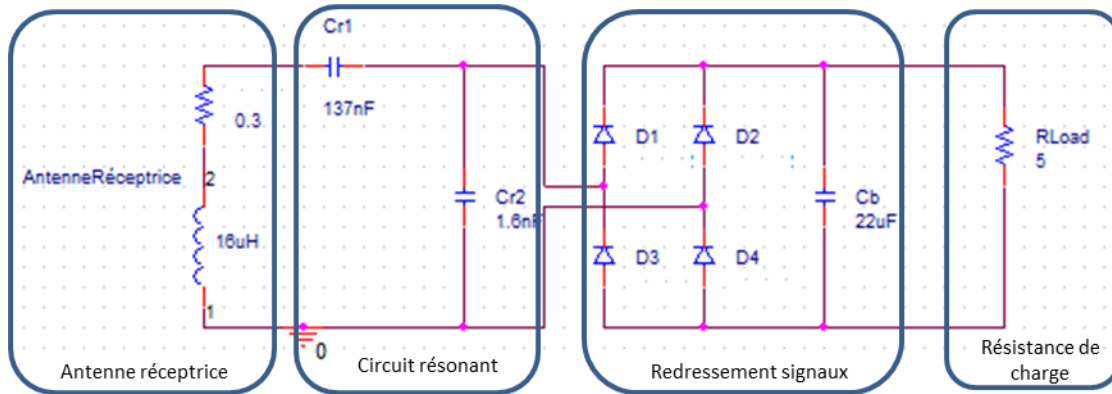


Figure III.57 Schéma du circuit récepteur correspondant au design du TPR1A

Il est composé d'une antenne réceptrice dont la photo du prototype est montrée sur la Figure III.58.



Figure III.58 Prototype d'antenne réceptrice utilisée par le TPR1A

Cette antenne est connectée à un circuit résonant série parallèle suivi d'un redresseur de tension et d'une résistance simulant une charge. Comme expliqué précédemment, la sortie du TPR1A est régulée à 5V continu. De la valeur de la résistance mise à la charge dépendra donc la puissance fournie. Il est d'usage d'utiliser une résistance de 5 Ω afin d'avoir une puissance de 5 Watts, valeur de puissance typique d'une charge d'un téléphone portable. En effet, selon la règle de la puissance dans une résistance :

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{5^2}{5} = 5 \Omega \quad \text{Eq. III.92}$$

Afin de ne pas endommager le prototype du récepteur, celui-ci n'a pas été ouvert. Ce qui fait que les composantes de la chaîne de réception de puissance n'ont pu être caractérisées et mesurées. Hormis le cas de l'antenne (mesurée à l'analyseur d'impédance), les valeurs des composants sont celles issues de la norme Qi. Si l'on souhaite retrouver le comportement exact du système de chargement inductif tel que mesuré expérimentalement, le modèle du récepteur doit donc être ajusté par rapport aux résultats de mesure (ajustement au niveau du pont de diodes principalement).

On notera également que l'on ne va considérer ici que les éléments essentiels présents sur la chaîne de transmission de puissance. En effet, les circuits de régulations et autres filtrages EMC présents dans le

bilan de puissance complet ne seront pas modélisés car ne répondant pas à la problématique du transfert d'énergie inductif. Les pertes associées à ces éléments sont normalement relativement faibles, ce qui entraînerait des simulations alourdies et un processus d'optimisation pas forcément amélioré. De plus, les mesures sur la carte électronique du prototype ne sont pas évidentes à réaliser, surtout si l'on veut considérer le courant. Étant donné qu'il n'y a pas de boucle de mesure du courant sur la carte et qu'en créer une viendrait parasiter le comportement du système au risque d'en endommager le fonctionnement, les mesures de puissances ne seront considérées qu'à partir de l'antenne d'émission

c) Résultats de simulations et expérimentaux

Une fois le modèle réalisé, on peut comparer les bilans de puissances obtenus par simulations et par mesures expérimentales. Le but ici est de retrouver le comportement du prototype par modélisation circuit afin de s'en servir de base d'optimisation des performances.

Les résultats présentés ici concernent un cas où les antennes d'émission et de réceptions sont alignées et séparées d'une distance de 5 mm. On mesure un facteur de couplage de 0.404, retranscrit dans le modèle de simulation. On va considérer un cas de charge du récepteur à 5W (résistance de 5Ω). L'amplificateur de puissance classe D du circuit émetteur utilisant une commande en tension selon le niveau de puissance requis, sa valeur dans le cas expérimental correspondant à une puissance de 5 W transférée sur la charge sera également utilisée dans le modèle.

Les formes d'ondes de courant et de tension au niveau des antennes émettrice et réceptrice ainsi qu'au niveau de la résistance de charge sont montrées sur la Figure III.59.

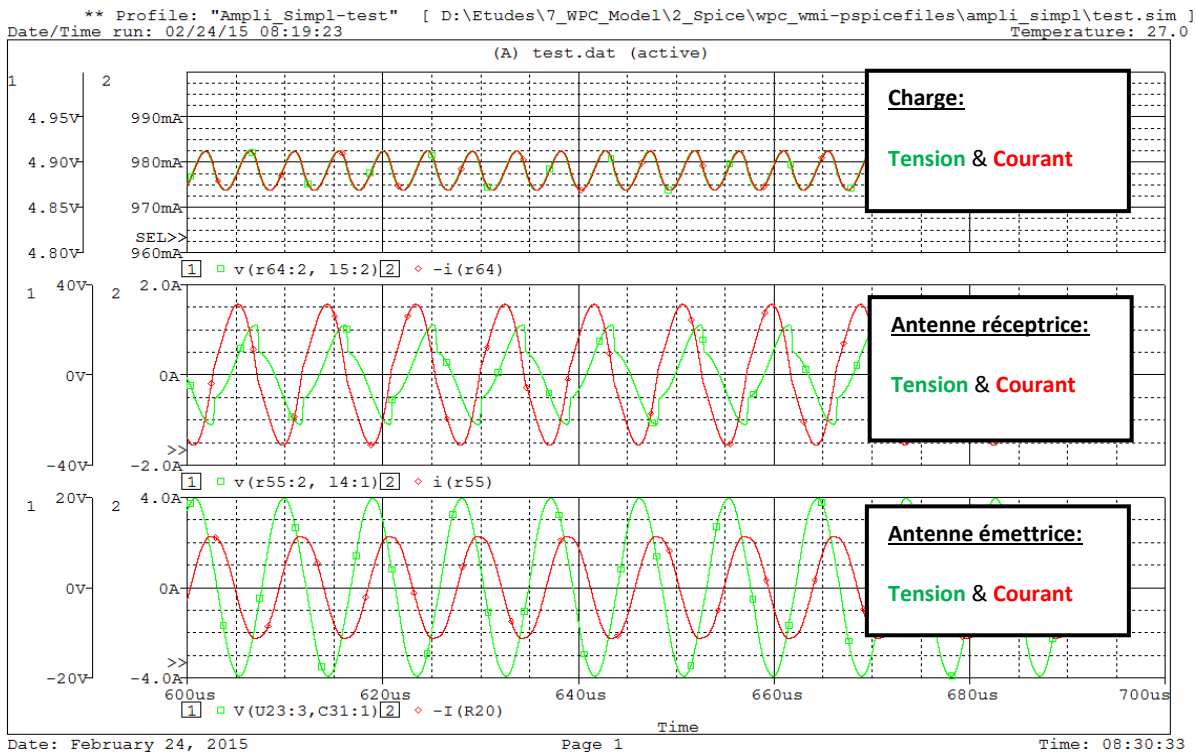


Figure III.59 Formes d'ondes de tensions et courants au niveau des antennes émettrice (en bas) et réceptrice (au milieu) ainsi qu'aux bornes de la résistance de charge (en haut)



Les valeurs efficaces de tensions et de courants ainsi que les puissances au niveau des antennes d'émission et de réception ainsi qu'au niveau de la résistance de charge sont montrées dans le Tableau III.7.

	Alimentation	Antenne émettrice			Antenne réceptrice			Charge
	Tension (V)	Tension (V <sub>rms</sub> )	Courant (A <sub>rms</sub> )	Puissance (W)	Tension (V <sub>rms</sub> )	Courant (A <sub>rms</sub> )	Puissance (W)	Puissance (W)
<b>Mesure</b>	6,08	11,91	1,34	7,5	13,29	1,11	6,59	5
<b>Simulation</b>	6,08	13,88	1,65	7,13	13,15	1,09	6,57	4,78

Tableau III.7 Comparaisons des bilans de puissances d'un circuit de transfert d'énergie inductif complet obtenus par simulations circuit et mesures expérimentales

On peut observer que la corrélation est bonne et que le bilan de puissance obtenu expérimentalement est respecté par le modèle de simulation. On obtient une efficacité énergétique mesurée entre l'antenne d'émission et la résistance de charge de 0.667 pour une puissance transférée de 5 W (0.67 simulée). Les tendances étant respectées, et le comportement du modèle de simulation fidèle à celui du prototype, la modélisation circuit ainsi obtenue peut servir de base d'optimisation du système. On notera cependant que les puissances sont légèrement inférieures en simulation.

Différents effets peuvent ainsi être testés, tels que des résonances différentes au niveau de l'émetteur, différentes antennes d'émission ou bien divers circuits récepteurs proposant des couplages eux aussi différents.

La modélisation aide aussi à la compréhension du transfert d'énergie inductif appliqué au prototype en cours d'évaluation. Elle peut également apporter des éléments de réponses plus rapidement et efficacement que ceux obtenus par mesures expérimentales. En effet, ceux-ci sont dépendants de la disponibilité d'un banc de mesure ainsi que des différents appareils servant à caractériser le transfert d'énergie inductif (oscilloscopes, sondes de mesures, générateur de fréquences, analyseurs d'impédance et de réseaux vectoriels, etc.) Les buts étant de tester différentes résonances selon les standards du WPC

### III.2.2.6 Exemples d'études et de modélisations dans un but d'optimisation

#### a) Influence de la résonance sur le bilan de puissance associé au modèle

Après avoir validé le modèle de simulation par corrélation avec les résultats expérimentaux, celui-ci peut être employé à diverses études d'optimisation.

On peut par exemple étudier l'impact du circuit résonant associé à l'antenne inductive sur les performances en termes de transfert de puissance. Ceci peut être intéressant si l'on souhaite s'éloigner des circuits standards de la norme Qi, car le circuit émetteur présenté précédemment est inspiré du design certifié A13. On peut donc améliorer la compréhension du transfert d'énergie inductif, le tout en ayant une visualisation directe sur le comportement du système dans un cas pratique.

On va donc pour cela considérer le circuit d'émission-réception précédent avec les mêmes conditions de simulations. On va considérer également deux cas de couplage magnétique, un fort couplage ( $k = 0.42$ ) correspondant à un cas typique où les antennes A13 et TPR1A sont alignées et un faible couplage ( $k = 0.2$ ) correspondant à un cas où les antennes sont décentrées et à la limite du décrochage. Décrochage signifiant ici que la charge, et donc le transfert de puissance entre émetteur et récepteur, s'arrête car les conditions de couplage magnétique sont trop mauvaises. Ceci étant dû à une puissance trop élevée au



niveau du circuit émetteur afin de répondre à la demande du récepteur ou bien à une perte de communication. On va également considérer trois cas de charge différents à 5, 2.5 et 1 W (correspondant respectivement à une résistance de charge au récepteur de 5, 10 et 25  $\Omega$ ).

Le bilan de puissance va cette fois ci être réalisé à partir de la source d'alimentation DC de l'amplificateur et ce jusque vers la charge. Contrairement au cas expérimental où il est peut être difficile de mesurer dans de bonnes conditions une puissance à n'importe quel point du circuit, la modélisation circuit permet une étude plus approfondie. Si l'on considère la modélisation du circuit d'émission précédent et l'impédance vue à la sortie des transistors (équivalente au filtre associé à l'antenne résonante), on peut voir qu'elle résonne une première fois à 93 kHz (antenne d'émission résonante) et une deuxième fois à 197 kHz (correspondant au filtre LC). Ceci bien entendu pour un cas non couplé, c'est-à-dire que l'on considère la résonance de circuit émetteur lorsque les antennes d'émission et de réception ne sont pas couplées.

On va donc faire varier cette fréquence de résonance au niveau de l'antenne d'émission de 90 à 120 kHz (toujours pour une fréquence opérationnelle de 110 kHz) et ainsi voir l'impact sur le comportement du circuit. Le comportement du circuit se caractérise par rapport à ses variations d'efficacité énergétique pour transmettre une puissance donnée au récepteur. Pour rappel, l'architecture du récepteur (TPR1A) est constituée d'une antenne réceptrice ayant une inductance de 16  $\mu\text{H}$  et le tout résonant à une fréquence de 110 kHz.

Le graphe ci-dessous représente la variation de l'efficacité énergétique de la charge vers la source d'alimentation DC pour les trois cas de charges et les deux cas de couplage magnétique.

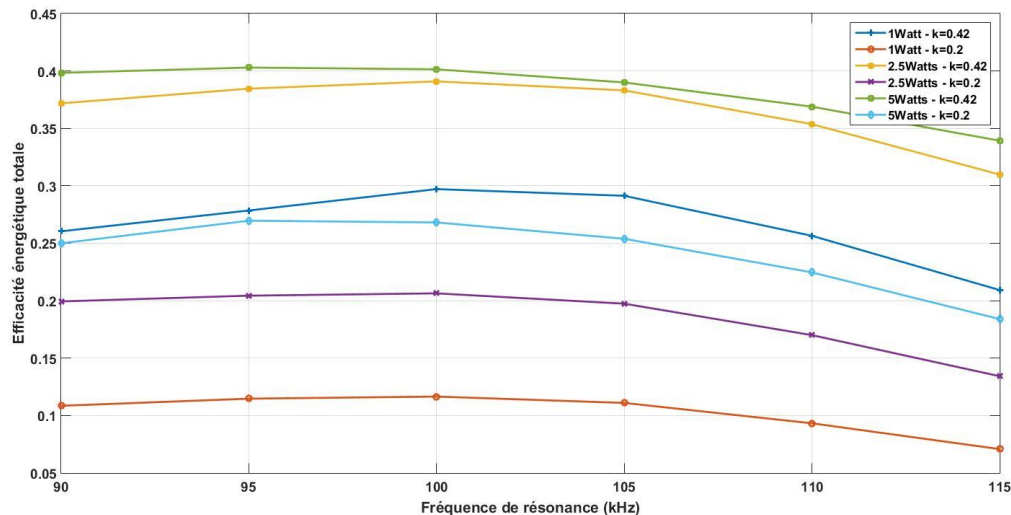


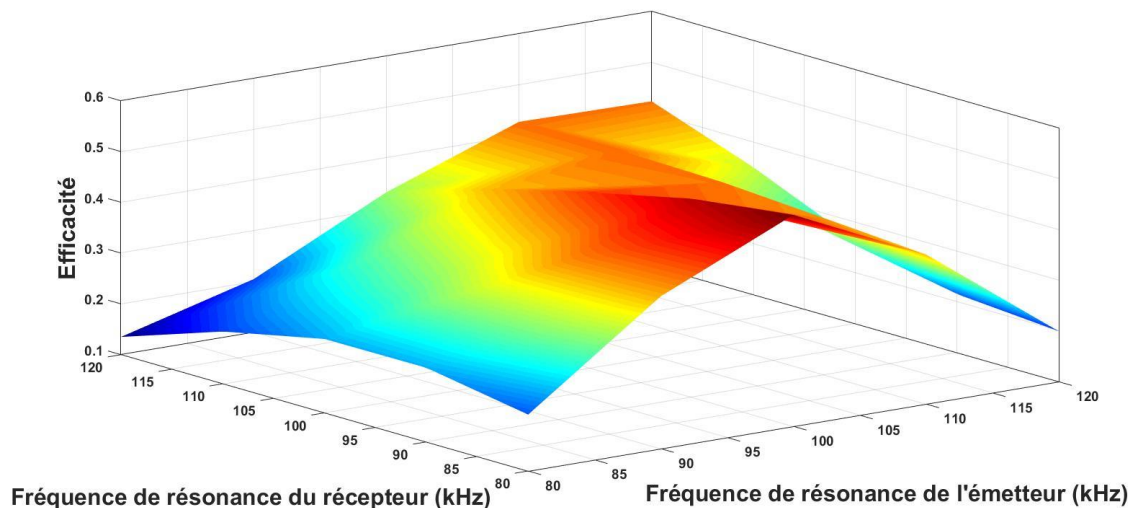
Figure III.60 Variation de l'efficacité énergétique totale en fonction de la fréquence de résonance du circuit émetteur pour différentes valeurs de couplage et de puissances à la charge

D'une manière générale, on observe de légères variations de l'efficacité énergétique lorsque la fréquence de résonance au niveau de l'antenne change. En effet, pour chaque cas de puissance transférée et de couplage, on observe un maximum à 100 kHz avec cependant un gain en performances relatif. Il est intéressant de noter que le prototype expérimental affiche dans les mêmes conditions de couplage et de charge des efficacités énergétiques totales proches de 0.5 alors que l'on a 0.4 en simulation. Cette

différence peut s'expliquer par les limites du modèle des composants actifs (transistors à l'émetteur, diodes au récepteurs, etc.). Il doit donc être pris en compte dans le processus de modélisation qu'un système complexe et composé de nombreux circuits aura plus de chances d'avoir des résultats impactés par des approximations de calculs et présentant des différences par rapport à un prototype expérimental. Mais le plus important dans l'approche de modélisation d'un circuit électronique est d'observer des tendances d'évolutions et trouver ainsi les meilleurs moyens d'optimisation du prototype expérimental. Ces optimisations de prototypes permettant ainsi d'aboutir à un produit fini pour une application réelle.

Nous allons profiter de cette étude sur l'influence de la fréquence de résonance d'un système de transfert d'énergie inductif pour nous intéresser à la résonance du récepteur. Dans l'étude précédente, la résonance au niveau récepteur était fixe et conforme au design du TPR1A établi dans la norme Qi. Cette résonance va maintenant être variée sur une plage de fréquences comprises entre 80 et 120 kHz, comme la résonance au niveau émetteur. Ceci afin de voir l'influence sur l'efficacité énergétique totale et ainsi observer comme les fréquences de résonance au niveau émission et réception impactent le bilan de puissance. Ceci pour un système fonctionnant à une fréquence de 110 kHz, de la même manière que précédemment, une puissance transférée à la charge fixe de 5 Watts et pour un facteur de couplage entre les deux antennes de 0.42.

Pour cela, la Figure III.61 représente la variation de l'efficacité énergétique totale en fonction des fréquences de résonance au niveau émetteur et récepteur.



**Figure III.61** Variation de l'efficacité énergétique totale en fonction des fréquences de résonance aux niveaux émetteur et récepteur pour  $P_{Load} = 5 \text{ W}$  et  $k = 0.42$

On constate ici que l'efficacité énergétique est principalement conditionnée par la résonance au niveau émetteur. Elle sera maximisée lorsque l'émetteur résonne à une fréquence proche de 100 kHz et diminue rapidement lorsque l'on s'en éloigne. La résonance au niveau récepteur n'a qu'une influence limitée car son impact sur l'impédance vue en entrée du circuit est minime comparée à celle de l'émetteur. L'efficacité énergétique est donc maximisée quand chacune des résonances au niveau émetteur et récepteur permettent d'avoir une résonance commune à la fréquence opérationnelle du système (ici 110 kHz) lorsqu'un couplage a lieu. Autrement dit lorsqu'un minimum d'impédance est atteint à la fréquence

de résonance, entraînant ainsi un maximum de courant délivré à l'antenne d'émission et donc une puissance transférée optimum. On peut voir ici qu'il ne suffit pas d'avoir un émetteur et un récepteur résonant chacun à la fréquence d'opération du système pour avoir une efficacité énergétique optimale.

L'amplificateur classe D atteindra donc une efficacité énergétique maximale lorsque son circuit résonant (qui est équivalent à l'impédance vu en sortie des transistors de commutation) sera accordé à la fréquence d'opération du système.

#### b) Estimation du courant dans l'antenne d'émission pour différentes valeurs de couplage

Après avoir présenté un exemple d'utilisation de la modélisation circuit pour optimiser les performances d'un système de transfert d'énergie inductif, nous allons à présent illustrer l'utilisation combinée des outils de simulations électromagnétique et circuit. En effet, il peut être utile de connaître le courant qui circulera dans l'antenne d'émission lorsque le facteur de couplage change (pour bien entendu une même puissance transmise au récepteur).

La simulation circuit permet ce genre d'étude mais avec des valeurs arbitraires de facteurs de couplage. L'utilisation de la modélisation électromagnétique permet de connaître l'évolution du facteur de couplage lorsque, par exemple, les antennes d'émission et de réception sont décentrées. C'est le but de l'étude que nous allons présenter ici. A partir de la modélisation de l'évolution du facteur de couplage à partir de deux modèles d'antennes selon des méthodologies de simulation validées par l'expérimentation, on peut estimer correctement les valeurs de couplage magnétique. Ces valeurs de couplage seront ensuite intégrées à la modélisation circuit de notre système de transfert d'énergie inductif afin d'évaluer le courant qui circulera dans l'antenne d'émission en fonction du couplage magnétique simulé.

Dans un premier temps, nous allons cartographier l'évolution du couplage magnétique entre deux modèles d'antennes émettrice et réceptrice tels que représentés sur la Figure III.62.

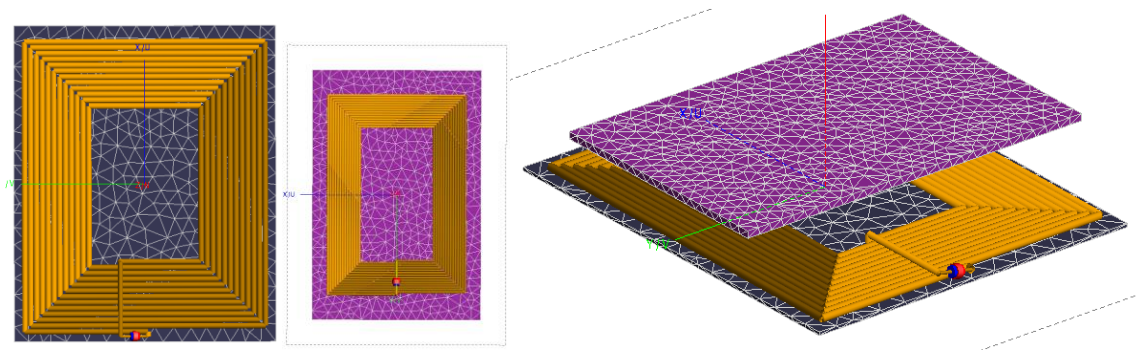


Figure III.62 Modèles des antennes inductives employées seules (émettrice à gauche et réceptrice au milieu) ainsi qu'en position couplées (à droite)

Les deux antennes sont espacées d'une distance de 7mm. Notre étude va porter sur une surface composée de -30 à +30 mm pour l'axe Oy et de 0 à + 30 mm pour l'axe Ox. Le couplage étant symétriquement central d'un côté ou de l'autre de l'antenne d'émission, la partie sur l'axe Ox de 0 à - 30 mm ne sera pas

considérée. L'évolution du facteur de couplage est montrée ci-dessous :

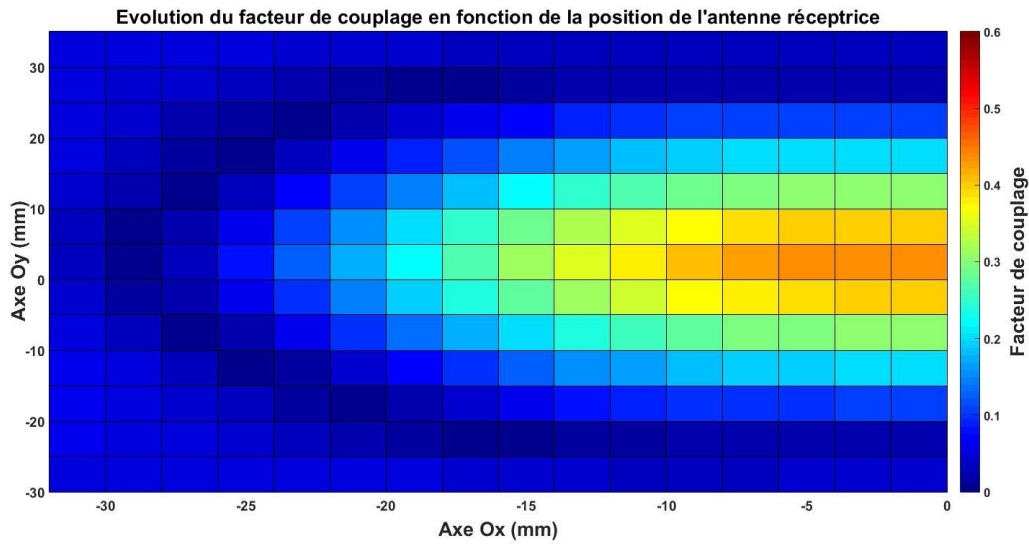


Figure III.63 Évolution du facteur de couplage magnétique en fonction de la position de l'antenne réceptrice

Comme on peut s'y attendre, le couplage est maximum quand les antennes sont centrées et décroît au fur et à mesure qu'elles sont décalées.

On va considérer à présent comme modèle le circuit d'émission réception présenté en cette fin de chapitre avec un émetteur et un récepteur suivant respectivement les designs A13 et TPR1A de la norme Qi. Ces modèles vont nous servir à évaluer l'évolution du courant dans l'antenne émettrice en fonction du couplage magnétique pour une puissance transmise de 5 W. Dans un premier temps, on établit la courbe qui lie le courant dans l'antenne émettrice et le facteur de couplage, avec des valeurs de couplage magnétique arbitraire :

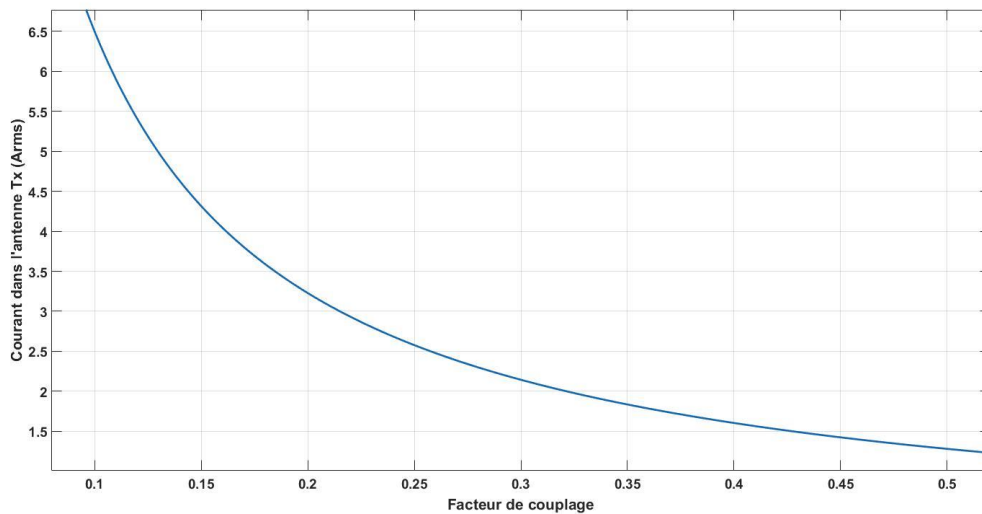


Figure III.64 Établissement d'une relation entre le courant dans l'antenne émettrice et le facteur de couplage

À cette courbe de courant, on y ajoute une courbe de régression de type puissance. Ceci nous permettant d'extraire l'équation du courant en fonction du couplage magnétique et donc de connaître l'intensité du courant pour un facteur de couplage donné. À noter que cette équation est valable pour ce circuit uniquement et pour une puissance transférée de 5 W sur la charge du récepteur.

Grace à la relation liant le courant et le facteur de couplage, on est donc à même de représenter l'évolution du courant dans l'antenne inductive en fonction des valeurs de couplage magnétique précédemment simulées :

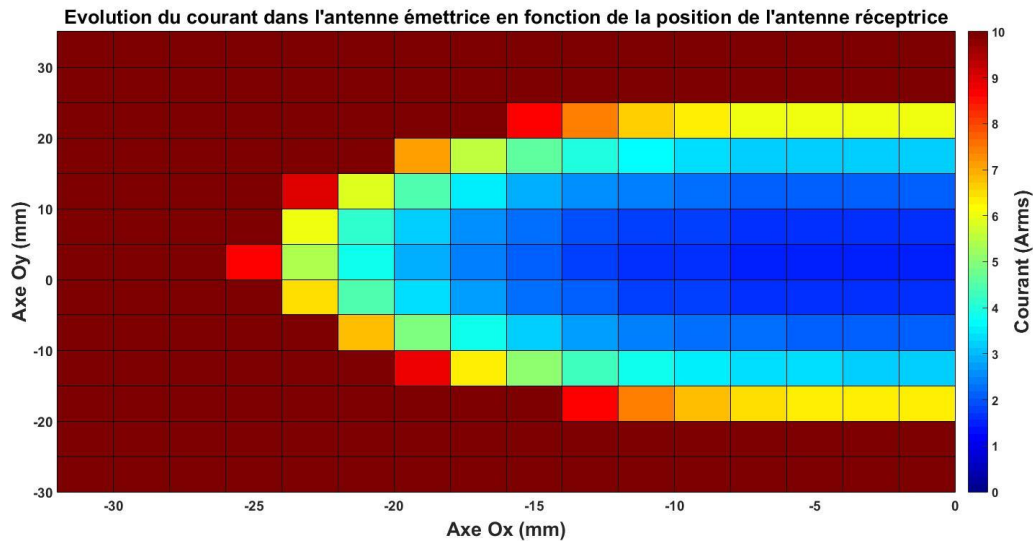


Figure III.65 Évolution du courant dans l'antenne émettrice en fonction de la position de l'antenne réceptrice

Le courant nécessaire pour transmettre une puissance de 5 W sur la charge augmente très vite dès que le facteur de couplage devient inférieur à 0.2. Ce qui établit ici les bases d'une zone de chargement utile où le circuit sera à même de transmettre 5 W tout en ayant un courant limité. Si l'on prend l'exemple d'une limitation de courant à 3 Arms dans l'antenne d'émission, cette zone présente une surface de 30x10 mm autour de son point central.

Ceci illustre bien la principale problématique du transfert d'énergie inductif : les antennes doivent être relativement alignées afin de proposer un fort couplage magnétique. Ceci dans le but de limiter la puissance nécessaire en entrée du système pour une puissance à la charge requise et ainsi conserver une bonne efficacité énergétique.

### III.3 Conclusions sur le transfert d'énergie inductif

Nous avons pu voir dans ce chapitre comment les antennes inductives peuvent se coupler magnétiquement et ainsi permettre à une énergie d'être transférée depuis un système émetteur vers un système récepteur.

Après avoir défini les notions d'inductance mutuelle entre deux antennes situées à proximité l'une de l'autre, nous nous sommes intéressés à l'évolution du couplage magnétique en fonction des paramètres d'antenne et de ferrite. La méthodologie de modélisation électromagnétique précédemment employée au

chapitre II a été utilisée ici pour modéliser le couplage magnétique. Une validation des résultats de simulation a été effectuée de la même manière que précédemment, en les comparant aux résultats expérimentaux provenant de deux méthodes de mesure différentes sur des prototypes d'antennes espacés de diverses distances et associés ou non à des ferrites. On a pu constater une bonne corrélation entre les résultats, et ce pour des fréquences différentes. Des campagnes d'études paramétriques ont été effectuées, d'abord sur la géométrie de l'antenne, puis sur les caractéristiques de la ferrite.

La géométrie de l'antenne (uniquement au niveau émission, l'antenne de réception restant figée) a été étudiée en faisant varier le nombre de tours  $N$  et la largeur de piste  $l$  en considérant deux cas : la variation de ces deux paramètres entraînant une variation du diamètre intérieur  $D_{int}$  dans un premier cas et une variation du diamètre extérieur  $D_{ext}$  dans un deuxième cas. On a pu constater qu'un nombre de tour important entraîne une augmentation générale du facteur de couplage  $k$ . Dans le cas où le diamètre extérieur de l'antenne d'émission est fixe et égal à celui de l'antenne de réception, on observe que le couplage magnétique devient fort pour un grand nombre de spires et qu'il sera moins sensible au décalage entre les deux antennes. Dans le cas où le diamètre intérieur de l'antenne d'émission est figé et égal à celui de l'antenne de réception, on observe que le couplage magnétique est maximisé entre 10 et 15 tours puis décroît au-delà. On voit donc ici l'influence directe des dimensions d'antennes sur ce dernier. En effet, les antennes d'émission et de réception deviennent identiques en tout point (même paramètres géométriques) lorsque  $N = 10$  pour l'antenne d'émission, ce qui correspond aux conditions théoriques optimales pour un facteur de couplage maximisé. Une antenne d'émission de dimensions trop petites ou trop grandes par rapport à l'antenne de réception ne permettra donc pas un couplage magnétique optimisé. Les mêmes conclusions se retrouvent sur la variation de la largeur de piste. Elle n'aura pas une forte influence en elle-même sur le couplage magnétique, mais les dimensions des antennes en sont directement dépendantes (tout comme le facteur de qualité, comme démontré dans le chapitre II). On peut observer un couplage magnétique optimisé lorsque les dimensions entre antennes d'émission et de réception sont similaires : dans notre cas, une largeur de piste proche de 1mm semble être un bon compromis.

L'influence des caractéristiques d'une ferrite située sur la partie inférieure de l'antenne a également été étudiée, au travers de sa surface, son épaisseur et sa perméabilité magnétique réelle. On peut observer que la surface de la ferrite joue un rôle prépondérant sur l'intensité du couplage magnétique. Une surface de ferrite identique à celle de l'antenne semble être un minimum requis pour avoir un couplage magnétique honorable, mais celui-ci est optimisé pour des surfaces de ferrite plus importantes (légèrement supérieures à deux fois celle de l'antenne dans notre cas). L'épaisseur semble quant à elle avoir un impact limité sur le facteur de couplage, et l'on peut considérer qu'une valeur d'épaisseur nécessaire pour assurer une bonne tenue et résistance mécanique de la ferrite sera suffisante pour maximiser le facteur de couplage. En ce qui concernera la perméabilité magnétique réelle, on observera un effet seuil à partir de  $\mu_r'$  compris entre 50 et 100, avec un facteur de couplage n'augmentant que très peu pour des valeurs supérieures. Ceci est dû au fait que l'inductance de l'antenne n'augmentera plus pour des  $\mu_r'$  plus élevés : la ferrite ne concentrant pas davantage les lignes de champ magnétique dans ces cas-là.

Dans un second temps, nous avons considéré la notion d'efficacité énergétique entre les antennes d'émission et de réception. En effet, le facteur de couplage nous donne l'image de l'intensité du couplage magnétique entre elles mais ne permet pas d'avoir une bonne idée de la quantité de puissance potentiellement transférée. Ceci peut être fait en utilisant la notion d'efficacité énergétique, prenant en compte le facteur de couplage mais aussi les facteurs de qualité des antennes tel que montré par l'équation

III.43. Ces différentes grandeurs étant disponibles par simulation, nous avons réalisé une étude concrète en modélisant trois antennes d'émission (ayant des performances différentes suivant les règles de conception précédemment établies). Ces trois antennes ont été couplées à cinq antennes de réception, modélisées à partir de la norme Qi et correspondant aux antennes employées dans des récepteurs standards servant à la qualification des appareils émetteurs. Ces antennes de réception présentent différentes caractéristiques, censées proposer une bonne représentation des modèles généralement employés par les récepteurs du marché. L'efficacité énergétique a donc été évaluée, pour une fréquence de 100kHz correspondant à la norme Qi. On peut constater qu'une antenne optimisée présentera des performances et des efficacités nettement plus importantes ( $>0.9$ ) qu'une antenne qui n'a pas été optimisée pour maximiser que ce soit son facteur de qualité ou bien le facteur de couplage ( $<0.8$ ). On observera également une dispersion sensiblement moindre des résultats pour l'antenne optimisée suivant les différents récepteurs couplés, ainsi qu'une sensibilité moins forte au décentrage des antennes.

Après avoir considéré la partie électromagnétisme et les antennes permettant le transfert d'une énergie par induction magnétique, nous nous sommes intéressés dans un deuxième temps à la partie circuit des systèmes. Les notions d'efficacité énergétique du circuit et d'impédance réfléchie définies, permettant respectivement de caractériser le transfert de puissance du système et d'étudier l'influence de l'impédance du circuit secondaire (récepteur) sur le circuit primaire (émetteur), nous avons présenté les moyens de mesurer précisément une puissance électrique ainsi que les méthodes employées pour modéliser fidèlement les circuits. En effet, on a vu qu'il était nécessaire d'avoir une chaîne de mesure la plus propre possible afin de pouvoir réaliser des bilans de puissances fiables. Ceci est d'autant plus important qu'ils sont employés pour détecter les endroits de la chaîne d'émission-réception de puissance où des pertes énergétiques ont lieu. On ne peut donc se permettre d'avoir une mauvaise estimation des grandeurs mesurées. La modélisation circuit permet quant à elle les études par simulation des circuits réalisant la fonction de transfert de puissance, en ayant une grande liberté d'action sur des topologies de circuits, de composants et de configurations différentes et ce, de manière efficace et précise. Ceci à condition que les moyens de modélisation aient été évalués. Par corrélation avec des résultats expérimentaux obtenus sur prototypes, nous avons pu ainsi montrer qu'il était possible d'obtenir des résultats réalistes et similaires à ceux obtenus par la mesure.

Dans un troisième temps et après avoir présenté les principaux standards de chargements inductifs pour les appareils électroniques nomades, les différentes topologies d'amplificateurs de puissance ont été étudiées. En effet, il s'agit d'un élément clé dans la chaîne d'émission-réception de puissance, étant donné qu'il va permettre de transformer les signaux DC provenant de la source d'énergie (batterie du véhicule) en signaux AC permettant à l'antenne d'émission d'émettre le champ magnétique servant à transférer la puissance désirée. Nous nous sommes intéressés en particulier aux amplificateurs de puissance à classe commutée (classe D et E) qui, toujours dans un souci d'avoir une efficacité énergétique élevée, permettent au composant actif (le transistor) de fonctionner en commutation et donc d'avoir une perte de puissance à ses bornes relativement faible.

Une étude concrète par modélisation circuit d'un système de transfert d'énergie inductif compatible à la norme Qi permet par la suite d'illustrer les notions précédemment définies. Un circuit émetteur, composé d'un amplificateur de puissance classe D suivant une topologie full bridge et d'une antenne d'émission issue de la norme Qi (A13 Litz), est couplé à un circuit récepteur modélisé à partir d'un circuit de référence lui aussi de la norme Qi (TPR1A). La modélisation électromagnétique des antennes et du

couplage magnétique entre elles permet l'extraction des paramètres d'antennes (inductance et résistance série parasite) ainsi que du facteur de couplage  $k$ . Ces paramètres peuvent donc être injectés dans la modélisation circuit de la chaîne d'émission-réception, permettant ainsi une approche d'étude en co-simulation des systèmes. Cette approche est ensuite validée par corrélation là aussi avec des résultats expérimentaux issus d'un prototype, dans les mêmes conditions environnementales. L'efficacité énergétique d'un tel système est dans ce cas-là de 0.67 entre l'antenne d'émission et la charge, et de l'ordre de 0.55 entre la source d'énergie (alimentation DC) et la charge. La méthodologie de co-simulation électromagnétique-circuit validée, il est donc possible d'étudier de manière précise les influences de chacun des éléments composant la chaîne d'émission-réception de puissance, ouvrant ainsi la voie à des possibilités d'améliorations et d'optimisations des performances et fonctionnalités des systèmes. On a pu ainsi voir que l'efficacité énergétique totale du système est maximisée lorsque les fréquences de résonance des circuits émetteur et récepteur sont proches, avec une influence plus forte pour la résonance à l'émetteur. Une autre illustration des possibilités d'emploi est l'extraction de la dépendance du courant dans l'antenne émettrice en fonction du facteur de couplage pour un cas donné. On peut donc ainsi connaître la valeur du courant pour un cas de couplage magnétique, et ainsi représenter les zones de couverture à la surface du produit où il est possible de transférer la puissance demandée. Zone de couverture étant limitée pour le transfert d'énergie inductif où l'on voit bien que le facteur de couplage chute, et donc le courant dans l'antenne d'émission augmente, lorsque les centres des antennes d'émission et de réception sont trop désalignés.



## Références bibliographiques

---

- [62] L. Lasne, « Electrotechnique, cours et exercices corrigés », ISBN : 978-2-10-050720-7, Dunod, 2008
- [63] S. Liao, P. Dourmashkin, J. Belcher, “Inductance and Energy in Magnetic Fields”, course en ligne MIT, 2004
- [64] A. C. M. de Queiroz, « Mutual Inductance and Inductance calculations by Maxwell’s method », Federal University of Rio de Janeiro, 2014
- [65] N. Gvozdenovic, R. Prestros, C. F. Mecklenbräuker, “HF RFID spiral inductor synthesis and optimization”, 2014 International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), 2014, pp. 53-59
- [66] C. Akyel, S. I. Babic, M. M. Mahmoudi, “Mutual inductance calculation for non-coaxial circular air coils with parallel axes”, Progress in Electromagnetics research, PIER 91, 2009, pp. 287-301
- [67] S. Babic, F. Sirois, C. Akyel, C. Girardi, “Mutual inductance calculation between circular filaments arbitrarily positioned in space: alternative to Grover’s formula”, IEEE transactions on Magnetics, vol. 46, n°9, pp. 3591-3600, 2010
- [68] L. Bettaieb, F. Costa, C. Omri, J-C. Lourme, “Transmission d’énergie par couplage inductif. Applications aux capteurs biomédicaux intégrés », Symposium de génie électrique (SGE 14), EF-EPF-MGE 2014, ENS Cachan, France
- [69] F. Gardiol, « Traité d’électricité – Electromagnétisme », EAN13 : 9782880745080, PPUR, 2002
- [70] H. Hirayama, “Chapter 6 - Equivalent Circuit and Calculation of Its Parameters of Magnetic-Coupled-Resonant Wireless Power Transfer,” in Wireless Power Transfer - Principles and Engineering Explorations, ed. K. Y. Kim, InTech, pp. 117-132, 2012.
- [71] L. Lasne, « Etudes des bobines couplées et transmission d’énergie à distance sous conditions de résonance », Université de Bordeaux 1,
- [72] I. Awai, K. Yamaguchi, T. Ishida, T. Ishizaki, « Design of a resonator coupled WPT system with multiple loads based on measurement with a VNA instead of an oscilloscope », proceedings of APMC 2012, Kaohsiung, Taiwan, 2012, pp.824-826
- [73] D. A. Frickey, “Conversions between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances”, IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, n°2, 1994, pp. 205-211
- [74] G. Vigneau, M. Cheikh, R. Benbouhout, A. Takacs, « Design and modeling of PCB coils for inductive power charging”, Wireless Power Transfer Cambridge University Press 2015, Volume 2, Special Issue 02, pp 143-152

- [75] W. H. Ko, S. P. Liang, C. D. Fung, « Design of radio-frequency powered coils for implant instruments », Med. & Biol. Eng. & Comput., 1977, pp. 634-640
- [76] M. Pinuela, D. C. Yates, S. Lucyszyn, P. D. Mitcheson, « Maximising DC to load efficiency for inductive power transfer », IEEE transactions on Power Electronics, 2013, pp. 2437-2447
- [77] Norme Qi, “Wireless power transfer, Volume 1: low power, Part 3: Compliance testing”, version 1.0.3, 2011
- [78] A. Karalis, J.D. Joannopoulos, and M. Soljacic, “Efficient Wireless Non-radiative Mid-range Energy Transfer”, Ann. Phys., pp. 34-48, 2008
- [79] L. Lasne, Rendement des systèmes électriques linéaires et à découpage, problématiques et solutions, manipulation associée », Université de Bordeaux 1
- [80] X. Liu, W. M. Ng, C. K. Lee, S. Y. Hui, “Optimal operation of contactless transformers with resonance in secondary circuits”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008, pp. 645-650
- [81] Z. N. Low, R. A. Chinga, R. Tseng, J. Lin, “Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system”, IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N°5, 2009, pp.1801-1812
- [82] <http://www.orcad.com/>, site internet du concepteur de Cadence-PSPICE
- [83] <http://www.awrcorp.com/fr>, site internet du concepteur de Microwave Office
- [84] Norme Qi, “Wireless power transfer, Volume 1: low power, Part 1 : Interface Definition”, version 1.1.2, 2013
- [85] E. Waffenschmidt, “Wireless power for mobile devices”, 2011 IEEE 33<sup>rd</sup> international telecommunications energy conference (INTELEC), 2011, p. 1-9
- [86] D. van Wageningen, T. Staring, “The Qi wireless power standard”, 14<sup>th</sup> international power electronics and motion control conference, EPE-PEMC, 2010, pp. 25-32
- [87] Power: Loosely-Coupled Wireless Power Transfer System Specification Version 1.0”, IEEE wireless power transfer conference (WPTC2013), 2013, pp. 79-83
- [88] M. Correvon, “Les amplificateurs de puissance”, cours sur les systèmes électroniques, Haute école spécialisée de Suisse occidentale,
- [89] L. A. Andia Montes, “Amplificateur de puissance en classe commutée pour application dans un émetteur multiradio à haut rendement”, Thèse de Doctorat, Université Paris-Est, 2010
- [90] J. Honda, J. Adams, « Class D audio amplifier basics », Note d’application AN-1071, International Rectifier, 2005

- [91] D. Dapkus, R. Chen, "High-efficiency audio amplification using class-D audio power amplifiers", Texas Instruments, Inc.
- [92] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E, a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 3, pp. 168-176, 1975
- [93] N. O. Sokal, "Class-E RF power amplifiers", *QEX Mag.*, vol. 1, no. 204, pp. 9-20, 2001
- [94] M. K. Kazimierczuk, "RF power amplifiers", Second edition, John Wiley & Sons, 2015
- [95] B. Slade, "Notes on designing class-E RF power amplifier", 2010
- [96] J-R. Yang, J. Kim, Y-J. Park, "Class E Power Amplifiers using High-Q Inductors for Loosely Coupled Wireless Power Transfer System", *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 8, 2014, pp.742-748
- [97] Dallas Semiconductors / Maxim, "Class D amplifiers: fundamentals of operation and recent developments", Note d'application 3977, 2006
- [98] C. H. Li, "Quadrature power amplifier for RF applications", Thèse de Master, University of Twente, 2009
- [99] V. Barkhordarian, "Power MOSFET basics", Note d'application, International Rectifier
- [100] Site internet du fournisseur de récepteurs certifiés Qi : <http://www.avid-tech.com/wirelesspower/index.php>

## IV. Le transfert d'énergie inductif et son influence sur l'environnement extérieur

IV.1 Le transfert d'énergie inductif et le corps humain .....	169
IV.1.1 Généralités.....	169
IV.1.2 Les normes de régulations d'exposition aux champs électromagnétiques pour la sécurité des personnes.....	171
IV.1.2.1 La norme ICNIRP .....	171
IV.1.2.2 La norme IEEE.....	173
IV.1.3 Etudes de l'exposition électromagnétique de tissus humains aux champs générés par un système de transfert d'énergie inductif.....	175
IV.1.3.1 Modélisation électromagnétique d'un corps humain .....	175
IV.1.3.2 Etude de l'exposition d'un corps humain au champ électromagnétique généré par un système couplé .....	178
a) Évaluation des champs électrique et magnétique .....	179
b) Évaluation de la Dose d'Absorption Spécifique (DAS).....	184
IV.2 Le transfert d'énergie inductif et les autres systèmes.....	188
IV.2.1 Optimisation de la structure d'une solution multi-systèmes sur la distribution de champ NFC .....	189
IV.2.2 Optimisation du rayonnement en sortie d'une solution multi-systèmes .....	192
IV.3 L'influence du transfert d'énergie inductif sur les Objets Métalliques Étrangers (OMEs).....	196
IV.3.1 Impact d'un champ magnétique sur des OMEs.....	196
IV.3.1.1 Évolution de la température d'objets métalliques standardisés.....	197
IV.3.1.2 Bilan de puissance avec un objet étranger en aluminium à proximité .....	198
IV.3.2 Solutions de détection d'OMEs.....	200

Le développement de systèmes de rechargement sans fil d'appareils électriques nomades est en pleine expansion depuis quelques années. Si c'est un moyen commode et pratique d'alimenter en énergie électrique les petits objets du quotidien, il est cependant nécessaire d'évaluer l'impact qu'il peut avoir sur les personnes et objets à proximité.

Nous allons nous intéresser dans un premier temps à l'effet que peut avoir deux antennes qui échangent de l'énergie sur un corps humain. L'effets des ondes électromagnétiques sur les personnes est un vrai sujet d'actualité, mais est plutôt réservé aux effets des ondes hautes fréquences employées pour la téléphonie mobile ou bien le Wifi. Nous allons voir à travers différentes études qu'en fonction du courant circulant dans les antennes, et donc de l'intensité des champs électrique et magnétique, que l'on peut être amené à être exposé à des niveaux non négligeables. Ceux-ci seront comparés par rapport à différentes normes d'émissions électromagnétiques faisant foi dans les différents organismes de certification.

Dans un deuxième temps, nous allons nous intéresser à l'impact que peut avoir un système de transfert d'énergie inductif sur son environnement ainsi que l'influence de ce dernier sur la transmission de puissance. En effet, il est d'usage courant pour les industriels de proposer des systèmes où cohabitent plusieurs solutions technologiques. Il peut par exemple être proposé une solution de chargement inductif pour téléphone portable associée à une solution de communication en champ proche NFC ainsi qu'un coupleur GSM. Si la première a pour but de recharger la batterie du téléphone afin que celui-ci reste toujours fonctionnel, la deuxième permet au téléphone de communiquer avec le système. Dans un environnement automobile, ceci peut donc servir à démarrer une voiture, télécharger les préférences musicales ou de confort de l'utilisateur ou bien servir de système d'appairage du téléphone au système Bluetooth interne au véhicule. La troisième solution quant à elle permet d'amplifier le signal GSM afin que l'utilisateur puisse émettre et recevoir des appels téléphoniques de meilleure qualité. En effet, le signal GSM peut être plus ou moins atténué si jamais le véhicule passe dans un tunnel, dans une zone mal couverte par le maillage du réseau GSM ou bien tout simplement par le véhicule en lui-même (effet cage de Faraday).

Un exemple d'étude électromagnétique sur le champ magnétique émis par l'antenne NFC et comment les antennes des systèmes de chargement inductif et de couplage GSM peuvent impacter sa distribution spatiale sera ainsi présenté.

On montrera également par la suite comment l'on peut influencer les harmoniques émis dans le spectre fréquentiel. Si l'on prend l'exemple des amplificateurs de puissance commutés utilisés dans les systèmes de transfert d'énergie inductifs, ils sont pilotés par des signaux carrés. Ces signaux de commande carrés sont une source importante d'harmoniques qui, mal filtrés, peuvent impacter les autres systèmes. On verra comment à partir du motif appliqué aux signaux carrés, on peut mathématiquement atténuer certains ordres d'harmoniques. Participant ainsi à l'amélioration de la cohabitation entre plusieurs systèmes d'émissions radiofréquences.

Enfin dans un troisième temps, on s'intéressera à la problématique des objets métalliques placés dans un champ magnétique. Les systèmes de transfert d'énergie inductifs émettant un fort champ magnétique, des objets tels que des pièces de monnaies peuvent être amenés à voir leur température interne augmenter du fait de la création de courants surfaciques. Faisant courir ainsi un vrai risque de brûlure pour l'utilisateur s'il se saisit des objets ou bien d'incendie du véhicule.

## IV.1 Le transfert d'énergie inductif et le corps humain

### IV.1.1 Généralités

La généralisation ainsi que l'exploitation en pleine expansion des systèmes de transfert d'énergie inductif nous amène à réfléchir aux conséquences potentielles sur le corps humain et la sûreté des personnes. Les effets des ondes électromagnétiques sur les personnes sont méconnus, même si les études sur le sujet augmentent, et sont donc au cœur d'un grand débat. Le principal problème que rencontrent ces études vient d'un manque de recul afin de savoir si ces ondes ont une influence sur la santé au long terme. Il ne faut pas oublier que le développement d'appareils du quotidien utilisant des ondes électromagnétiques, téléphones portables et réseau Wifi en tête, est très récent et n'a pas 20 ans. C'est pourquoi il est difficile de déterminer, et encore plus de prévoir, les effets négatifs du rayonnement électromagnétique sur les personnes.

Le danger vient principalement de :

- l'excitation thermique des tissus humains. En fonction de la fréquence d'application et de l'intensité des champs électriques et magnétiques, les tissus humains peuvent subir un échauffement localisé [101]. Ceci entraînant potentiellement des mutations génétiques des cellules pouvant aboutir sur des cancers ou bien des dysfonctionnements d'un point de vue neurologique. L'électricité statique permettant de conduire une information nerveuse et aux synapses de communiquer entre elles, des perturbations peuvent être engendrées par de forts champs électromagnétiques.
- l'influence sur les appareils médicaux embarqués. Les ondes électromagnétiques peuvent parasiter le bon fonctionnement des appareils conçus pour aider des personnes atteintes de problèmes de santé. En effet, il est bien connu qu'un circuit électronique qui contient des composants ou bien des circuits logiques sensibles peut facilement être parasité par le rayonnement électromagnétique s'il n'est pas suffisamment protégé. Si l'impact d'un dysfonctionnement est moindre pour la prothèse auditive d'une personne malentendante, il n'en est pas de même pour une personne équipée d'un stimulateur cardiaque où les conséquences peuvent être des plus sérieuses [102].

C'est pourquoi en l'absence du recul nécessaire pour donner un sens aux différentes études sur l'impact des champs électromagnétiques, le principe de précaution s'applique. Pour cela différentes normes ont été créées, en plus des standards de régulation propres à chaque nation, afin de limiter les émissions électromagnétiques potentiellement nocives. En fonction de la fréquence, divers seuils ont été établis en-deçà desquels les émissions doivent être contenues.

Ces normes considèrent plusieurs facteurs, fonctions de la fréquence d'utilisation, tels que l'intensité des champs électrique (V/m) et magnétique (A/m) mais aussi la dose d'absorption spécifique reçue (DAS en français ou SAR, de l'anglais Specific Absorption Rate). Le DAS quantifie l'énergie absorbée dans les tissus du corps humain, s'exprime en W/kg et représente donc une puissance dissipée en chaleur par unité de masse [103].

La définition générale du DAS résulte de l'absorption spécifique (AS, en J/kg), rapport entre énergie et masse et donnée par l'équation suivante :

$$AS = \frac{dW}{dm} = \frac{dW}{\rho dV} \quad \text{Eq. IV.1}$$

Avec

- $dW$  : l'énergie du tissu considéré

- $m$  : la masse de tissu considéré, égale au produit d'un volume  $V$  d'une certaine densité massique  $\rho$ .

Le DAS représente la puissance dissipée, et donc l'énergie dérivée par rapport à un temps, selon la formule suivante :

$$DAS = \frac{d}{dt} \left( \frac{dW}{\rho dV} \right) \quad \text{Eq. IV.2}$$

Le DAS est aussi relié au champ électrique à un point donné dans l'espace par l'équation suivante :

$$DAS = \frac{\sigma}{2\rho} |\vec{E}| \quad \text{Eq. IV.3}$$

avec

- $\sigma$  : la conductivité électrique (S/m) du tissu humain

- $\rho$  : la densité massique ( $\text{kg/m}^3$ ) du tissu humain

- $\vec{E}$  : le champ électrique traversant le tissu humain au point considéré.

Il est d'usage de représenter le DAS de trois façons :

- le DAS localisé pour un point précis du volume considéré,
- le DAS moyen sur l'ensemble du volume considéré. C'est-à-dire que l'on va réaliser une moyenne des DAS dans le volume entier du corps considéré (corps humain complet, tête, etc.),
- Le DAS maximum représenté sur un volume de 10g. C'est-à-dire que le DAS est calculé sur un volume contenant l'équivalent de 10 grammes de tissus. Si l'on prend l'exemple des systèmes de téléphonie mobile, ils doivent exposer l'utilisateur à un DAS maximum 2 W/kg moyenné dans 10g de tissus de la tête.

## IV.1.2 Les normes de régulations d'exposition aux champs électromagnétiques pour la sécurité des personnes

Plusieurs organismes spécialisés ont établi des normes de régulations précises. On peut citer ainsi la norme proposée par l'ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection), qui traite de l'exposition à des champs électromagnétiques variant jusqu'à 300GHz [100]. Il existe également la norme C95.1 proposée par l'IEEE (Institute for Electrical and Electronics Engineers), qui traite des champs électromagnétiques radiofréquences de 3kHz à 300 GHz [104].

Ces normes font référence lorsque les questions de l'influence des ondes électromagnétiques sur le corps humain sont posées et sont ainsi régulièrement employées pour qualifier les appareils électroniques mis à disposition du grand public. Nous allons présenter ici pour ces deux normes les critères établis concernant les fréquences de fonctionnement employés par les systèmes de transfert d'énergie inductifs précédemment étudiés. Ils nous serviront de référence afin de comparer les niveaux des émissions typiques d'un système de transfert d'énergie inductif.

### IV.1.2.1 La norme ICNIRP

Les seuils de la norme proposée par l'ICNIRP sont présentés dans les Tableau IV.1 et IV.2 . On distinguera deux cas de limitations aux ondes électromagnétiques suivant si l'on s'adresse à des personnes susceptibles d'être exposées de par leur profession ou non. Les seuils seront donc beaucoup plus restrictifs dans le deuxième cas où l'on s'adresse au grand public.

	Fréquences	DAS moyen sur l'ensemble du corps (W/kg)	DAS localisé 10g (W/kg)
<b>Professionnel</b>	<b>1 - 4 Hz</b>	–	–
	<b>4 Hz - 1 kHz</b>	–	–
	<b>1 - 100 kHz</b>	–	–
	<b>100 kHz - 10 MHz</b>	0,4	10
	<b>10 MHz - 10 Ghz</b>	0,4	10
<b>Grand Public</b>	<b>1 - 4 Hz</b>	–	–
	<b>4 Hz - 1 kHz</b>	–	–
	<b>1 - 100 kHz</b>	–	–
	<b>100 kHz - 10 MHz</b>	0,08	2
	<b>10 MHz - 10 Ghz</b>	0,08	2

Tableau IV.1 Préconisation sur le DAS par la norme ICNIRP de 1 Hz à 10 GHz



	Fréquences	Champ Electrique (V/m)	Champ Magnétique (A/m)
<b>Professionnel</b>	< 1 Hz	-	$1,63 \cdot 10^5$
	1 - 8 Hz	20000	$1,63 \cdot 10^5 / f^2$
	8 - 25 Hz	20000	$2 \cdot 10^5 / f$
	0,025 - 0,82 kHz	$500 / f$	$20 / f$
	0,82 - 65 kHz	610	24,4
	0,065 - 1 MHz	610	$1,6 / f$
	1 - 10 MHz	$610 / f$	$1,6 / f$
	10 - 400 MHz	61	0,16
	400 - 2000 MHz	$3\sqrt{f}$	$0,008\sqrt{f}$
	2 - 300 GHz	137	0,36
<b>Grand Public</b>	< 1 Hz	-	$3,2 \cdot 10^4$
	1 - 8 Hz	10000	$3,2 \cdot 10^4 / f^2$
	8 - 25 Hz	10000	$4000 / f^2$
	0,025 - 0,8 kHz	$250 / f$	$4 / f$
	0,8 - 3 kHz	$250 / f$	5
	3 - 150 kHz	87	5
	0,15 - 1 MHz	87	$0,73 / f$
	1 - 10 MHz	$87 / \sqrt{f}$	$0,73 / f$
	10 - 400 MHz	28	0,073
	400 - 2000 MHz	$1,375\sqrt{f}$	$0,0037\sqrt{f}$
	2 - 300 GHz	61	0,16
<i>L'unité de f est telle qu'indiqué dans la case de fréquence correspondante</i>			

Tableau IV.2 Préconisation sur les intensités des champs E et H par la norme ICNIRP de 1 Hz à 300 GHz

Le premier porte sur les restrictions concernant les densités de courant dans la tête et le tronc du corps ainsi que du DAS sur l'ensemble du corps et du DAS localisé sur la tête, le tronc et les membres. Le deuxième porte sur les restrictions concernant les champs électrique et magnétique ainsi que pour la densité de puissance d'une onde plane équivalente pour des personnes travaillant dans des milieux susceptibles d'être exposés à des rayonnements électromagnétiques. Le troisième est identique au deuxième à la différence qu'il concerne le grand public, soit les personnes dont le travail fait qu'elles n'ont pas à être régulièrement exposées. Les valeurs de ces trois tableaux sont bien entendu fonction de la fréquence d'utilisation et l'on peut voir que les seuils limites des grandeurs précédemment citées diminuent quand la fréquence augmente.

En considérant le cas du grand public (seuils les plus bas) et les fréquences utilisées par les systèmes actuels de transfert d'énergie inductif, on peut voir que l'ICNIRP a fixé pour le DAS des seuils où il doit être inférieur à 0.08 W/kg pour l'ensemble du corps et inférieur à 2 et 4 W/kg respectivement pour l'ensemble tronc/tête et membres. Le champ électrique doit lui être inférieur à 87 V/m entre 3 et 1 MHz, inférieur à  $87/\sqrt{f}$  V/m entre 1 et 10 MHz et inférieur à 28 V/m entre 10 et 400 MHz. Le champ magnétique quant à lui doit être inférieur à 5 A/m entre 3 et 150 kHz, inférieur à  $0.73/f$  A/m entre 0.15 et 10 MHz et inférieur à 0.073 A/m de 10 à 400 MHz.

#### IV.1.2.2 La norme IEEE

De la même manière que précédemment, mais présenté différemment, nous allons recenser les limites d'expositions aux ondes électromagnétiques proposées par la norme IEEE.

	Grand Public	Professionnel
Fréquences	Champ Electrique (V/m)	Champ Electrique (V/m)
3 - 100 kHz	614	1842

Tableau IV.32 Préconisation sur l'intensité du champ E par la norme IEEE de 3 à 100 kHz

	Grand Public	Professionnel
Fréquences	Champ Magnétique (A/m)	Champ Magnétique (A/m)
3 - 3,35 kHz	$547/f$	$1640/f$
3,35 - 5000 kHz	163	490

Tableau IV.4 Préconisation sur l'intensité du champ H par la norme IEEE de 3 à 5000 kHz

	Grand Public	Professionnel
DAS moyen sur l'ensemble du corps (W/kg)	0,08	0,4
DAS localisé 10g (W/kg)	2	10

Tableau IV.5 Préconisation sur le DAS par la norme IEEE de 100 kHz à 300 GHz

	Fréquences	Champ Electrique (V/m)	Champ Magnétique (A/m)
<b>Professionnel</b>	0,1 - 1 MHz	1842	$16,3/f$
	1 - 3 MHz	$1842/f$	$16,3/f$
	3 - 100 MHz	61,4	$16,3/f$
	100 - 300 MHz	61,4	0,163
	300 - 3000 MHz	–	–
	3 - 30 GHz	–	–
	30 - 300 GHz	–	–
<b>Grand Public</b>	0,1 - 1,34 MHz	614	$16,3/f$
	1,34 - 3 MHz	$823,8/f$	$16,3/f$
	3 - 30 MHz	$823,8/f$	$16,3/f$
	30 - 100 MHz	27,5	$158,3/f^{1.668}$
	100 - 400 MHz	27,5	0,0729
	400 - 2000 MHz	–	–
	2 - 5 GHz	–	–
	5 - 30 GHz	–	–
	30 - 100 GHz	–	–
	100 - 300 GHz	–	–
<b><i>L'unité de f est telle qu'indiqué dans la case de fréquence correspondante</i></b>			

Tableau IV.6 Préconisation sur l'intensité des champs E et H par la norme IEEE de 100 kHz à 300 GHz

Le tableau Tab. IV.3 concerne les restrictions d'émission du champ électrique entre 3 et 100 kHz tandis que le tableau Tab. IV.4 porte sur le champ magnétique entre 3 kHz et 5 MHz. Le tableau Tab. IV.5 traite lui des valeurs de DAS maximum admissibles sur la gamme de fréquence 100 kHz – 3 GHz. Pour finir, le tableau Tab IV.6 résume les intensités maximum pour les champs électrique et magnétique d'une manière plus précise pour plusieurs gammes de fréquences allant de 100 kHz à 300 GHz.

Si l'on compare ces tableaux à ceux développés pour la norme ICNIRP, on constate que les restrictions d'émissions sont proches mais pas identiques. Si l'on considère de la même manière que précédemment

les cas concernant le grand public (appelé ici « Action level »), les DAS moyen sur l'ensemble du corps et maximum localisé sont respectivement de 0.08 et 2 W/kg et ce pour toute fréquence d'utilisation comprise entre 100 kHz et 3 GHz. Le champ électrique doit quant à lui être inférieur à 614 V/m dans la gamme 0.1 – 1.34 MHz et inférieur à  $823.8/f$  V/m entre 3 et 30 MHz. En ce qui concerne les émissions de champ magnétique, on voit qu'elles doivent être inférieures à  $16.3/f$  entre 0.1 et 30 MHz. Cette norme est donc beaucoup moins restrictive en termes de limitations d'émissions de champs électromagnétiques que celle proposée par l'ICNIRP. Mais d'une manière générale, on constate que les seuils sont bien encadrés et les limitations importantes. Nous allons par la suite nous servir de ces seuils pour évaluer les émissions électromagnétiques d'un système typique de transfert d'énergie inductif utilisant deux antennes inductives.

À noter que si la plupart des experts considèrent ces limites comme sécuritaires vis-à-vis des personnes, avec une marge de sécurité raisonnable, d'autres s'interrogent cependant sur les effets des radiations électromagnétiques dus à une exposition au long terme et ce même pour des faibles niveaux d'exposition. C'est pourquoi, en l'absence de recul sur ces problématiques-là, que le principe de précaution s'applique et que les expositions des utilisateurs grand public aux ondes électromagnétiques de fortes intensités doivent être limitées.

### **IV.1.3 Etudes de l'exposition électromagnétique de tissus humains aux champs générés par un système de transfert d'énergie inductif**

#### *IV.1.3.1 Modélisation électromagnétique d'un corps humain*

L'objectif de cette étude est d'évaluer le rayonnement électromagnétique ainsi que le DAS. À l'aide des simulations électromagnétiques, nous allons pouvoir modéliser le transfert d'énergie entre deux antennes couplées ainsi que l'impact du rayonnement électromagnétique sur un modèle de corps humain. En effet, le logiciel FEKO propose des outils pour évaluer le DAS dans plusieurs conditions [105].

Pour ce faire nous allons considérer les designs d'antennes de la norme Qi. Le design n°13 sera utilisé à l'émission et le design de l'antenne du récepteur TPR1A pour la réception. Placée à une distance de 5mm l'une de l'autre (correspondant à un cas d'utilisation pratique), nous allons voir l'impact d'un courant qui varie dans l'antenne d'émission sur le rayonnement électromagnétique à une fréquence de 110 kHz et 6.78 MHz (soit les fréquences typiques employées respectivement dans les normes Qi et Rezence). Nous pourrions ainsi évaluer, à l'aide des seuils restrictifs proposés par les deux précédentes normes sur les émissions électromagnétiques, les effets d'un système de transfert d'énergie inductif classique sur le corps humain.

Ce corps humain sera lui simulé avec un modèle reprenant les dimensions et formes d'un être humain. On peut réaliser l'approximation qu'un corps humain se comporte comme un diélectrique et plusieurs études ont été faites afin d'évaluer la permittivité électrique ainsi que la conductivité que pouvaient avoir les différentes parties constituant un corps humain [106]. Ces deux propriétés, qui caractérisent le comportement d'un matériau diélectrique, varient en fonction de la fréquence. Il est également possible d'obtenir les propriétés concernant chaque partie constituant le corps humain [107]. Les figures Fig. IV.1 et IV.2 montrent respectivement l'évolution de la conductivité électrique et la permittivité en fonction de la fréquence pour différentes parties du corps humain.

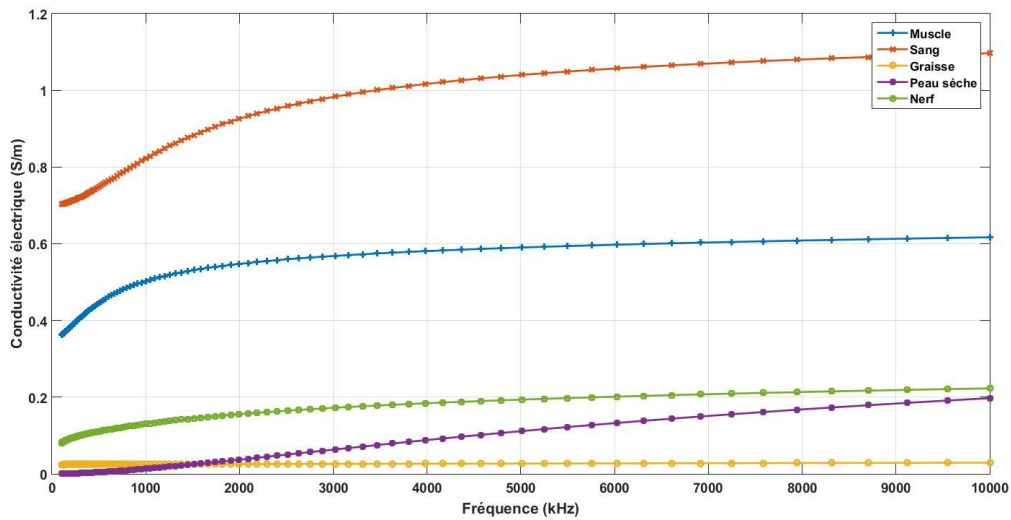


Figure IV.1 Variation de la conductivité électrique de plusieurs parties du corps humain en fonction de la fréquence

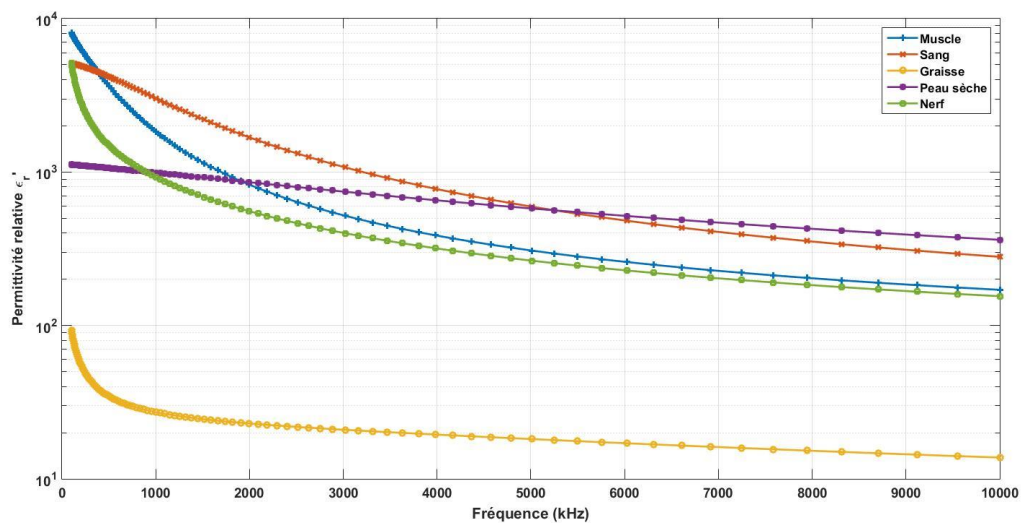


Figure IV.2 Variation de la permittivité  $\epsilon_r'$  de plusieurs parties du corps humain en fonction de la fréquence

On peut ainsi observer une évolution rapide des valeurs de conductivités électriques ainsi que de permittivité lorsque la fréquence considérée augmente. On notera également que chacune des parties du corps humain représentées dans ces figures a des valeurs différentes. Une modélisation précise du comportement de tissus humains soumis à une exposition électromagnétique nécessitera donc de prendre en compte leur présence.

Les parties représentées ici sont celles retrouvées dans les plus grandes proportions à l'intérieur d'un corps humain. Mais il est possible d'avoir les propriétés électriques de toutes les différentes composantes du corps humain, tel que montré en Annexe 1. On voit que le corps humain est détaillé en fonction de chaque organe (ainsi que les os, les matières nerveuses, adipeuse et musculaires, les différents liquides corporels, etc.) et que pour chacune de ces parties sont associées les différentes propriétés diélectriques à la

fréquence considérée. Il est donc possible de modéliser un corps humain complet en dessinant les structures de chaque partie du corps avec leurs propriétés diélectriques respectives. Une telle représentation est montrée ci-dessous :

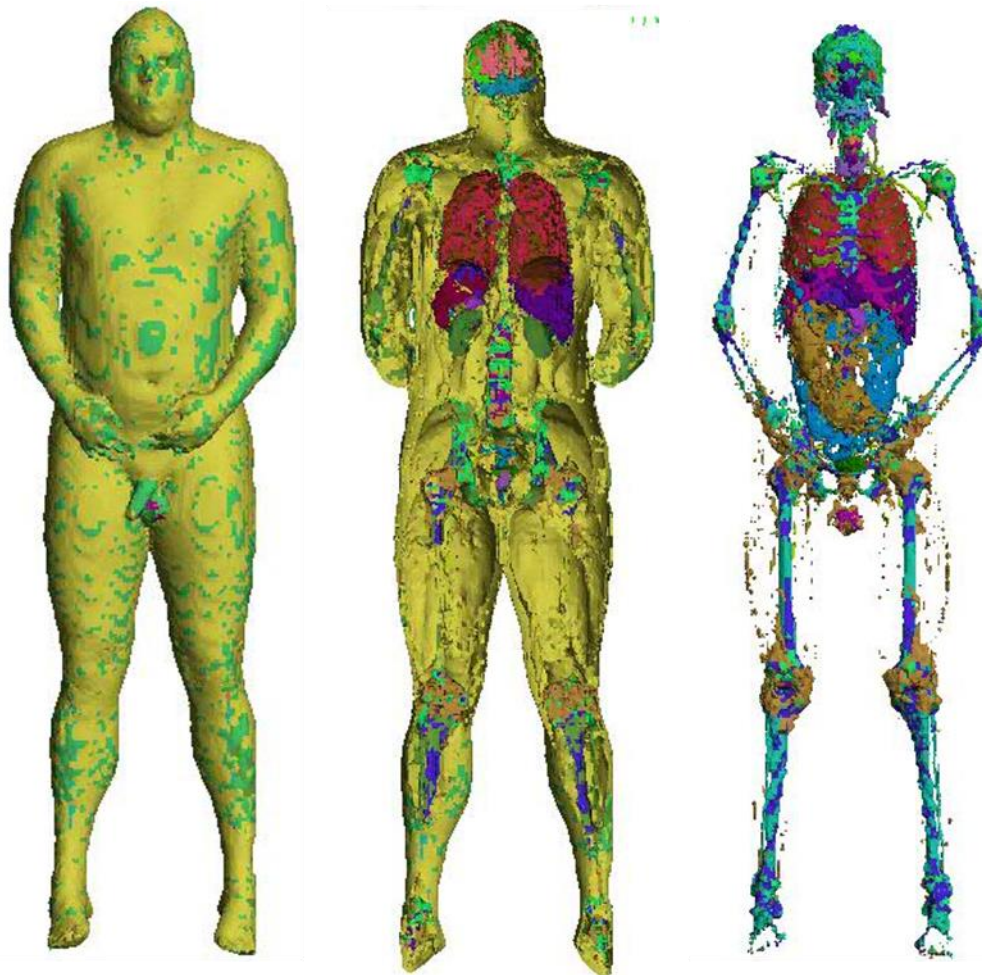


Figure IV.3 Représentations sous plusieurs coupes d'une modélisation d'un corps humain complète

On assiste là à une modélisation ultra précise du corps humain. Mais une modélisation prenant en compte l'intégralité de ces paramètres serait bien trop complexe à mettre en œuvre d'un point de vue maillage des structures et calculs des champs électromagnétiques. Les besoins en ressources calculatoires ainsi que les temps de simulations ne sont pas à notre portée et les conditions d'une étude en basses fréquences (<15 MHz) font qu'il est nul besoin d'avoir une modélisation aussi détaillée. C'est pourquoi nous proposons ici une modélisation simplifiée du corps humain. Pour ce faire, nous allons faire l'hypothèse d'un corps humain ayant un tissu uniforme sur son ensemble. Ce tissu aura ses propriétés issues d'une moyenne faite sur les tissus musculaires qui sont majoritairement présents dans le corps humain et donnent une image fidèle de la distribution des champs électromagnétiques dans le corps [108]. Les valeurs de conductivité électrique et permittivité pour les fréquences concernées par les standards de rechargement inductif Qi et Rezence sont résumées dans le Tableau IV.7. Ces valeurs seront renseignées dans les propriétés diélectriques du matériau, donc le muscle, que nous utiliserons dans notre modèle de corps humain.



Fréquence	Conductivité électrique (S/m)	Permittivité $\epsilon_r'$
110 kHz (Qi)	0.36394	7857.5
6,78 MHz (Rezence)	0.6021	233.27

Tableau IV.7 Paramètres du diélectrique considéré (muscle) pour la modélisation du corps humain en fonction de deux normes de transfert d'énergie inductif

Le modèle ce de corps humain est montré ci-dessous :

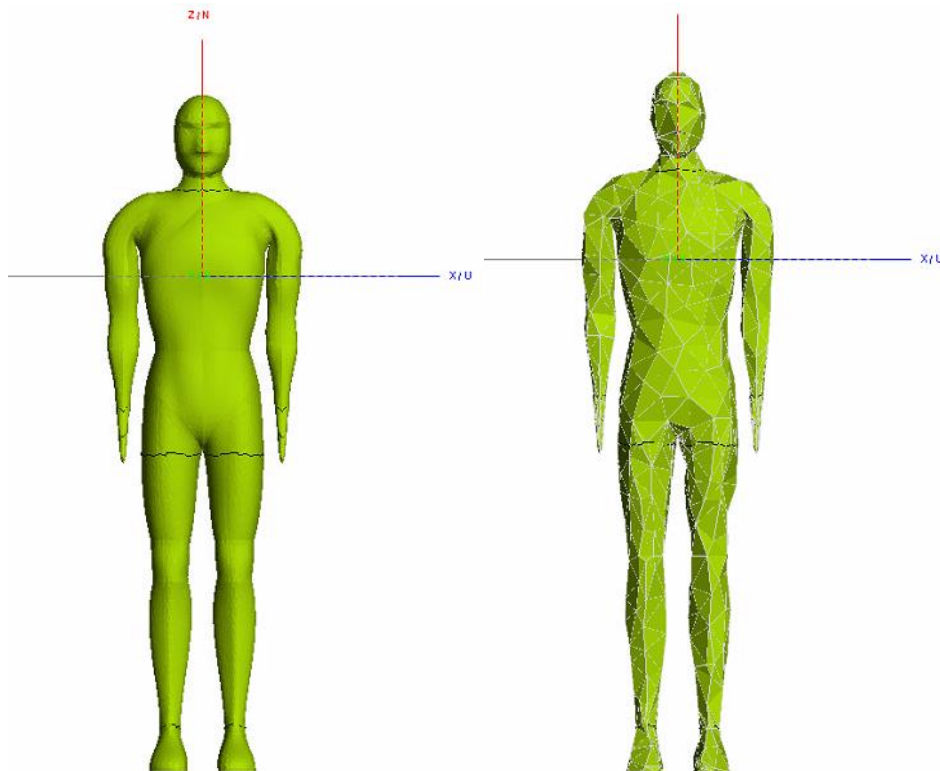


Figure IV.4 Modélisation du corps humain utilisé dans l'étude de cas (modèle géométrique à gauche et modèle discrétisé en tétraèdres à droite)

Ce modèle peut être discrétisé suivant la méthode de résolution numérique que l'on souhaite utiliser. Nous avons fait le choix de continuer d'utiliser la méthode des moments associée au principe d'équivalence des volumes. Ceci nous permettant de continuer à évaluer les paramètres électriques des antennes ainsi que les facteurs de couplage tout en ayant des résultats sur la distribution des champs électrique et magnétique ainsi sur les DAS dans le modèle du corps humain. Le modèle du corps humain est discrétisé en plus de 4000 tétraèdres.

#### *IV.1.3.2 Etude de l'exposition d'un corps humain au champ électromagnétique généré par un système couplé*

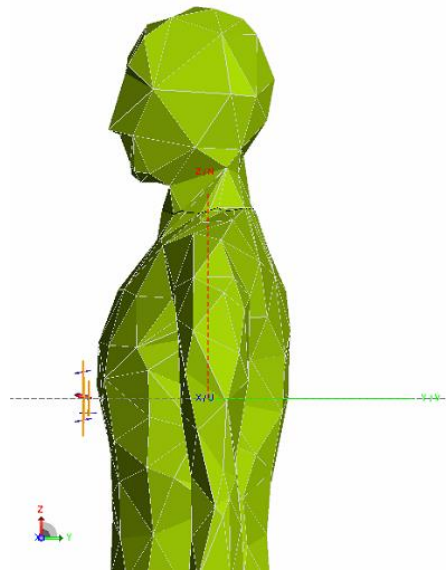
Différentes études traitent de l'impact du transfert d'énergie inductif, que ce soit l'impact de l'éloignement des antennes couplées par rapport au corps humain à différentes fréquences [109] [110] ou bien différents émetteurs [111].

Comme expliqué précédemment, nous allons présenter ici l'exemple d'une variation du courant circulant dans la bobine émettrice. Dans un système de transfert d'énergie inductif, l'antenne émettrice va voir son courant varier en fonction de la puissance demandée par le récepteur. Et ce courant n'est pas le même si le récepteur demande par exemple 5 ou 15 W, correspondant respectivement dans ces cas-là aux normes Qi Low et Medium Power. Dans l'optique de créer un système supportant plusieurs normes de chargements inductifs, il est nécessaire de connaître les émissions électromagnétiques suivant si l'on recharge le récepteur à faible ou moyenne puissance.

Dans un premier temps, les champs électrique et magnétique vont être représentés sur un plan 2D et 3D. Ceci pour chacune des deux fréquences considérées (110 kHz et 6.78 MHz) et pour deux courants d'excitation dans l'antenne émettrice (1 et 5 Arms), le tout lorsque les antennes sont à une distance de 50 mm du corps humain. Le but ici est de voir la distribution et la pénétration du rayonnement électromagnétique dans le corps humain, afin d'évaluer les zones où les seuils de restrictions aux expositions électromagnétiques sont dépassés.

Dans un deuxième temps, nous représenterons l'évolution des différents DAS en fonction du courant circulant dans l'antenne émettrice (de 1 à 10 Arms) et pour trois distances d'éloignement différentes (10, 20 et 50mm). Le tout pour chacune des deux fréquences considérées et ceci dans l'optique d'évaluer si les seuils de restrictions sont là encore atteints.

La disposition des antennes au niveau du torse du modèle est montrée sur la Figure IV.5 suivante pour une distance de séparation de 10 mm.



**Figure IV.5 Représentation des antennes étudiées et du modèle de corps humain**

#### a) Évaluation des champs électrique et magnétique

Nous allons tout d'abord représenter les champs électrique et magnétique pour un courant de 1 Arms circulant dans l'antenne d'émission, typique d'un chargement inductif à 5 Watts au niveau du récepteur. Ces champs électrique et magnétique vont être représentés pour les deux fréquences des standards Qi et Rezence (110 kHz et 6.78 MHz) sous la forme d'une coupe en deux dimensions selon les axes Ox et Oz. Ils seront également représentés sous la forme d'une vue en trois dimensions qui définira dans l'espace les



valeurs où les champs sont supérieurs à la norme de restriction des émissions électromagnétiques (nous prendrons l'exemple de la norme ICNIRP). Ces études seront menées pour une distance de séparation avec le corps humain de 50 mm. L'ensemble du processus sera répété pour un courant de 5 Arms correspondant à un cas d'utilisation typique où la puissance demandée par le récepteur est supérieure à 10 Watts

Pour un courant circulant dans l'antenne d'émission de 1 Arms, les figures Fig IV.6 et IV.7 représentent respectivement le champ magnétique et le champ électrique, ceci pour les deux fréquences et courants considérés.

Les figures Figure IV.8 et IV.9 représentent quant à elles les champs magnétique et électrique dans l'espace où ils sont supérieurs aux considérations de la norme proposée par l'ICNIRP.

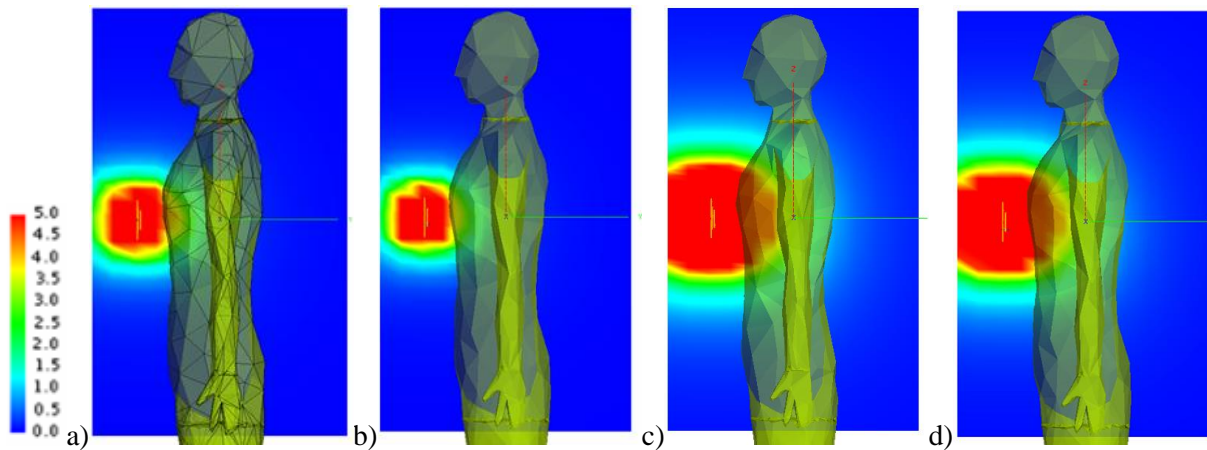


Figure IV.6 Vues en coupe de la distribution du champ H pour les antennes situées à 50 mm du corps humain: a) 110 kHz - 1 Arms b) 6.78 MHz - 1 Arms c) 110 kHz - 5 Arms d) 6.78 MHz - 5 Arms

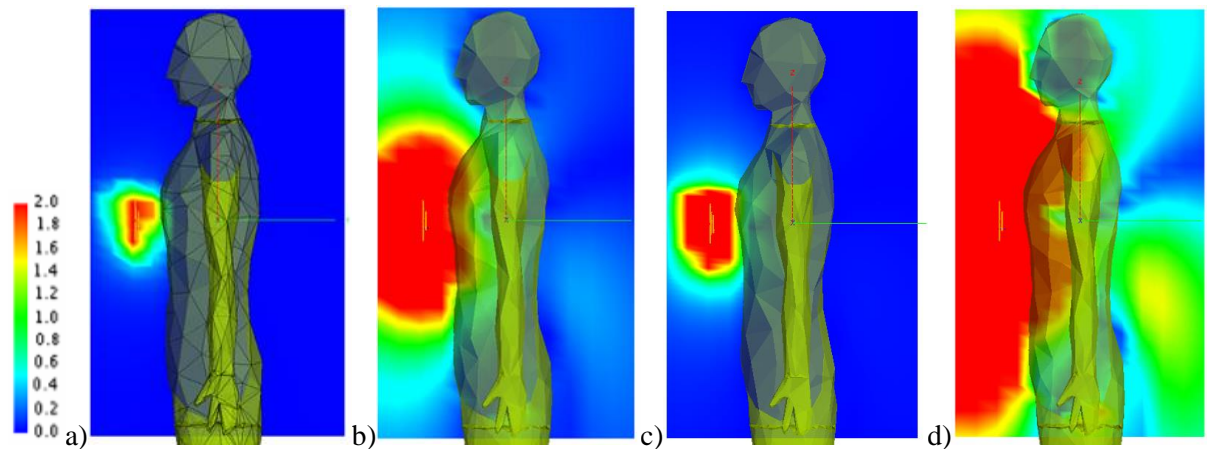


Figure IV.7 Vues en coupe de la distribution du champ E: pour les antennes situées à 50 mm du corps humain: a) 110 kHz - 1 Arms b) 6.78 MHz - 1 Arms c) 110 kHz - 5 Arms d) 6.78 MHz - 5 Arms

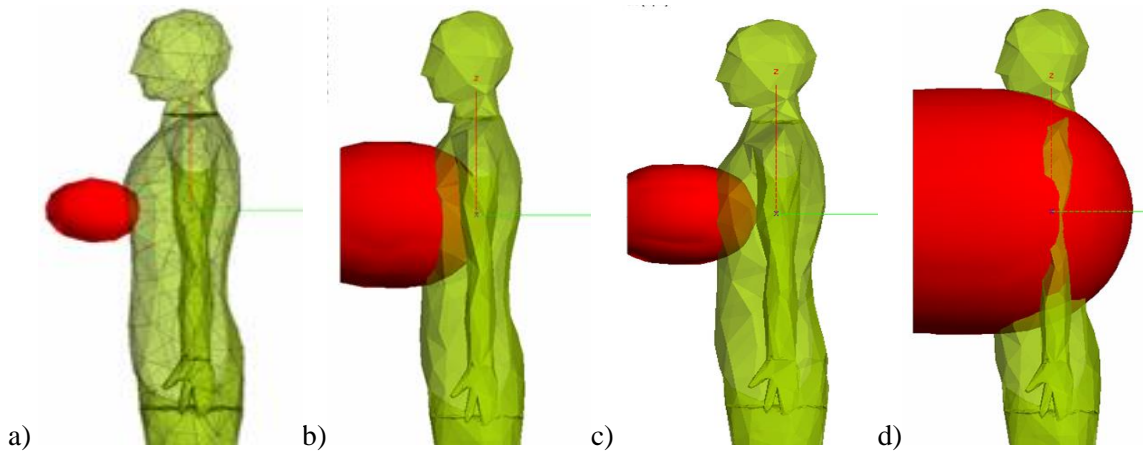


Figure IV.8 Vues 3D des zones de champ H supérieures à la norme ICNIRP pour les antennes situées à 50 mm du corps humain: a) 110 kHz - 1 Arms b) 6.78 MHz - 1 Arms c) 110 kHz - 5 Arms d) 6.78 MHz - 5 Arms

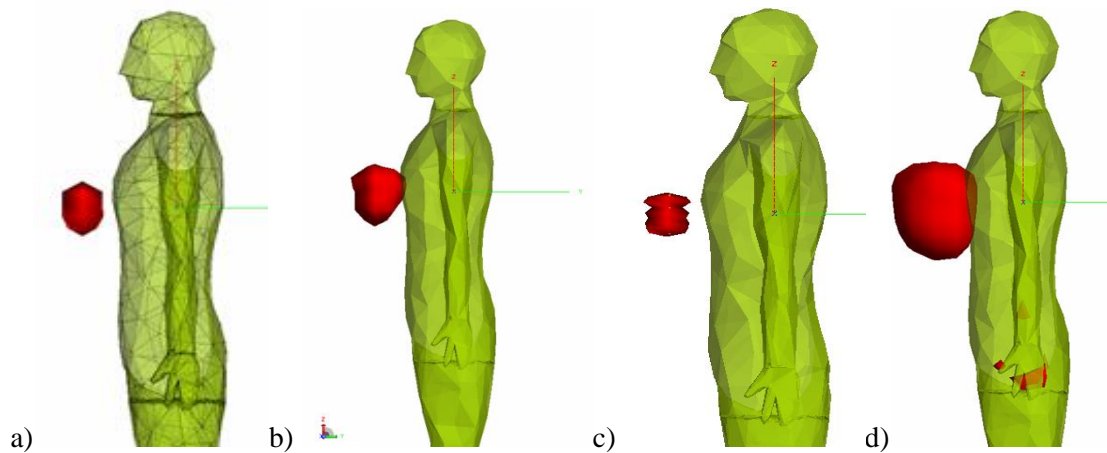


Figure IV.9 Vues 3D des zones de champ E supérieures à la norme ICNIRP pour les antennes situées à 50 mm du corps humain: a) 110 kHz - 1 Arms b) 6.78 MHz - 1 Arms c) 110 kHz - 5 Arms d) 6.78 MHz - 5 Arms

En ce qui concerne la distribution du champ magnétique, on peut voir qu'elle reste sensiblement la même que ce soit à 110 kHz ou bien à 6.78 MHz. Le corps humain n'étant pas constitué d'éléments réagissant avec un champ magnétique, il n'a donc aucun effet sur celui-ci et l'on peut voir que le fait d'éloigner les antennes inductives permet de diminuer l'exposition. Ces observations sont en adéquation avec la théorie étant donné que l'intensité d'un champ magnétique est conditionnée uniquement par l'intensité du courant électrique qui le génère. C'est ce que l'on observe pour l'étude à 5 Arms, où l'on voit à échelle identique que le champ magnétique présente une intensité beaucoup plus conséquente. Les distances entre les antennes inductives et l'utilisateur devront donc être plus importantes lorsque l'application fonctionne à un courant élevé afin de limiter l'exposition électromagnétique.

Les choses sont différentes pour le champ électrique car son intensité est directement impactée par la fréquence de fonctionnement du système. On observe donc un champ électrique beaucoup plus fort à 6.78 MHz et une pénétration dans le corps humain non uniforme car ce dernier est considéré comme un diélectrique. De plus, on peut voir que le champ électrique aura une pénétration plus importante dans les tissus humains lorsque la fréquence augmente. On constate également que là encore, le fait d'éloigner la

source d'émission permet de diminuer l'exposition du corps humain au rayonnement électromagnétique. Les mêmes conclusions s'appliquent avec un courant circulant dans l'antenne d'émission plus important, avec un champ électrique rayonné plus fort et une exposition électromagnétique plus élevée.

Si l'on s'intéresse à présent aux restrictions des émissions électromagnétiques, les figures Figure IV.8 et IV.9 permettent d'avoir une représentation graphique où les champs magnétique et électrique sont supérieurs aux seuils proposés par l'ICNIRP. En ce qui concerne le champ magnétique, on a vu précédemment que son intensité et sa distribution spatiale étaient similaires que ce soit à 110 kHz ou 6.78 MHz. Or les seuils restrictifs ne sont pas les mêmes pour les deux fréquences, et l'on voit que si le modèle humain est peu exposé à 110 kHz lorsque les antennes sont à 50 mm, ce n'est pas le cas à 6.78 MHz. En effet, on observe à cette fréquence là que le seuil de restriction est beaucoup plus faible. Ceci ayant pour conséquence un volume de champ supérieur aux normes plus important. Là encore, un courant plus important dans l'antenne d'émission entrainera un volume de champ magnétique dans l'espace supérieur aux seuils restrictifs plus grand.

Concernant les émissions de champ électrique, on observe qu'elles sont bien concentrées autour du dispositif de chargement inductif et que le fait d'éloigner celui-ci permet de limiter très fortement les expositions des tissus à des niveaux supérieurs aux normes de l'ICNIRP.

De plus, le champ électrique à l'avantage d'être atténué par le corps humain. La pénétration à l'intérieur de celui-ci est moins importante et donc moins susceptible d'avoir des effets néfastes. On remarquera cependant qu'un courant plus élevé dans l'antenne d'émission combiné à une haute fréquence d'utilisation aura tendance à créer des zones dans le corps humain supérieures aux seuils restrictifs et pourtant éloignée des antennes inductives. Ceci étant dû au fait que la distribution du champ électrique n'est pas uniforme et qu'il traverse les parties du corps humain de manières différentes

Les études se concentrent majoritairement sur les effets du champ électrique sur les tissus humains car elles concernent les dispositifs de radiocommunications hautes fréquences. Le courant circulant dans les antennes est donc relativement faible et la loi de propagation des ondes électromagnétiques hautes fréquences fait qu'il faut être à proximité de l'antenne pour être en champ proche et donc exposé à un champ majoritairement magnétique.

On a vu sur les figures précédentes que le corps humain n'a aucune influence sur le champ magnétique (car purement diélectrique) et est par conséquent entièrement traversé par ce dernier. Ceci peut être problématique pour les cas où l'utilisateur aurait des éléments métalliques à l'intérieur du corps ou des dispositifs électroniques. Comme expliqué précédemment, un dysfonctionnement pourrait s'avérer gênant s'il concerne un dispositif auriculaire mais s'il concerne une prothèse cardiaque, le problème devient vital et la santé de l'utilisateur pourrait être mise en danger. Le champ magnétique est responsable de courants induits sur les surfaces des conducteurs métalliques (courants de Foucault) et le principe de précaution fait qu'il est nécessaire de limiter ces effets dans un but de compatibilité électromagnétique.

Dans cette optique-là, il a été développé une norme qui traite et régule les aspects pratiques à la compatibilité électromagnétiques des implants cardiaques et défibrillateurs. La norme ISO 14117 propose des protocoles de tests homologués et les moyens de comprendre pour les concepteurs de tels systèmes comment ils peuvent protéger efficacement leurs appareils des perturbations extérieures [102]. Elle fournit également des seuils pour les champs magnétiques susceptibles d'être en contact avec les utilisateurs de

prothèses cardiaques et préconise ainsi des valeurs maximum suivant la fréquence de fonctionnement de l'application.

La Figure IV.10 montre ainsi les limites que le champ magnétique ne doit pas dépasser pour des fréquences inférieures à 10 MHz.

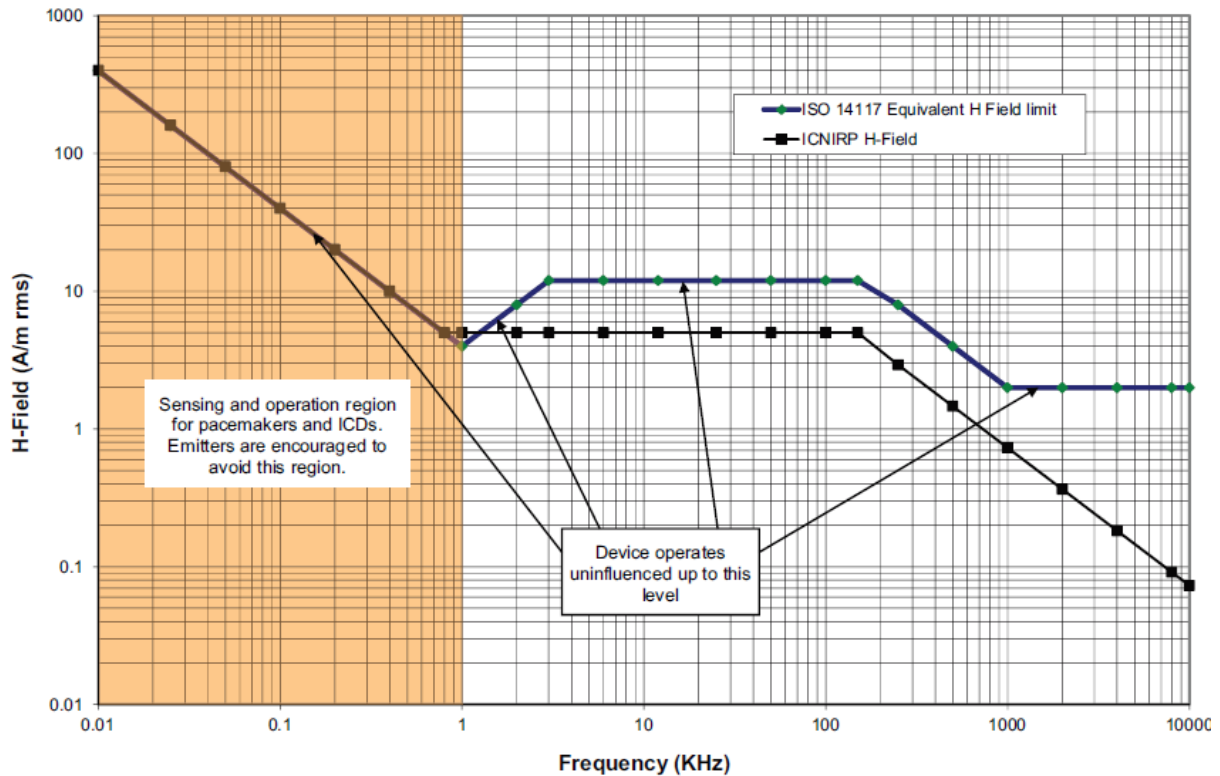


Figure IV.10 Préconisations de la norme ISO 14117 sur la limitation de l'intensité du champ H en fonction de la fréquence

On remarque que les limites de la norme ISO 14117 sont pratiquement toutes supérieures à celles proposées par l'ICNIRP. Le champ magnétique d'un système de transfert d'énergie inductif fonctionnant à 110 kHz (norme Qi) se doit donc d'être inférieur à 13 A/m dans les zones où l'utilisateur est exposé. Un système fonctionnant à 6.78 MHz (norme Rezenca) doit quant à lui ne pas émettre un champ magnétique supérieur à 2 A/m.

À partir de ces observations, diverses conclusions et recommandations peuvent être faites. L'intensité du champ électrique est dépendante de la fréquence d'utilisation de l'application. On voit donc qu'il est beaucoup plus important à 6.78 MHz qu'à 110 kHz et que la pénétration à l'intérieur du corps est plus forte à des fréquences élevées.

L'intensité et la distribution du champ magnétique sont dépendantes uniquement du courant dans l'antenne d'émission. Elle est donc similaire quelle que soit la fréquence d'utilisation et la pénétration dans le corps humain est la même car ce dernier est considéré comme purement diélectrique.

Une distance élevée entre les antennes inductives et le corps humain permet de limiter l'exposition de ce dernier aux rayonnements électromagnétiques. Il est donc nécessaire de garantir une distance d'utilisation minimale afin de satisfaire aux seuils d'exposition proposés par la norme de l'ICNIRP.

L'espace où le champ électrique est supérieur aux seuils d'exposition est plutôt limité car il diminue fortement au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la source d'émission et le corps humain atténue sa pénétration à l'intérieur de celui-ci. Mais ce n'est pas le cas pour le champ magnétique où la pénétration est importante car les tissus biologiques, considérés comme diélectriques, n'ont aucune influence sur sa distribution spatiale. Il est donc recommandé d'être particulièrement vigilant vis-à-vis des intensités de champ magnétique qui sont rayonnées à travers le corps humain car cela pourrait entraîner des problèmes de compatibilité électromagnétique avec des appareils électroniques implantés à l'intérieur de celui-ci.

Ces simulations étant réalisées sans blindages ni aucune partie métallique permettant d'atténuer le champ électromagnétique, les niveaux sont donc représentés sous leurs plus fortes intensités. Une ferrite au niveau du récepteur permettra d'isoler davantage l'utilisateur du rayonnement électromagnétique émis. De plus, les obstacles constitués par les cartes électroniques et les châssis du récepteur (si l'on prend l'exemple d'un téléphone portable) permettent également de faire chuter ce rayonnement électromagnétique et ainsi diminuer fortement l'exposition à laquelle les utilisateurs sont soumis. De plus, le fait de respecter les seuils de la norme ICNIRP permet d'être également compatible à la norme ISO 14117 car ceux-ci sont plus restrictifs. Le fait de limiter le courant dans l'antenne d'émission nécessaire à fournir la puissance demandé par le récepteur et de placer le système de transfert d'énergie à une distance raisonnable de l'utilisateur permettra donc de respecter les différentes normes de restriction aux expositions électromagnétiques.

#### b) Évaluation de la Dose d'Absorption Spécifique (DAS)

Comme expliqué précédemment, les DAS vont être évalués par simulations électromagnétiques à différents courants dans l'antenne d'émission, pour des fréquences de 110 kHz et 6.78 MHz et pour les antennes séparées du corps humain de 10, 20 et 50 mm. Les résultats sont représentés sur les figures Figure IV.11 et IV.12

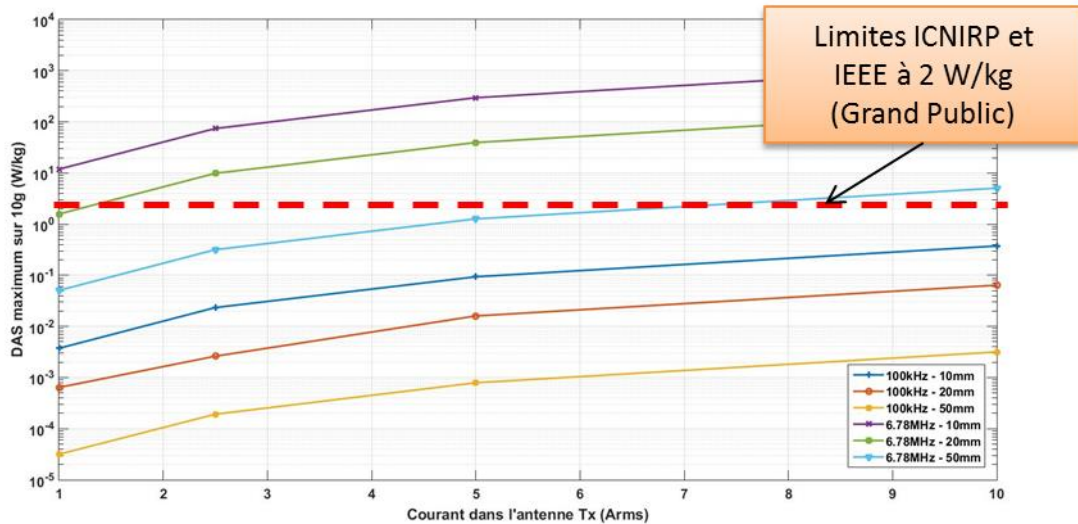


Figure IV.11 Représentation du DAS maximum sur un cube de 10g de tissu humain en fonction du courant circulant dans l'antenne émettrice

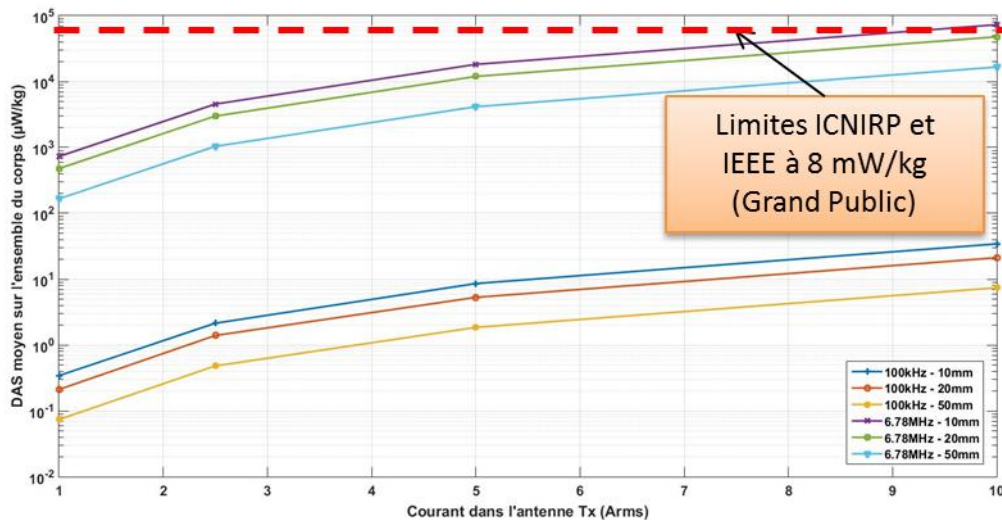


Figure IV.12 Représentation du DAS moyen en fonction du courant circulant dans l'antenne émettrice

Si on observe les résultats sur la Figure IV.11 représentant le DAS maximum sur un cube de 10g, on peut voir que l'on est bien en dessous du seuil quand on travaille à 110 kHz et ce pour n'importe quel courant dans l'antenne émettrice. Le cas à 6.78 MHz est bien différent car le seuil de restriction est vite atteint lorsque le courant augmente ou pour des distances par rapport au corps humain proches. En effet, le DAS est plus grand que 2 W/kg lorsque le courant est supérieur à 1 et 7 Arms pour des distances respectives de 20 et 50 mm. En revanche, une distance trop proche et égale à 10mm provoquera un DAS systématiquement supérieur aux deux normes de restrictions considérées.

La Figure IV.12 représente quant à elle le DAS moyen sur l'ensemble du corps et l'on voit que le seuil de restriction est atteint pour des fréquences élevées (6.78 MHz) et des courants circulant dans l'antenne



d'émission importants. Ce seuil est donc moins restrictif que celui portant sur le DAS maximum. Ceci est plutôt normal car il faudrait une exposition très forte pour que le DAS moyenné sur l'ensemble du corps soit supérieur à la norme.

On peut donc voir sur ces graphiques que la distance entre le système de transfert d'énergie inductif joue un rôle important sur les dangers potentiels encourus par l'utilisateur. Si l'on considère un cas typique où l'utilisateur manipule le système avec ses mains, on peut voir que le DAS maximum équivalent à 10g peut ne pas être négligeable. Mais ceci est à relativiser par rapport au fait que les résultats précédemment obtenus concernent un système d'antenne où il n'y a aucune ferrite ni blindage. En effet, les matériaux ferromagnétiques ajoutés au blindage électromagnétique provoqué par les cartes électroniques des appareils électriques vont provoquer une chute du champ électrique, dont va dépendre le DAS. De plus, la distance que ces dispositifs rajoutent entre l'utilisateur et le système de chargement inductif font que le DAS s'en retrouverait fortement diminué.

La fréquence joue également un rôle important dans l'augmentation des différents DAS. Ceci venant principalement du fait que le champ électrique augmentera avec la fréquence du rayonnement électromagnétique et que le DAS est, comme illustré par l'équation Eq. IV.3, directement proportionnel à celui-ci.

Pour illustrer cette étude sur le DAS, nous allons représenter l'évolution des champs électrique et magnétique en fonction du courant, de la fréquence et le distance dans les mêmes configurations que précédemment. Les champs électrique et magnétique sont mesurés localement, à un point donné, au plus près du corps par rapport aux antennes inductives. Le but est de pouvoir faire le lien entre l'évolution du DAS et celles des champs électrique et magnétique (représentés respectivement sur les Figures IV.13 et IV.14).

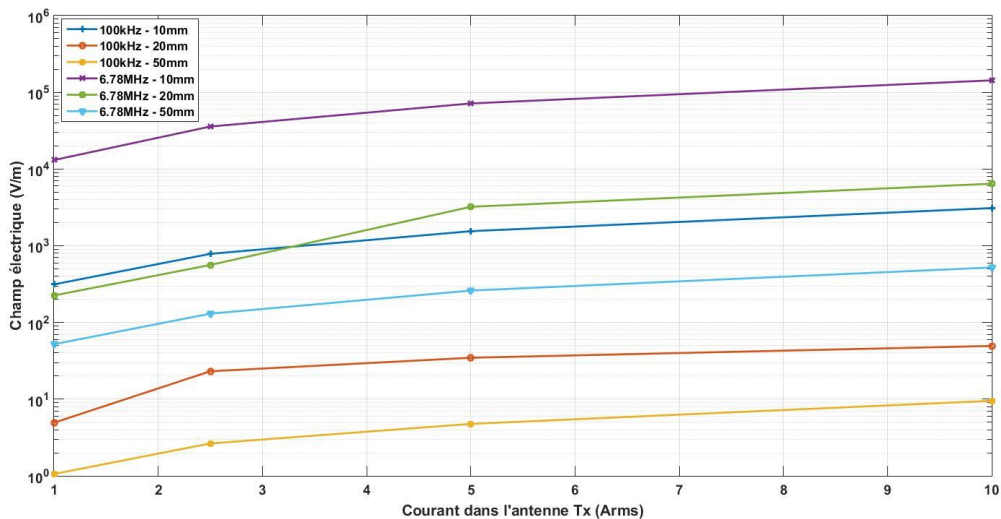


Figure IV.13 Représentation du champ électrique en fonction du courant circulant dans l'antenne émettrice

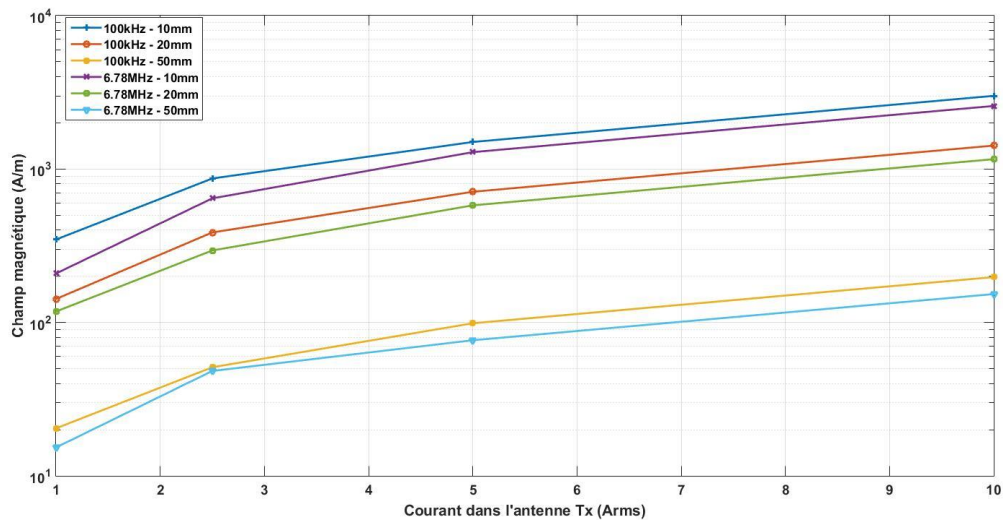


Figure IV.14 Représentation du champ magnétique en fonction du courant circulant dans l'antenne émettrice

D'une manière générale, on constate que l'évolution du DAS est similaire à celles des champs électromagnétiques. En effet, ils augmentent quand le courant dans l'antenne d'émission et la fréquence de celui-ci sont élevés ainsi que lors d'une distance de séparation faible entre le corps humain et le dispositif de transfert d'énergie inductif. Là encore, le fait d'éloigner les antennes inductives permet de faire chuter drastiquement l'exposition de l'utilisateur aux champs électrique et magnétique.

On peut remarquer que le champ magnétique est supérieur aux seuils établis par la norme ICNIRP dans chaque cas de figure (5 A/m pour 110 kHz et 0.108 A/m pour 6.78 MHz). Quant au champ électrique, il est lui conforme aux seuils d'exposition (87 V/m pour 110 kHz et 33.4 V/m pour 6.78 MHz) pour les cas à 110 kHz et les distances entre antennes inductives et corps humain supérieures à 20 mm. Ceci pour des valeurs de courants dans l'antenne d'émission de 1 à 10 Arms.

On observe donc que le DAS permet d'avoir une idée précise de l'énergie reçue par le corps humain lors d'une exposition aux champs électromagnétiques et que les valeurs de seuils permettent de réguler cette exposition. Mais que l'étude sur le DAS seule n'est pas suffisante et qu'il est nécessaire d'observer le rayonnement électromagnétique au niveau du corps humain dans des conditions réelles et similaires à l'application finale. Ceci afin d'estimer si oui ou non le système est conforme aux normes de régulation d'exposition et s'il ne fait courir aucun danger à l'utilisateur.

Si la sécurité de l'usager au niveau du rayonnement électromagnétique ne semble pas être affectée par les dispositifs de chargement inductif pour de petits appareils électriques nomades, la question peut cependant se poser pour les systèmes de plus grande envergure. On pensera notamment aux systèmes de rechargement inductif proposés pour les véhicules électriques. En effet, ils sont équipés d'antennes de tailles beaucoup plus imposantes et les courants nécessaires pour recharger les batteries de véhicule électrique sont beaucoup plus conséquents. En effet, les puissances de rechargement de ces batteries électriques est de l'ordre de plusieurs kilo Watts. Ceci engendrant de facto des émissions électromagnétiques beaucoup plus intenses.



## IV.2 Le transfert d'énergie inductif et les autres systèmes

Si l'impact d'un système de transfert inductif doit être considéré pour la sécurité des personnes, il en est de même pour la sécurité des biens et des autres structures électroniques fonctionnant à proximité. On peut donc distinguer les effets du transfert d'énergie inductif sur l'environnement, mais également les effets de l'environnement sur la qualité du transfert d'énergie inductif.

Actuellement sur le marché, la demande portant sur des systèmes proposant plusieurs solutions technologiques est fréquente. Si l'on prend l'exemple d'un chargeur inductif de téléphone dans un environnement automobile, il peut être demandé de supporter plusieurs standards de transfert d'énergie (norme Qi à 110 kHz et Rezence à 6.78 MHz). À cela peuvent se rajouter un système de communication NFC à 13.56 MHz pour faciliter l'identification du téléphone et un coupleur GSM à 900 MHz afin d'améliorer la couverture téléphonique à l'intérieur du véhicule.

Le schéma ci-dessous peut représenter une architecture classique combinant tous ces systèmes :

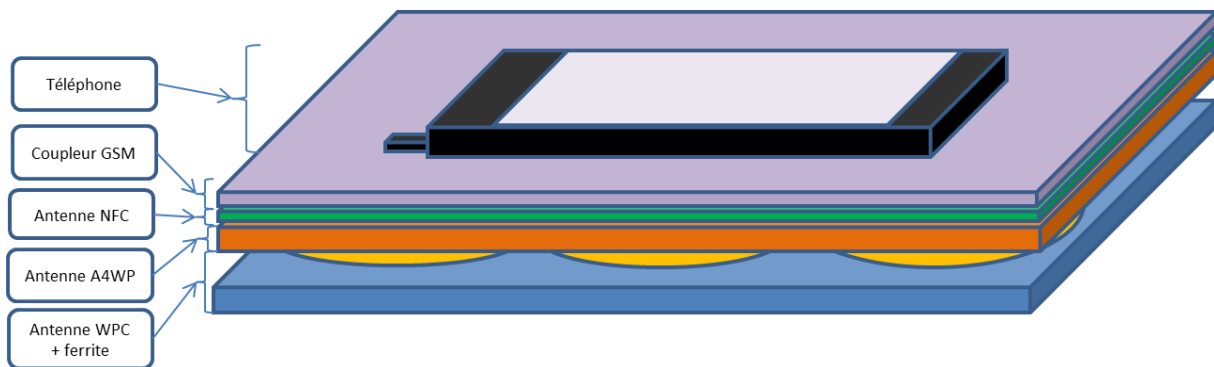


Figure IV.15 Exemple d'un système de transfert d'énergie sans fil composé d'un récepteur (téléphone) et d'un émetteur compatible à plusieurs standards de chargement inductif

Comme on peut le voir, l'interaction entre les différents systèmes peut être élevée étant donné la forte proximité entre eux. À travers certains exemples, nous allons définir et introduire les problématiques de l'interaction inter systèmes et les moyens d'améliorer leur cohabitation.

Dans un premier temps, nous allons voir à travers diverses simulations électromagnétiques comment les structures d'un multi systèmes peuvent impacter la distribution du champ NFC. En effet, pour être compatibles à la norme ISO 14443, l'intensité du champ magnétique NFC doit respecter des valeurs limites minimum et maximum [112]. En comparant plusieurs structures, nous verrons ainsi la distribution du champ et les problématiques associées.

Dans un deuxième temps, nous nous intéresserons aux questions d'optimisations système et cohabitation intersystèmes avec l'exemple du standard de chargement inductif A4WP qui fonctionne à une fréquence fixe de 6.78 MHz et la communication NFC à 13.56 MHz. La fréquence allouée au NFC étant superposée à l'harmonique de rang 2 du système A4WP, on peut s'attendre à des problèmes de fonctionnement et autres parasitages.

Enfin dans un troisième temps, nous allons considérer la question des courants induits dans les structures métalliques à proximité d'un système de transfert d'énergie inductif. L'exemple typique est la pièce de monnaie, située entre les deux antennes couplées. Au moment où une puissance est transférée, le champ

magnétique intense dans lequel va être plongée la pièce de monnaie va provoquer des courants induits en son sein selon le principe de Foucault. Ces courants peuvent entraîner une excitation thermique de la pièce pouvant atteindre des températures suffisamment importante pour provoquer une perte de puissance, un endommagement du système ou bien faire courir un risque pour la santé de l'utilisateur.

#### IV.2.1 Optimisation de la structure d'une solution multi-systèmes sur la distribution de champ NFC

Nous allons nous intéresser ici à un produit comportant trois systèmes : une fonction de transfert d'énergie inductif compatible WPC, une fonction de communication en champ proche NFC et une fonction de couplage GSM. Destinée à être implantée sur un véhicule dans le but de communiquer en champ proche avec les téléphones placés sur l'interface du multi systèmes, la fonction NFC doit émettre un champ électromagnétique à 13.56 MHz suffisamment important pour être reçu par les téléphones.

On va considérer pour l'exemple un système doté d'une antenne NFC qui est excitée par un courant de 80 mA<sub>pk</sub>. Cette antenne est conçue pour avoir une géométrie symétrique, et donc une distribution du champ équilibrée. L'image ci-dessous montre l'antenne avec la représentation du champ magnétique selon le plan OxOy à une distance de 5mm.

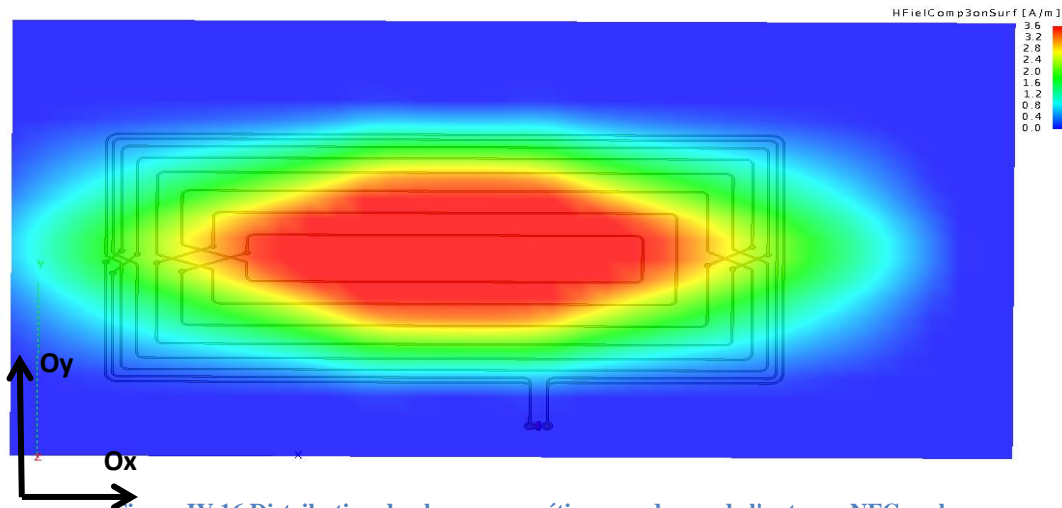


Figure IV.16 Distribution du champ magnétique au-dessus de l'antenne NFC seule

On peut observer une distribution du champ magnétique uniforme. L'intensité du champ magnétique minimale dans la zone de couverture selon la norme NFC est de 1.5 A/m. Cette intensité étant incluse dans le vert et rouge sur l'échelle des couleurs du dessin ci-dessus, on peut voir que la distribution est plutôt correcte. Le champ magnétique supérieur à 1.5 A/m couvre presque entièrement la surface de l'antenne.

A ce modèle d'antenne NFC, on va y ajouter sur le dessus une structure servant de coupleur GSM. LE modèle complet représentant l'empilement des antennes inductives WPC, de l'antennes NFC et du coupleur GSM est représenté ci-dessous :

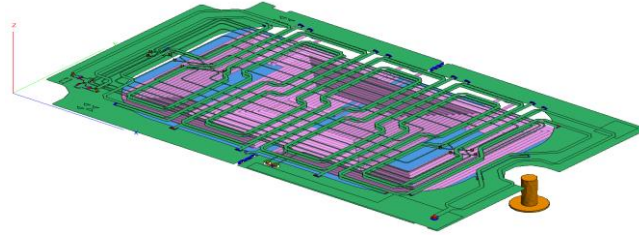


Fig. IV.17 Modèle représentant l'empilement complet des antennes du chargeur inductif

Complètement passive et reliée à une antenne GSM disposée sur le toit du véhicule, elle est destinée à amplifier le signal reçu par le téléphone dans la voiture. De la même manière que précédemment, on représente la distribution du champ magnétique sur la figure suivante :

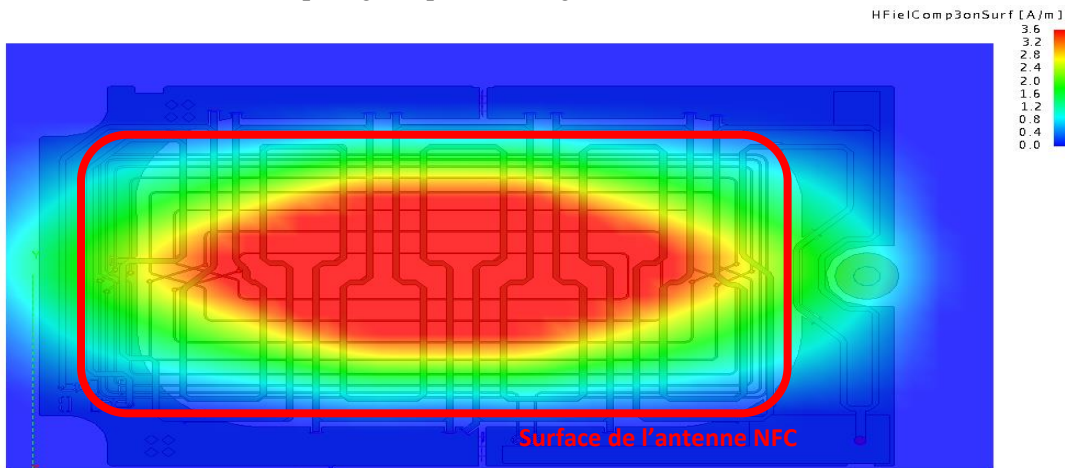


Figure IV.18 Distribution du champ magnétique au-dessus de l'antenne NFC associée au coupleur GSM

On peut voir que la structure du coupleur GSM n'a que peu d'influence sur le champ magnétique NFC. En effet, il y a peu de surface métallique qui viennent en perturber sa distribution ni en altérer l'intensité. Lorsque l'on vient rajouter les antennes d'émissions WPC (constitués d'antennes en fils de Litz et d'une pièce de ferrite derrière, selon le design A13 de la norme Qi) derrière l'antenne NFC, le champ s'en retrouve fortement impacté comme le montre la figure ci-dessous :

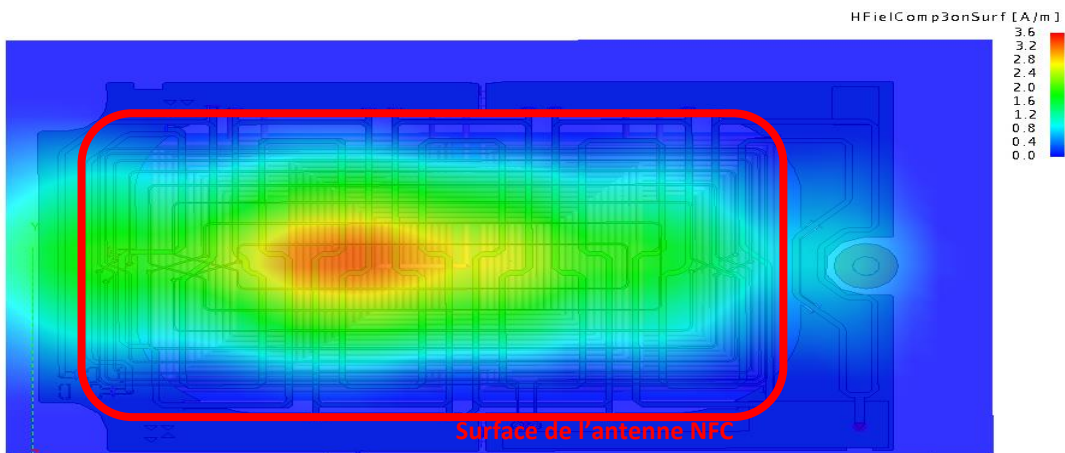


Figure IV.19 Distribution du champ magnétique au-dessus de l'antenne NFC associée au coupleur GSM ainsi qu'aux antennes Qi

On y observe un point chaud un peu excentré, mais la distribution y est beaucoup plus faible de manière générale. Cet affaiblissement est provoqué par les antennes de chargement inductif WPC qui représentent une surface métallique importante. Un champ magnétique d'intensité plus faible entrainera un couplage magnétique beaucoup moins important avec le récepteur NFC pour peu que l'antenne de réception soit miniaturisée, telle que celles équipant les systèmes NFC à l'intérieur des téléphones, ou bien décentrées par rapport à l'antenne d'émission. Dans ces conditions, la communication NFC sera incertaine et l'identification du téléphone plus aléatoire.

Si on prend l'exemple du cas ci-dessus, plusieurs solutions peuvent être trouvées pour augmenter la surface de couverture NFC.

La première serait d'augmenter l'intensité du courant. En effet, la norme autorise un courant circulant dans l'antenne d'émission d'une intensité maximale de 200 mA<sub>pk</sub>. Mais l'intensité du courant va dépendre du circuit qui pilote l'antenne NFC et de sa capacité ou non à fournir le courant requis. Une deuxième solution serait de jouer sur la géométrie de l'antenne NFC.

On peut citer l'exemple ci-dessous, où l'on a augmenté la taille de l'antenne NFC afin qu'elle couvre toute la surface du produit :

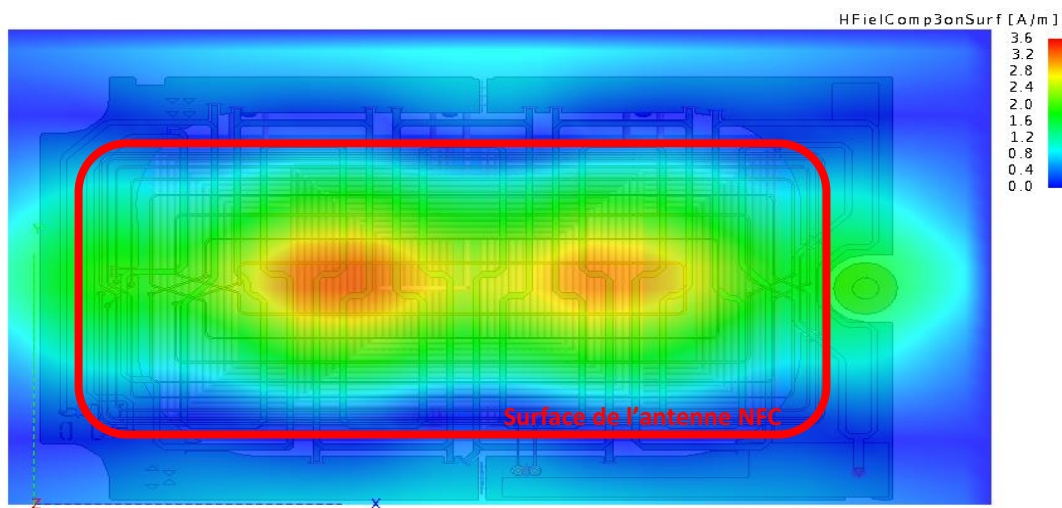


Figure IV.20 Distribution du champ magnétique au-dessus de l'antenne NFC optimisée associée au coupleur GSM ainsi qu'aux antennes Qi

A courant d'excitation et échelle de champ magnétique équivalents, on peut distinguer une nette amélioration. La couverture NFC offre deux points chauds au centre de la structure ainsi qu'une intensité plus élevée sur les côtés. On pourra continuer à travailler sur la géométrie de l'antenne NFC mais il faut prendre compte aussi de l'antenne du coupleur GSM car elles sont toutes les deux imprimées sur un circuit PCB en 4 couches.

Ce genre d'optimisation illustre bien les possibilités offertes par la simulation électromagnétique, où l'on peut ainsi évaluer les effets des structures les unes sur les autres. Après validation du modèle de simulation par corrélation des résultats avec un prototype déjà existant, on peut donc être en mesure de proposer des optimisations afin d'améliorer les performances. Ces optimisations peuvent directement

porter sur les structures existantes et étudier les moyens d'améliorer les performances ou bien d'y intégrer de nouvelles solutions et ainsi observer leur influence.

#### **IV.2.2 Optimisation du rayonnement en sortie d'une solution multi-systèmes**

Les systèmes contenant plusieurs solutions technologiques ayant tendance à se généraliser, il est nécessaire de réfléchir à comment améliorer la cohabitation fonctionnelle entre elles. Si l'on a vu précédemment l'impact que pouvaient avoir les structures physiques, l'émission d'ondes électromagnétiques à des fréquences différentes peut également entraîner des dysfonctionnements. Un exemple type est le spectre électromagnétique rayonné par le système qu'il est nécessaire de conserver propre, c'est-à-dire qu'il doit rayonner uniquement à sa fréquence fondamentale. Ce qui entraîne une atténuation importante du rayonnement harmonique.

Pour rappel, si on regarde un signal sinusoïdal pur d'un point de vue spectral (par transformée de Fourier), on n'observera qu'une seule raie à la fréquence fondamentale (appelé harmonique de rang 1). Mais en pratique, les systèmes réels ne travaillent jamais avec des signaux sinusoïdaux purs et leur spectre fréquentiel peut être plus ou moins riche en harmonique. Ceci peut être problématique, car s'ils ne sont pas correctement filtrés, certains harmoniques peuvent avoir des niveaux d'amplitudes élevés et parasiter le fonctionnement des systèmes environnants.

En ce qui concerne notre système de chargement inductif, on peut prendre l'exemple d'un circuit compatible A4WP fonctionnant à 6.78 MHz et du circuit de communication NFC à 13.56 MHz. L'harmonique de rang 2 du système A4WP étant à 13.56 MHz, on peut imaginer facilement les conséquences sur le fonctionnement du système NFC si jamais il n'était pas correctement filtré. Surtout de par la vocation du système A4WP qui est destiné à émettre une puissance importante à 6.78 MHz. On peut donc craindre à juste titre un harmonique de rang 2 ayant un niveau élevé.

Pour filtrer un signal, il existe plusieurs solutions plus ou moins intéressantes à mettre en œuvre en fonction du cahier des charges du système développé. Une première solution peut être l'utilisation d'un filtre passe bas qui, suivant l'ordre du filtre, va atténuer plus ou moins fortement les fréquences supérieures à la fréquence de coupure du filtre (pente à -20dB/décade pour une filtre d'ordre 1, -40dB/décade pour un ordre 2, etc.). Sans rentrer dans la théorie de conception des filtres passe bas, l'emploi de ce genre de filtre doit être fait consciencieusement. En effet, il peut provoquer soit une atténuation du signal fondamental, soit un filtrage des harmoniques pas assez efficace ou bien tout simplement provoquer des pertes de puissances dues à l'emploi de plusieurs réseaux de circuits passifs constituant le système de filtrage.

On peut également utiliser des filtres réjecteurs, appelé aussi coupe bande, et qui sont constitués d'un réseau LC en parallèle permettant d'atténuer la fréquence à laquelle résonne le filtre. Mais si l'emploi d'une bobine n'est pas trop préjudiciable pour des faibles fréquences, sa résistance série à haute fréquence peut entraîner des pertes de puissances importantes.

Les amplificateurs à classe commutés possèdent dans leur design des systèmes résonants permettant d'extraire du signal carré pilotant les composants actifs (transistors) un signal sinusoïdal à la fréquence fondamentale (voir Chapitre III). Mais les signaux carrés étant générateurs de beaucoup d'harmoniques et ayant des niveaux assez élevés, ceci peut des fois ne pas suffire quand on est sur des systèmes où plusieurs solutions technologiques cohabitent.



Une autre solution pour atténuer le rayonnement harmonique pourrait être l'emploi de signaux présentant un décalage de phase précis et contrôlé. De manière synthétique, on va prendre l'exemple d'un émetteur WPC constitué d'un amplificateur de puissance en classe commutées D ou E. L'amplificateur est constitué d'un circuit qui pilote les transistors en injectant un signal carré sur leurs grilles, permettant ainsi leur commutation.

On va considérer à présent le signal présent en sortie des transistors et résultant de la synchronisation de leurs commutations à une fréquence de 110 kHz.

Dans un premier temps, on s'intéresse à un signal carré ordinaire avec un rapport cyclique de 50% dans les domaines temporel et fréquentiel tels que montrés dans la figure ci-dessous :

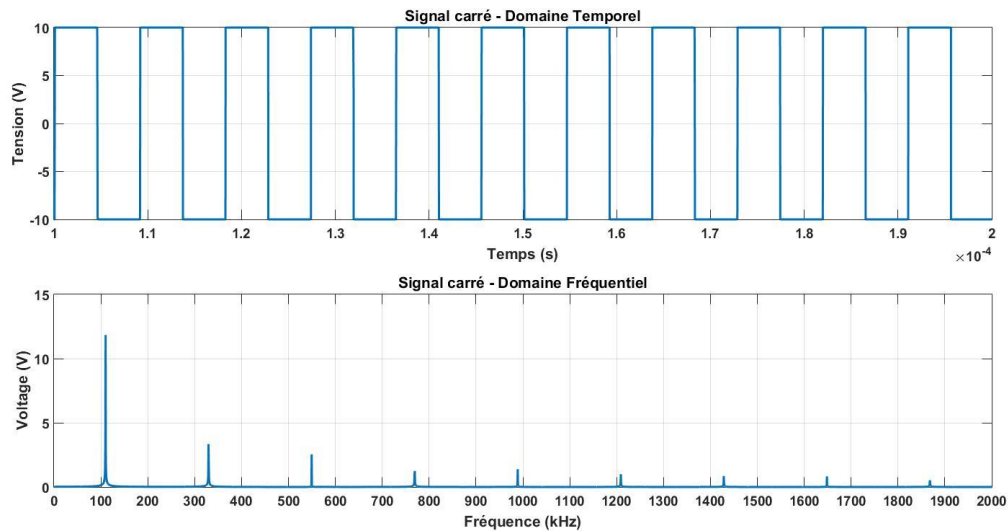


Figure IV.21 Exemple d'un signal carré classique représenté en échelle temporelle (en haut) et fréquentielle (en bas)

Tout signal périodique de période T peut se décomposer en série de Fourier de la manière suivante :

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t)) \quad \text{Eq. IV.4}$$

avec :

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

Les coefficients  $a_0$ ,  $a_n$  et  $b_n$  sont donnés par les relations suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) \cdot dt \quad \text{Eq. IV.5}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot dt \quad \text{Eq. IV.6}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot dt \quad \text{Eq. IV.7}$$

La fonction étant impaire, les coefficients  $A_n$  de la série de Fourier sont nuls donc les harmoniques de rang pair se retrouvent également nuls. C'est ce que l'on retrouve sur la figure ci-dessus.

Mais il est possible de jouer sur la synchronisation des signaux de commande qui sont injectés dans les transistors afin de modifier le comportement spectral en sortie. On peut obtenir avec une bonne maîtrise du déphasage le signal de sortie au niveau des transistors suivant dans les domaines temporel et spectral :

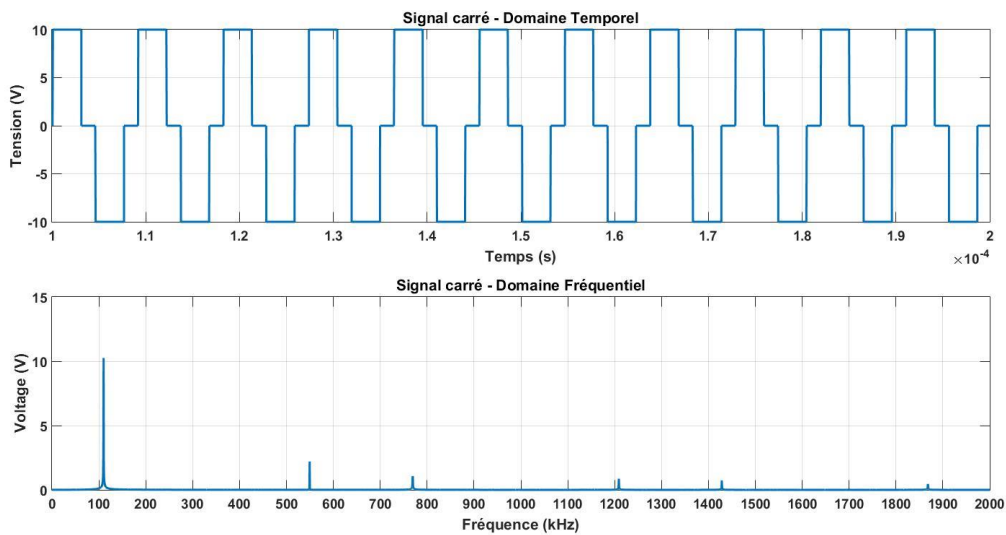


Figure IV.22 Représentation d'un signal carré optimisé en échelle temporelle (en haut) et fréquentielle (en bas)

À l'aide de ce motif en sortie des transistors, on peut observer sur le spectre fréquentiel que les harmoniques de rang multiples de  $n = 3$  (330 kHz, 990 kHz, 1320 kHz, etc.) sont fortement atténués. Ceci se vérifie de manière théorique en développant la série de Fourier du signal carré précédent.

Soit le signal temporel suivant, d'une amplitude de  $\pm A$  et de période  $T$ :

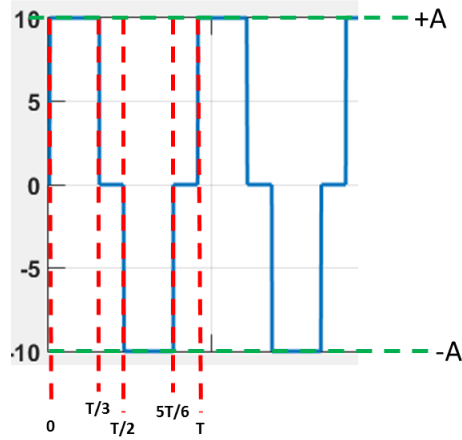


Figure IV.23 Description détaillée du modèle de signal carré optimisé

La fonction étant paire et symétrique, on peut dire que :

$$a_0 = 0 \text{ et } a_n = 0$$

Si l'on développe le coefficient  $b_n$  :

$$b_n = \frac{2}{T} \left[ \int_0^{T/3} A \sin nwt \, dt + \int_{T/2}^{5T/6} -A \sin nwt \, dt \right]$$

$$b_n = \frac{2A}{T} \left[ \left[ \frac{-\cos nwt}{nw} \right]_0^{T/3} - \left[ \frac{-\cos nwt}{nw} \right]_{T/2}^{5T/6} \right]$$

$$b_n = \frac{2A}{T} \left[ \frac{1 - \cos n\omega \frac{T}{3} + \cos n\omega \frac{5T}{6} - \cos n\omega \frac{T}{2}}{n\frac{2\pi}{T}} \right] \text{ avec } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$b_n = \frac{A}{n\pi} \left[ \frac{1 - \cos n\frac{2\pi}{3} + \cos n\frac{5\pi}{3} - \cos n\pi}{1} \right]$$

On en déduit donc que la série de Fourier totale du signal considéré est égale à :

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin nwt$$

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A}{n\pi} \left[ \frac{1 - \cos n\frac{2\pi}{3} + \cos n\frac{5\pi}{3} - \cos n\pi}{1} \right] \sin nwt$$

Eq. IV.8

Si l'on développe la série de Fourier précédente, on obtient :



$$s(t) = \frac{3A}{\pi} + \frac{3A}{5\pi} + \frac{3A}{7\pi} + \frac{3A}{11\pi} + \dots \quad \text{Eq. IV.9}$$

On retrouve les résultats obtenus par simulation circuit, à savoir un spectre fréquentiel où les harmoniques de rang multiples de  $n = 3$  sont absents. Suivant le système à développer et le cahier des charges associés, cette méthode peut résoudre des problèmes de niveaux d'harmoniques trop élevés.

A noter que ce signal est le résultat de la somme de deux signaux carrés déphasés de  $120^\circ$ . On peut obtenir un tel signal en utilisant un amplificateur de puissance composé de deux transistors en topologie half-bridge (Classe D) ou bien composé d'un transistor mais en topologie full bridge (classe E).

### IV.3 L'influence du transfert d'énergie inductif sur les Objets Métalliques Étrangers (OMEs)

Nous avons précédemment éclairci quelques pistes sur les problématiques du rayonnement électromagnétique associé à un système de transfert d'énergie inductif sur le corps humain ainsi que les problématiques de compatibilité inter systèmes. Mais si les ondes électromagnétiques peuvent avoir un effet direct sur la santé de l'utilisateur, elles peuvent également avoir un effet indirect à travers les surfaces métalliques placées à proximité du champ magnétique émis.

#### IV.3.1 Impact d'un champ magnétique sur des OMEs

Le transfert d'énergie inductif se sert d'un champ magnétique intense entre les deux antennes pour échanger une puissance d'un émetteur vers un récepteur. Ce champ magnétique, de par les forts courants qui y circulent, peut engendrer un échauffement thermique dans les circuits électroniques et les pistes de conceptions du système. Mais ces risques sont généralement évalués lors de la phase de conception et les normes automobiles sont assez sévères sur le sujet.

Une chose qui est cependant difficile à évaluer est la couverture de l'intégralité des cas d'usages une fois le système commercialisé et disponible sur le marché. Et si la principale tâche en matière de sécurité d'un système de puissance est de gérer les forts courants générés par l'application, le problème est tout autre avec le chargement inductif sans fil.

En effet, tout corps métallique soumis à un champ magnétique voit l'apparition de courants surfaciques induits en son sein. Ces courants sont appelés courant de Foucault et peuvent suivant leur intensité engendrer des pertes par effet Joule plus ou moins importantes. Les conséquences de ces effets sont doubles :

- selon les lois de conservation de la puissance et si des courants sont induits dans un corps métallique, cela signifie qu'il y a une puissance dissipée. Cette puissance dissipée entre dans la catégorie des pertes de puissances entre une antenne émettrice et réceptrice et impacte ainsi directement l'efficacité énergétique totale du système.
- le seul moyen qu'a un corps métallique de dissiper une puissance est de la transformer en chaleur. L'élévation de sa température peut être très rapide jusqu'à atteindre des valeurs

importantes et potentiellement être à l'origine d'accidents. Dans notre application de chargement inductif de téléphone, le risque principal est la brûlure de l'utilisateur. Le deuxième risque est l'endommagement des biens matériels allant du chargeur inductif au téléphone, avec des risques d'incendie élevé.

Un corps métallique peut donc entraîner une baisse des performances du système ainsi qu'un danger d'incendie à l'utilisateur. Dans l'application du chargement inductif pour des téléphones dans un environnement automobile, les corps métalliques peuvent être de formes diverses. Ils vont des parties métalliques à l'intérieur du châssis des récepteurs aux pièces de monnaies et des trombones ainsi que les bijoux. Leur influence sera donc maximale quand ils seront placés au cœur du champ magnétique, c'est-à-dire entre les deux antennes d'émission et de réception lors d'une phase de transfert d'énergie.

#### *IV.3.1.1 Évolution de la température d'objets métalliques standardisés*

Pour servir d'illustration, les résultats présentés sur la Figure IV.24 montrent l'évolution de la température de trois pièces métalliques lorsqu'elles sont soumises au champ magnétique généré lorsqu'un courant de 1 Arms circule dans l'antenne d'émission à une fréquence de 110kHz. La température est mesurée avec un thermocouple et les trois objets métalliques étrangers (OME) considérés (deux en aluminium et un en acier) sont issus de la norme Qi pour la certification des systèmes d'émission et de réception [113].



**Figure IV.24 Exemple de sets d'OME certifiés Qi et utilisés pour la qualification des systèmes d'émission**

Sur l'image ci-dessus sont représentés les 4 OME utilisés lors de la certification d'un émetteur à la norme Qi. De gauche à droite sont présent un objet en acier, un anneau en aluminium, une feuille d'aluminium et un objet en acier un peu excentré. Pour être certifié selon la norme Qi, un émetteur doit détecter la présence de ces objets étrangers et ainsi couper le transfert d'énergie vers un récepteur. Ceci dans le but d'éviter de chauffer l'objet métallique et ainsi préserver l'intégrité physique de l'utilisateur et des biens environnants.

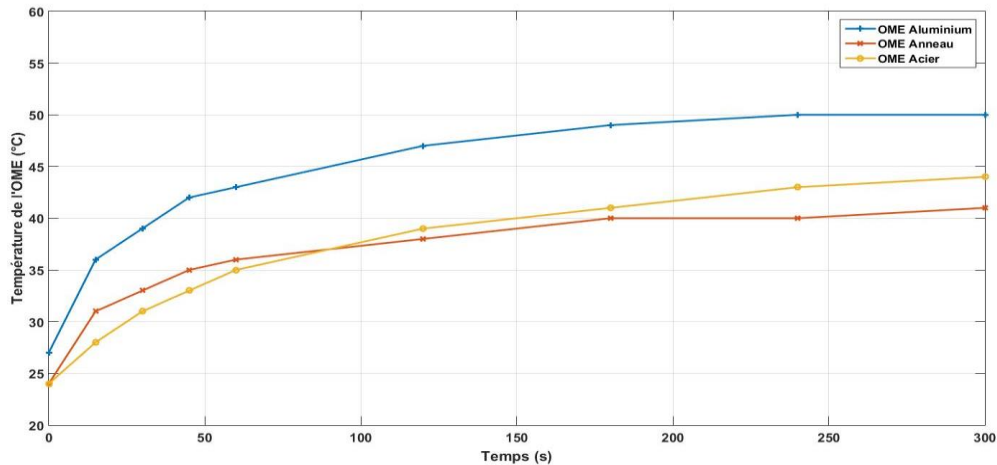


Figure IV.25 Élévation temporelle de la température de différents OME

Pour ces trois pièces métalliques d'une épaisseur relativement fine, on observe que la température monte très vite jusqu'à se stabiliser entre 40 et 50°C. Si le risque d'incendie est plutôt faible avec de telles températures, elles sont suffisamment élevées pour blesser l'utilisateur. De plus, elles ne représentent que l'influence d'échantillons de pièces métalliques types et non des objets de la vie courante susceptibles d'interagir avec le système de chargement inductif. On notera également que le courant de 1 Arms correspond à un courant type nécessaire dans l'antenne émettrice pour transférer une puissance de 5 W à un récepteur type lui aussi. Pour différents récepteurs ou différentes puissances requises dans des conditions de charge diverses (par exemple, des antennes décentrées), les courants circulant dans l'antenne émettrice pourraient être plus importants. Ceci entraînant de facto la génération d'un champ magnétique plus intense, des courants surfaciques plus élevés et donc des gradients de température beaucoup plus forts.

#### IV.3.1.2 Bilan de puissance avec un objet étranger en aluminium à proximité

On va s'intéresser à présent au bilan de puissance réalisé entre un émetteur (Design A13) et un récepteur (TPR1A) compatible à la norme Qi afin de voir l'influence d'un objet métallique entre les deux antennes d'émission et de réception. Ces antennes ont été déjà présentées dans le mémoire. Soient les antennes d'émission et de réception centrées et séparées d'une distance de 5mm, on va présenter ci-dessous les résultats de mesures pour différentes puissances requises sur la charge. Et ce avec et sans la présence de l'objet métallique qui sera la feuille d'aluminium présentée précédemment. Dans un premier temps, on présente l'impact d'un OME en aluminium sur le facteur de couplage entre les antennes d'émission et de réception ainsi que sur leurs paramètres électriques, le tout obtenu par mesures expérimentales.

	Antenne émettrice		Antenne réceptrice		Facteur de couplage
	L (μH)	ESR (□)	L (μH)	ESR (□)	
<b>Sans OME ALuminium</b>	12	0,079	16,16	0,294	0,404
<b>Avec OME Aluminium</b>	11,43	0,162	14,37	0,539	0,285

Tableau IV.8 Paramètres électriques des antennes émettrice et réceptrice avec et sans l'OME Aluminium

On constate que la présence d'un OME a pour effet de diminuer l'inductance des antennes, d'en augmenter sensiblement la résistance série ainsi que de diminuer fortement le facteur de couplage entre elles. Cette influence est donc non négligeable et on voit bien l'effet d'un métal sur le champ magnétique. Si l'on regarde maintenant le bilan de puissance obtenu pour trois valeurs de puissances de charge (1, 2.5 et 5 W), on obtient :

			Antenne d'émission	Résistance de charge	Perte de puissance
			P (W)	P (W)	P (W)
<b>1W</b>	<b>Mesure</b>	<b>Sans OME ALuminium</b>	1,8	0,99	0.81
		<b>Avec OME Aluminium</b>	3,1	1	2.1
<b>2,5W</b>	<b>Mesure</b>	<b>Sans OME ALuminium</b>	3,75	2,5	1.25
		<b>Avec OME Aluminium</b>	5,58	2,49	3.09
<b>5W</b>	<b>Mesure</b>	<b>Sans OME ALuminium</b>	7,5	5	2.5
		<b>Avec OME Aluminium</b>	10,29	4,99	5.3

Tableau IV.9 Bilan de puissance entre les antennes émettrice et réceptrice pour plusieurs cas de fonctionnement avec et sans l'OME Aluminium

A puissance reçue au niveau de la charge identique, on constate que la puissance nécessaire au niveau de l'antenne émettrice est beaucoup plus importante avec la présence de l'objet métallique. Cette hausse de la puissance nécessaire pour transmettre la puissance requise s'explique donc par la propre consommation de l'OME en aluminium et au fait que la puissance qu'il dissipe est transformée en chaleur. On constate également que la perte de puissance provoquée par l'OME devient de plus en plus importante au fur et à mesure que la puissance qui transite entre les antennes d'émission et de réception est forte. L'effet d'un corps métallique entre les deux antennes inductives au moment d'une charge n'est donc pas négligeable. Et les performances sur le transfert d'énergie inductif son directement impactées.

Ces deux exemples ont servi à illustrer le fait qu'un objet métallique entre deux antennes inductives au moment où règne un champ magnétique intense entre elles peut être très dommageable. D'une part en faisant baisser l'efficacité énergétique du système, et donc ses performances, et d'autre part en faisant

courir un risque soit de brûlure pour l'utilisateur soit d'incendie pour les surfaces en contact avec l'objet métallique chauffé.

### IV.3.2 Solutions de détection d'OMEs

Les systèmes d'aujourd'hui doivent donc élaborer plusieurs stratégies afin de détecter la présence d'objets métalliques étrangers ou, à défaut, arrêter le transfert d'énergie quand les performances sont trop basses.

La première stratégie, et la plus simple, est d'implémenter dans le système d'émission des dispositifs de mesure de la température. Placées au niveau des antennes d'émission ou bien au plus proche de la surface de contact avec le récepteur, des thermorésistances peuvent mesurer avec précision si la température au niveau de l'interface entre les antennes croît de façon anormale. En effet, on a pu observer que la température d'un OME présent dans un champ magnétique s'élève très rapidement jusqu'à atteindre une valeur maximum et se stabilise après. Une croissance rapide de la température atteignant des valeurs élevées suggérerait à coup sûr la présence d'un OME. Mais les inconvénients de ces dispositifs sont l'espace pris sur la carte électronique ainsi que le coût unitaire.

Une deuxième stratégie peut être d'évaluer l'impact que peuvent avoir différents OME sur le comportement du système d'émission. Ici, plusieurs études peuvent être réalisées sur la variation de la fréquence de résonance du circuit émetteur ou bien sur l'évolution des paramètres électriques des antennes en fonction de la localisation des objets métalliques sur la surface de contact. En effet, les paramètres d'antennes sont sensibles à la présence d'une surface métallique à proximité et on a vu qu'ils peuvent en être fortement impactés. Mais ces études doivent être adaptées pour un type d'émetteur et l'on doit s'assurer que les conclusions sont répétables quel que soit le récepteur placé en face. Des stratégies et des algorithmes de calcul complexes peuvent ainsi être développés afin d'élaborer une méthodologie de détection d'objet métallique parasite efficace.

D'autant plus que les standards de transfert d'énergie inductifs développent également des méthodes de certifications afin d'évaluer la capacité de détection d'objets métalliques des différents systèmes à certifier. Ceci concerne principalement les standards WPC (notamment avec les 4 OME présentés précédemment) et A4WP où les fortes puissances dégagées sont suffisantes pour qu'un objet métallique chauffe de manière dangereuse et incontrôlée.

## *Références bibliographiques*

---

- [101] ICNIRP, « ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic et electromagnetic fields (up to 300 GHz) », publiée dans *Health Physics* 74 (4) ; pp.494-522, 1998
- [102] Norme ISO 14117, “Dispositifs médicaux implantables actifs -- Compatibilité électromagnétique - - Protocoles d'essai EMC pour pacemakers cardiaques implantables, défibrillateurs implantables et dispositifs de resynchronisation cardiaque », 2012
- [103] 3GPP, « Specific absorption rate (SAR) requirements and regulations in different regions », ARIB TR-T12-34-925 V3.0.0, 1999
- [104] IEEE, “IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz”, 2006
- [105] FEKO, “Specific Absorption Rate Calculations Related to Human Exposure to Electromagnetic Fields”, note d’application FEKO, 2004
- [106] Norme Qi, “Wireless power transfer, Volume 1: low power, Part 3 : Compliance testing”, version 1.0.3, 2011
- [107] C Gabriel, S Gabriel, E Corthout, “The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey”, *Phys. Med. Biol.*41, pp.2231–2249, 1996
- [108] Paramètres diélectriques des tissus humains par l’institut de physique appliquée de Florence (Italie), site internet: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.php>
- [109] I. Laakso, S. Tsuchida, A. Hirata, Y. Kamimura, “Evaluation of SAR in a human body model due to wireless power transmission in the 10 MHz band”, *Phys. Med. Biol.* 57, pp. 4991-5002, 2012
- [110] T. Sunohara, I. Laakso, A. Hirata, T. Onishi; “Induced field and SAR in human body model due to wireless power transfer system with induction coupling”, 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'14/Tokyo), pp.449-452, 2014
- [111] X. L. Chen, A. E. Umenei, D. W. Baarman, N. Chavannes, V. de Santis, J. R. Mosif, N. Kuster, « Human exposure to close-range resonant wireless power transfer systems as a function of design parameters », *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 56, N° 5, pp.1027-1034, 2014
- [112] K. Finkenzeller, “RFID Handbook: Fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near field communication”, 3ème édition, Wiley, 2010
- [113] Norme Qi, “Low power part 2: performance requirements”, Version 1.1.2, 2013

## Conclusion

Le marché des dispositifs de chargement sans fil est en pleine expansion aujourd'hui. Que ce soit pour le rechargement des batteries d'un téléphone portable ou d'une tablette électronique, comme c'est le cas actuellement, ou bien pour les systèmes de rechargement des véhicules électriques prochainement, de plus en plus de solutions nouvelles commencent à voir le jour. Et si plusieurs technologies de transfert d'énergie sans fil existent, c'est bien le rechargement par couplage magnétique inductif ou résonant qui est la solution majoritairement retenue par les industriels.

Les travaux de recherches présentés dans ce manuscrit ont consisté en une étude du transfert d'énergie entre deux antennes inductives sur des problématiques où elles sont d'abord seules, puis avec le système de chargement complet et enfin les différentes interactions avec l'environnement extérieur. Ceci ayant pour objectifs de caractériser le comportement électrique et magnétique de ces antennes et d'optimiser les performances de couplage magnétique et d'efficacité énergétique dans un environnement automobile. Le tout en prenant en compte l'influence sur les différents éléments environnants et à travers plusieurs méthodologies de modélisation électromagnétiques et circuit de ces systèmes.

Dans un premier temps, nous nous sommes attachés à décrire l'état du marché, les origines et les motivations du transfert d'énergie sans fil ainsi que les différentes technologies développées pour transférer une puissance entre un élément émetteur vers un élément récepteur. Les applications potentielles ont ensuite été décrites.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'antenne inductive et les paramètres qui la caractérisent. Après des rappels théoriques sur la génération d'un champ magnétique à partir d'un courant et l'inductance créée par les enroulements d'une bobine, nous avons présenté les trois principales technologies de réalisation d'une antenne inductive suivant si elle est réalisée en fil monobrins, en multibrins / fil de Litz ou bien en circuit imprimé (PCB). Chacune des technologies ayant leurs avantages et inconvénients en termes de performances et de coûts. Par la suite, les paramètres électriques d'une antenne ont été étudiés plus en détails à travers des formules développées pour des antennes en technologie PCB. Si l'inductance d'une antenne inductive représente le paramètre essentiel de cette dernière, nous avons pu voir que sa résistance série et sa capacité parasite auront une influence sur son utilisation finale. En effet, la résistance série représentera les pertes de l'antenne et donc la puissance qui sera dissipée sous forme de chaleur dans sa structure, tandis que la capacité parasite fixera sa limite d'utilisation fréquentielle. En effet, une résonance se produit avec l'inductance de l'antenne à une certaine fréquence, entraînant ainsi un comportement majoritairement capacitif de cette dernière au-delà de cette fréquence de résonance dite propre. Les matériaux ferromagnétiques ont également été étudiés car ils représentent un moyen efficace de concentrer le champ magnétique généré par l'antenne inductive en fonction de leurs caractéristiques.

Mais les travaux principaux de ce chapitre ont concerné la modélisation électromagnétique de ces antennes inductives ainsi que les études paramétriques réalisées dans le but d'établir des règles de conception et d'optimisation de ces antennes. Dans un premier temps, nous avons créé des modèles d'antennes que nous avons discrétisées en utilisant comme méthode de résolution numérique la méthode des moments (MoM). Elle présente l'avantage de ne mailler que les structures concernées et de calculer

les courants directement. Ceci est donc intéressant dans notre cas où l'on étudie des bobines utilisées dans le cadre d'un transfert d'énergie sans fil. Ces modèles d'antennes ayant été réalisées à partir de prototypes expérimentaux, nous avons ainsi pu valider les résultats de simulations en les comparant à ceux obtenus par mesures expérimentales. Que les antennes soient seules ou associées à une ferrite, on obtient une bonne corrélation sur les paramètres électriques (inductance et résistance série) et magnétique (champ magnétique). Ceci permettant donc une validation correcte de la méthodologie de modélisation d'une antenne inductive et d'étudier ainsi par simulations électromagnétiques l'influence de ses paramètres géométriques. Pour ce faire, nous sommes partis d'un modèle d'antenne de référence et tour à tour ont été variés le nombre de spires, l'espace entre elles (inter spires) ainsi que leur largeur et leur épaisseur. Les résultats ont été présentés sous la forme du facteur de qualité de l'antenne en distinguant les cas des basses et hautes fréquences (respectivement 100-500 kHz et 6-13 MHz). On peut observer que les paramètres géométriques d'antennes sont étroitement liés les uns aux autres, mais que certaines conclusions peuvent néanmoins être faites :

- l'inductance de l'antenne inductive est directement impactée par le nombre de spire et l'espace entre elles. Un nombre de tour important entraîne une élévation de l'inductance tandis qu'une inductance mutuelle se crée entre eux lorsqu'ils sont proches les uns des autres. Ceci entraînant donc une inductance mutuelle constructive (renforcement de l'inductance déjà présente les courants circulants dans la structure sont de même signe).
- La résistance série de l'antenne inductive sera elle aussi impactée par le nombre de tour mais aussi par la largeur et l'épaisseur des pistes. Du nombre de tour va dépendre la longueur totale de piste employée tandis que la largeur et l'épaisseur vont définir la section de la piste. Ceci définissant de facto la valeur de la résistance série DC, qui augmentera pour une longueur plus grande mais diminuera lorsque la section sera plus importante. À cette résistance DC s'ajoutera une résistance AC qui elle sera fonction de la fréquence du courant circulant dans l'antenne. Cette résistance AC sera fonction de l'effet de peau et des effets parasites mais on a pu constater que l'on réalise des antennes de bonne qualité sans toutefois avoir des largeurs ou des épaisseurs trop importantes, le tout étant dépendant bien sûr de la fréquence considérée.
- le facteur de qualité de l'antenne est liée quant à lui aux valeurs d'inductance et de résistance série mais aussi à la fréquence de fonctionnement. Elle aura un impact majeur dans certains cas en augmentant fortement la partie réactive de l'antenne mais on observera aussi des cas où des fréquences élevées viendront diminuer la croissance du facteur de qualité en faisant augmenter les pertes AC alors que la résistance DC diminue. Des compromis seront donc à faire en fonction de la fréquence d'utilisation.
- les effets parasites capacitifs ont peu été pris en compte dans cette étude car difficilement modélisable. En effet, ils sont principalement causés par le champ électrique à l'intérieur de la structure lors d'une utilisation à fréquence élevée et supérieure à 20 MHz. À ces fréquences-là, une modélisation du diélectrique servant de support aux pistes de cuivre est indispensable et n'a pas été réalisée pour les fréquences qui nous concernent (100 kHz pour la norme Qi, 6.78 MHz pour la norme Rezence et 13.56 MHz pour le standard NFC) car la corrélation avec les résultats expérimentaux a montré qu'elle n'avait aucune influence.



L'impact de la ferrite sur les paramètres électriques et magnétique de l'antenne inductive a également été étudié à travers sa position dans l'espace par rapport à cette dernière, ses dimensions ainsi que ses paramètres magnétiques (perméabilité complexe). Nous avons également considéré les effets de concentration et de blindage des champs électriques et magnétique, en comparant les cas avec et sans ferrite. Les résultats montrent que le facteur de qualité de l'antenne inductive est influencé autant par les propriétés géométriques de la ferrite que par ses propriétés magnétiques. Les paramètres de la ferrite agissent donc différemment que ce soit sur l'inductance ou la résistance série de l'antenne inductive, qui forment le facteur de qualité de l'antenne en fonction de la fréquence :

- La surface de la ferrite semble avoir une forte influence lorsque l'on travaille à hautes fréquences ( $> 8$  MHz), principalement jusqu'à atteindre une surface comparable à celle de l'antenne. L'augmentation de la partie réactive de l'antenne ( $L\omega$ ) sera supérieure à celle des pertes, entraînant ainsi un facteur de qualité élevé. Le champ magnétique généré par l'antenne est également plus élevé, surtout lorsque l'on fait la comparaison par rapport à celui généré par l'antenne seule. L'effet de blindage est également présent surtout sur le champ magnétique qui est fortement atténué tandis que l'influence sur le champ électrique est assez faible.
- l'épaisseur de la ferrite à quant à elle que peu d'impact sur les performances de l'antenne inductive. Une épaisseur suffisante pour résister aux contraintes mécaniques qu'aura à affronter le produit sera également suffisante pour permettre une bonne concentration du champ magnétique.
- la distance entre la ferrite et l'antenne inductive à elle une influence notable sur le facteur de qualité, notamment à fréquences élevées. En effet, lorsque la ferrite s'éloigne, l'inductance de l'antenne diminue tout comme la partie réactive de l'antenne. Lorsque la fréquence augmente, cette baisse de la partie réactive ne compense plus l'augmentation des pertes résistives dans l'antenne ce qui entraîne une baisse du facteur de qualité. Les effets de blindage et de concentration de la ferrite seront également moins forts lorsque la ferrite est trop éloignée de l'antenne.
- la partie réelle de la perméabilité magnétique de la ferrite aura quant à elle une forte influence sur le facteur de qualité jusqu'à une certaine valeur puis les performances stagneront au-delà. L'inductance sera donc fortement influencée par l'habileté de la ferrite à concentrer le champ magnétique. Les mêmes conclusions peuvent se faire en ce qui concerne le champ magnétique émis et les effets de concentration et de blindage de la ferrite, où une valeur de  $\mu_r'$  seuil apparaît.
- la partie imaginaire de la perméabilité magnétique de la ferrite, représentée par l'angle de perte, aura une influence sur le facteur de qualité à travers la résistance série. En effet, elle agit sur les pertes de l'antenne inductive, et a tendance à augmenter fortement la résistance série de l'antenne lorsque l'on travaille à hautes fréquences. Cet angle de perte se doit donc d'être le plus petit possible afin de minimiser les pertes de la ferrite, surtout lorsque le transfert d'énergie inductif se fait à fréquences élevées, afin de conserver une efficacité énergétique correcte. Il n'a en revanche aucune influence sur la distribution du champ magnétique ainsi que sur les effets de blindage et de concentration de la ferrite.

On voit donc que la ferrite est une composante essentielle d'un système de transfert d'énergie inductif, tant par les améliorations des performances qu'elle procure à l'antenne inductive que par ses effets de

blindage qui limiteront l'exposition électromagnétique des circuits électroniques ou des utilisateurs derrière les antennes.

Le troisième chapitre est quant à lui consacré à l'étude du transfert d'énergie entre les antennes inductives mais aussi aux problématiques associées à la chaîne d'émission réception de puissance complète. Après des rappels théoriques sur l'inductance mutuelle entre deux antennes et la définition du couplage magnétique, nous nous sommes intéressés aux méthodes de caractérisations expérimentales de ce dernier. Ces résultats de mesures expérimentaux ont servi par la suite à valider les résultats de simulations des modèles électromagnétiques créés au chapitre II et mis en situation de couplage, que ce soit avec ou sans ferrite.

En effet, la méthodologie de modélisation utilisée dans le chapitre précédent a été utilisée pour étudier cette fois-ci le couplage magnétique entre deux antennes inductives. Ceci dans le but d'étudier l'influence des paramètres d'antennes sur la qualité du couplage magnétique et ainsi caractériser l'évolution de celui-ci lorsque l'antenne émettrice voit son nombre de tour, sa largeur de piste et donc ses dimensions intérieures et extérieures grandir. On observe donc qu'un nombre de spire et une largeur de piste importants augmente la qualité du couplage magnétique. Ceci étant due principalement à l'augmentation de l'inductance. De plus, on constatera que le couplage magnétique est meilleur lorsque les antennes émettrice et réceptrice sont de diamètre extérieur (et donc de dimensions) comparables. En effet, il est optimisé lorsque les dimensions sont proches et chute quand l'antenne émettrice devient trop petite ou trop grande.

De la même manière que précédemment, nous avons étudié l'influence de la ferrite sur le couplage magnétique. En faisant varier la ferrite au niveau de l'antenne émettrice, on a pu observer que la surface de la ferrite est un des paramètres ayant le plus d'impact sur le couplage. Elle se doit donc d'être au moins équivalente, si ce n'est légèrement supérieure, aux dimensions de l'antenne émettrice afin de permettre une bonne concentration du champ magnétique et donc un couplage magnétique optimisé. Les mêmes conclusions sur l'épaisseur de la ferrite trouvées au chapitre II s'appliquent ici, à savoir qu'il n'est pas nécessaire qu'elle soit trop élevée. Et il en est de même pour la perméabilité magnétique réelle et l'angle de perte. On observe un seuil pour  $\mu_r'$  où le couplage magnétique n'augmente plus tandis que  $\tan\delta$  n'a aucune influence sur ce dernier.

Un compromis doit donc être fait entre un couplage maximisé, le dimensionnement des paramètres et les seuils à partir desquels l'influence devient négligeable mais aussi une certaine robustesse de celui-ci au désaxement et éloignement entre les antennes

Dans un deuxième temps, la notion d'efficacité énergétique antenne-antenne est abordée au travers d'une formulation calculant l'efficacité énergétique maximale et prenant en compte le facteur de couplage ainsi que les facteurs de qualité des antennes d'émission et de réception. Pour ce faire, deux études sont réalisées où trois antennes différentes sont réalisées à partir des conclusions et des règles de conceptions établies précédemment pour avoir un couplage magnétique optimisé. Ces trois antennes ayant des performances différentes (bonnes, moyennes et faibles) sont couplées tour à tour avec l'antenne de réception de référence utilisée dans l'étude précédente mais aussi avec cinq structures d'antennes utilisées dans la norme Qi pour caractériser les émetteurs à qualifier. Ces études permettent de mettre en évidence que les règles de conception d'antennes émettrices précédemment établies se vérifient et que l'on obtient de très bons résultats de couplage et d'efficacité antenne-antenne pour l'antenne émettrice optimisée. Dans

un troisième temps, nous nous sommes intéressés cette fois-ci aux problématiques du système en entier. C'est-à-dire en prenant en compte la notion d'efficacité énergétique sur la chaîne complète d'émission réception de puissance. Après de brefs rappels sur les définitions d'efficacité au sens global et sur les bilans de puissance, nous avons étudié les moyens de modéliser le comportement du circuit récepteur sur celui de l'émetteur à travers la notion d'impédance réfléchie. Une modélisation circuit a également été mise en place afin de pouvoir concevoir des circuits de transfert d'énergie inductif, caractériser les comportements de ceux-ci et proposer des optimisations ou des études de cas précises. Les bilans de puissance obtenus par simulation ont été là aussi validés à travers des mesures expérimentales sur prototypes et l'on constate que la corrélation est correcte entre les puissances mesurées par simulation et expérimentation. Il est donc possible de modéliser de manière fidèle le transfert d'énergie par induction magnétique ainsi que les comportements des circuits électroniques associés.

Après avoir présenté les différentes normes de transfert et de rechargement sans fil utilisant le principe du couplage inductif ainsi que les architectures des systèmes utilisés dans la chaîne d'émission réception de puissance, nous avons étudié les différents moyens d'amplifier cette puissance afin de répondre au besoin du récepteur à recharger. La notion d'efficacité énergétique est cruciale dans tous les systèmes d'électronique de puissance, et en particulier pour un système de transmission d'énergie inductif dont l'efficacité dépend en grande partie du couplage magnétique entre les antennes. On ne peut donc se permettre d'avoir des pertes de puissances trop importantes entre la source d'alimentation du système et l'antenne d'émission. Pour cela, on utilise donc les systèmes d'amplification de puissance à commutation où les transistors viennent jouer un rôle d'interrupteurs. En ne permettant pas au courant et à la tension d'exister simultanément à leurs bornes, ils limitent ainsi la puissance dissipée dans leur structure. Les systèmes d'amplification de puissance en classe D et E autorisent des efficacités énergétiques de 100 % en théorie et 70 à 90% en pratique suivant les composants choisis. La méthodologie de modélisation circuit employée précédemment a donc été utilisée pour modéliser la chaîne d'émission réception de puissance complète et un exemple a été montré avec un circuit d'émission composé d'un amplificateur classe D monté en pont complet (full bridge) et couplé avec un récepteur issu de la norme Qi. Les bilans de puissances obtenus par simulation circuit et mesures expérimentales ont montré une bonne corrélation entre eux. Confirmant ainsi que la modélisation circuit d'un système de transfert d'énergie inductif permet d'avoir des résultats réalistes, proche de ceux obtenus sur prototype expérimentaux, et qu'elle peut être employée pour réaliser des études de cas particulières ou des optimisations sur l'efficacité énergétique totale. On peut voir dans cette étude que l'efficacité énergétique entre l'antenne d'émission et la charge du récepteur est de 0.67, tandis qu'elle est de 0.55 si l'on considère la chaîne d'émission réception complète. Les moindres pertes présentes toute le long de la chaîne de transfert de puissance peuvent donc impacter de manière non négligeable l'efficacité et c'est la raison pour laquelle la fonction de transfert d'énergie doit être optimisée. Ceci en fonction des éléments intérieurs à la chaîne d'émission-réception mais aussi extérieurs au système.

Des exemples ont été montrés, tels que l'étude de la résonance de l'amplificateur classe D sur l'efficacité énergétique totale ou bien une estimation du courant dans l'antenne d'émission lorsque le facteur de couplage change. La dernière est intéressante dans le sens où l'on a une utilisation pratique de la modélisation circuit combinée à la modélisation électromagnétique. En effet, la variation du facteur de couplage magnétique en fonction du décalage de l'antenne de réception a été simulée et les valeurs obtenues ont été intégrées dans les modèles circuits de l'émetteur et du récepteur. Pour une puissance fournie constante (5 Watts), on a donc pu estimer la variation du courant transitant dans l'antenne

d'émission lorsque l'antenne de réception est décalée et désalignée. Sachant qu'un courant trop important est synonyme de diminution de l'efficacité énergétique et surtout de dissipation thermique dans l'antenne, il représente donc une brique essentielle de la caractérisation comportementale du produit développé. On observe d'ailleurs que ce courant dans l'antenne d'émission devient très important lorsque le facteur de couplage devient trop faible et qu'il est donc préférable d'arrêter la charge du récepteur.

Pour finir, nous nous sommes intéressés dans un quatrième chapitre à l'influence que peut avoir un système de transfert d'énergie inductif sur l'environnement extérieur. Nous avons considéré dans un premier temps les effets engendrés sur l'utilisateur du produit. Pour ce faire, une méthodologie de modélisation a été mise en place au travers d'un modèle de corps humain. En effet, le corps humain a le comportement d'un diélectrique lorsqu'il est exposé à une onde électromagnétique. Les différents tissus le composant auront donc des propriétés diélectriques (conductivité et permittivité) suivant la fréquence de cette onde. Dans notre cas, nous avons considéré dans un souci de simplification de la modélisation et d'une diminution des ressources de calculs une modélisation faite à partir des propriétés musculaires. Les muscles étant la partie majoritaire dans le corps humain, on a donc fait l'hypothèse d'un modèle entièrement composé de tissus musculaires. À partir d'un modèle représentant deux antennes inductives, nous avons donc étudié l'exposition du corps humain au rayonnement électromagnétique pour deux fréquences correspondant à deux standards de rechargement inductif (Qi et Rezence). Le tout en fonction du courant traversant l'antenne d'émission (correspondant à des demandes de puissances différentes) et de la distance entre les antennes inductives et le corps humain. Le but étant ici d'une part d'évaluer les niveaux d'exposition du corps humain mais aussi d'observer s'ils sont en deçà des différents seuils imposés par les différentes normes de restrictions. Le débat sur la nocivité des ondes électromagnétiques étant toujours ouvert et leurs impacts sur la santé des utilisateurs ou des appareils médicaux intégrés dans le corps humain vérifiés, il est donc nécessaire de s'assurer du niveau d'exposition auquel le grand public sera soumis. Les résultats de simulation ont ainsi montré que les seuils restrictifs sont plutôt bien respectés pour les courants nécessaires au rechargement d'un téléphone portable (1-2Arms) et que lorsqu'ils sont trop élevés, il suffit d'éloigner légèrement le dispositif de l'utilisateur pour retomber en dessous de ces seuils. En revanche, les courants nécessaires au rechargement de tablettes électroniques (5 Arms) ou bien d'ordinateurs portables (10 Arms) engendrent des niveaux d'exposition bien au-dessus des seuils de restrictions, surtout lorsque l'on travaille à des fréquences élevées. Il sera donc nécessaire d'éloigner davantage les utilisateurs de la source d'émission ou d'employer des dispositifs de blindages afin de confiner le rayonnement électromagnétique entre les deux antennes d'émission et de réception.

Dans un deuxième temps, nous avons présenté un exemple d'utilisation de la modélisation électromagnétique en étudiant la distribution du champ magnétique émis par une antenne de communication en champ proche (NFC). Faisant partie d'un système complet proposant une solution de rechargement sans fil Qi et d'un coupleur GSM, leurs antennes ont tendance à perturber le champ magnétique NFC disponible à la surface du produit. Il est donc possible d'optimiser la distribution et les niveaux de champ magnétique émis par l'antenne NFC en étudiant différentes structures d'antennes. L'avantage majeur d'une étude par modélisation électromagnétique est qu'elle permet de mieux appréhender les phénomènes physiques mis en jeu dans le produit, cerner les problèmes de rayonnement et ainsi proposer des améliorations dans le but d'optimiser les performances du système. Ceci sans avoir recours à des prototypes d'antennes coûteux et dont la disponibilité peut varier suivant leur complexité.

Nous avons également présenté un exemple d'optimisation du rayonnement du système en jouant sur les motifs des signaux carrés excitant un amplificateur à classe commuté. Par le biais d'un motif particulier, il est démontré de manière théorique et par simulation qu'il est possible de filtrer le rayonnement de l'harmonique de rang 2. Cela peut être intéressant si l'on ne souhaite pas utiliser de réseaux de filtrage physiques ou si deux solutions employées dans un même système peuvent se perturber et ainsi dégrader leurs performances (exemple du chargement sans fil Rezence fonctionnant à 6.78MHz pouvant perturber le système de communication NFC à 13.56MHz, soit la fréquence de l'harmonique de rang 2 du système Rezence).

Enfin, la question des objets métalliques étrangers (OME) et potentiellement présents entre les deux antennes inductives lors d'un transfert d'énergie a été abordée. Un OME situé à l'intérieur d'un champ magnétique intense peut provoquer des pertes de puissances, dégradant ainsi le bilan de liaison et l'efficacité énergétique du système, mais aussi voir sa température corporelle s'élever rapidement. La température d'un OME utilisé dans les tests de qualification de la norme Qi est placé au milieu de deux antennes couplées a vu sa température augmenter très vite et à des niveaux suffisants pour brûler l'utilisateur et faire fondre certains plastiques. On a également pu voir que les pertes de puissances provoquées par un OME en aluminium fait chuter lourdement le bilan de puissance lorsqu'il est placé dans la chaîne d'émission réception, avec par exemple plusieurs watts dissipés alors que la batterie du récepteur est chargée à 5 Watts. Les enjeux sont donc de développer des méthodes de détections d'OME efficaces permettant d'arrêter la charge lorsque du métal est détecté. Une première option sera d'installer des thermorésistances permettant de mesurer la température au niveau de la surface de contact avec le récepteur. Un niveau trop élevé ou un gradient de température trop rapide est un signe d'un OME en train de chauffer. Une deuxième stratégie est d'évaluer l'impact que peuvent avoir divers OME sur le comportement de l'antenne émettrice. Étant donné que c'est cette dernière qui délivre la puissance à l'antenne de réception, un comportement anormal au niveau de la fréquence de résonance ou une modification inhabituelle de ses paramètres électriques peuvent être révélateur de la présence d'un OME. Mais toute la difficulté de ces méthodes de détection d'OME est de ne pas confondre une perte de puissance ou une baisse des performances dues à un OME avec des mauvaises conditions de couplage magnétique. En effet, si les antennes d'émission et de réception ne sont pas alignées, la puissance nécessaire au niveau de l'émetteur sera forcément plus importante afin de compenser les pertes dues au faible couplage pour une puissance reçue au récepteur fixe. Le risque principal étant que l'émetteur arrête la charge de manière intempestive lorsque les antennes d'émission et de réceptions ne sont pas bien alignées, ce qui pourrait être préjudiciable pour l'expérience utilisateur.

La démarche adoptée dans cette thèse CIFRE ainsi que les différents résultats obtenus permettent une meilleure compréhension de la problématique du rechargement inductif d'appareils électroniques nomades dans des conditions pratiques. Les antennes ont été caractérisées d'abord seules puis en conditions de couplage afin d'extraire des règles de conception permettant une optimisation efficace des performances telles que le facteur de qualité des antennes, le couplage magnétique et l'efficacité énergétique. La partie circuit a également été abordée avec une présentation des systèmes électroniques et moyens de transmettre une puissance électrique à un récepteur. La validation des résultats de modélisation préliminaires, d'un point de vue circuit comme électromagnétique, au travers de mesures expérimentales a permis d'avoir un certain degré de confiance dans les conclusions trouvées. L'influence d'un système de transfert d'énergie

inductif sur l'environnement extérieur a été aussi considérée à travers des études sur l'exposition électromagnétique d'un corps humain dans des conditions de transfert d'énergie pratiques. Des exemples d'optimisation des performances à l'aide des outils de simulation électromagnétiques ont été présentés et la problématique de la présence d'OME a été soulevée.

Les perspectives à ces travaux seraient de mener des investigations détaillées sur plusieurs points :

- associer plusieurs solutions de chargement inductif (Qi et Rezence, par exemple) aux solutions déjà existantes de communication en champ proche et de couplage GSM. Un dispositif multi systèmes tel que celui-ci serait à même de répondre à tous les besoins du marché. Des solutions doivent être trouvées au niveau antennes afin d'optimiser la cohabitation entre elles et éviter les perturbations parasites. Mais aussi au niveau circuit car les besoins sont différents d'un standard de rechargement à l'autre.
- réfléchir à des moyens d'optimiser le transfert d'énergie entre les antennes, que ce soit à l'aide de structures d'antennes originales et permettant une meilleure distribution du champ magnétique ou bien à l'aide de ferrite plus sophistiquées permettant un meilleur guidage des lignes de champ magnétique.
- étudier plus en détails l'impact des ondes électromagnétiques générés par ces systèmes de transmission d'énergie sur le corps humain et élaborer des solutions permettant de limiter l'exposition des utilisateurs afin d'accroître la sûreté de ces dispositifs.

De plus, les diverses conclusions et méthodes de conception proposées tout le long de ce mémoire sont applicable pour le rechargement d'appareils électronique nomades de faible puissances mais elles peuvent également s'appliquer pour des transferts d'énergie inductif de plus fortes intensités. Le dimensionnements des structures électromagnétiques (antennes) et électroniques (circuits et systèmes d'émission réception) seront différentes mais leurs comportements seront identiques.



## Résumé de la thèse

---

Actuellement, les systèmes permettant de transférer de l'énergie dans le but de recharger les accumulateurs d'appareils électroniques sans l'emploi de câble se démocratisent davantage chaque jour. On comprend donc bien l'intérêt de tels systèmes dans des environnements embarqués et confinés tels que l'habitacle d'un véhicule.

Le principe de l'induction magnétique réside dans un transfert de flux magnétique entre deux antennes inductives. Le champ magnétique servira de vecteur au transport d'une puissance électrique, puisque c'est au travers de cette création de flux magnétique que sera échangée ou transférée la puissance d'un émetteur vers un récepteur. Un tel système d'émission-réception de puissance utilisant le principe d'induction magnétique contient un émetteur, des antennes (bobines) inductives couplées et un récepteur. Un premier chapitre sera donc consacré à l'étude des antennes d'un point de vue théorique et technologique. Des modèles électromagnétiques d'antennes inductives seront développés, et après validation par corrélation avec des mesures électriques et électromagnétiques, ils seront employés au travers d'intenses simulations électromagnétiques. Ceci afin de montrer l'impact des paramètres définissant ces antennes inductives sur leurs comportements électrique et électromagnétique.

Une fois les antennes inductives optimisées et leurs paramètres clés identifiés, on étudiera dans un deuxième temps les effets de l'induction magnétique lorsque qu'une antenne d'émission et une autre de réception sont présentées ensembles et mises en condition de transfert d'énergie. On mettra donc en évidence le principe de couplage magnétique entre les antennes ainsi que la notion de rendement de puissance appelé aussi efficacité de liaison. Les différents paramètres des antennes seront là aussi caractérisés afin d'étudier leur influence sur le transfert d'énergie inductif. Le tout illustré de la même manière que précédemment, en s'appuyant sur d'intenses simulations électromagnétiques et des modèles validés par rapport à différentes méthodes de mesure. Ceci dans le but de comprendre les mécanismes de fonctionnement et d'optimisation d'un système de transfert d'énergie par induction magnétique ainsi que de proposer des règles générales de conception d'antennes inductives.

Dans un troisième temps, on présentera les différents étages électroniques composant les systèmes de transfert d'énergie inductif. Une partie sera dédiée à la définition du point de vue système des éléments constituant la chaîne complète d'émission et de réception. La conception, l'optimisation et la mesure des amplificateurs de puissance utilisés au niveau de l'émetteur seront également présentés. En effet, ces systèmes doivent être suffisamment performants afin de transférer des puissances capables d'alimenter des appareils électroniques de type téléphones tout en ayant un bilan de puissance efficace avec des pertes limitées. A partir de modèles de circuits émetteur et récepteur et en s'appuyant sur des simulations circuits, nous estimerons les bilans de puissances afin d'évaluer les performances et les limites des différents systèmes. Ces simulations une fois validées par mesures permettront de quantifier l'efficacité du transfert de puissance et proposer des voies d'optimisation.

Ces systèmes et technologies sont de plus en plus utilisés pour l'électronique grand public et il existe actuellement plusieurs standards régissant le transfert d'énergie inductif. Les différentes études présentées dans cette thèse seront donc orientées vers ces différentes normes, et des analogies seront réalisées tout le long du mémoire afin de mettre en exergue leurs différents principes de fonctionnement.



## *Thesis abstract*

---

Nowadays there is a strong demand of systems allowing to transfer energy in a wirelessly way to small electronic devices. So it is obvious the interest of such systems in embedded environments such as vehicle/car cockpit.

The principle of magnetic induction assumes a magnetic flux exchange between two inductive antennas. The magnetic field will be used to transport an electrical power from a transmitter to a receiver. Such a wireless power system (based on the magnetic induction principle) is composed by an emitter, inductive antennas (coils) and a receiver. The first chapter is focused on the theoretical and technological aspects concerning the inductive antennas integrated in wireless power transfer systems. An electromagnetic modeling of these inductive antennas has been proposed and validated through correlation with measurements. Once the modeling process defined and validated, parametric analysis were performed through intensive electromagnetic simulations in order to quantify the impact of the geometrical parameters of antennas on their electrical and electromagnetic performances.

In a second time we studied the magnetic induction effects when transmitter and receiver's antennas are placed together in order to implement the inductive power transfer. Key parameters such as the magnetic coupling and the magnetic efficiency were analyzed and highlighted. The impact of antennas parameters on the power transfer and magnetic coupling was investigated through electromagnetic modeling of inductive antennas and the use of intensive electromagnetic simulations. By this way, we also proposed some design guidelines for antennas integrated in inductive wireless power transfer systems.

A third chapter was dedicated to the presentation of the different electronic stages used in inductive wireless power transfer systems. A part of it has been employed on the definitions of the different elements allowing the wireless power transfer on a system approach. The design, optimization and measurement of power amplifiers used on the transmitter side were presented. Indeed, it is necessary to have efficient power gain in order to transfer the required power to different receivers (e.g. smartphones) and to limit the power losses. From circuit modeling of different transmitters and receivers and with circuit simulations, we developed power budgets in order to evaluate the performances and limits of these systems. Once the simulation validated by measurement, we are able to quantify the total power transfer efficiency and propose optimization ways.

Because of the co-existence of various inductive wireless power standards on the industrial market for electronic consumer, analogies with them have been done all along the different steps of this thesis in order to highlight their different functioning principles.

## *Liste des Publications*

---

### Journal international:

- G. Vigneau, M. Cheikh, R. Benbouhout, A. Takacs, « Design and modeling of PCB coils for inductive power charging », *Wireless Power Transfer*, Volume 2, Special Issue 02, September 2015, pp 143-152, Cambridge University Press 2015

### Brevet international:

- « Dispositif de communication radiofrequence en champ proche avec un element portable embarque dans un vehicule automobile », M. Cheikh, G. Vigneau, Continental Automotive France, PCT/EP2015/001516

### Conférences internationales:

- G. Vigneau, M. Cheikh, R. Benbouhout, S. Bouguern, A. Takacs, « Power source evaluation of a wireless power transfer system », *Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2014 IEEE, pp. 9-12
- D. Jugieu, G. Vigneau, M. Cheikh, S. Kessler, R. Benbouhout, A. Takacs, « Design and simulation of printed winding inductors for inductive wireless power charging applications », *Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2015 IEEE, pp. 1-4
- M. Cheikh, G. Vigneau, A. Takacs, « Compliance Assessment of Human Body Exposure to Wireless Power Systems », *2nd International Conference on Electrical Engineering and Electronics*, 16 Aout 2016, Budapest, Hongrie

### Poster international:

- G. Vigneau, M. Cheikh, R. Benbouhout, A. Takacs, « Antenna design for inductive power charging », Séminaire COST IC1301 WIPE, CNRS-LAAS, France, Septembre 2014