



HAL
open science

Enfouissement d'une alimentation isolée sous contraintes de température et d'isolation

Yohan Wanderoild-Morand

► **To cite this version:**

Yohan Wanderoild-Morand. Enfouissement d'une alimentation isolée sous contraintes de température et d'isolation. Electronique. Université de Lyon, 2018. Français. NNT : 2018LYSE1193 . tel-02125282

HAL Id: tel-02125282

<https://theses.hal.science/tel-02125282>

Submitted on 10 May 2019

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.



N°d'ordre NNT : 2018LYSE1193

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
l'Université Claude Bernard Lyon 1

Ecole Doctorale N°160
Electronique, Electrotechnique, Automatique (EEA)

Spécialité de doctorat : Electronique

Soutenue publiquement le 10/10/2018, par :
Yohan Wanderoid

**Enfouissement d'une alimentation
isolée sous contraintes de température
et d'isolation**

Devant le jury composé de :

Nicolas GINOT, Professeur des universités, Institut d'Electronique, de Télécommunications Rennes **Rapporteur**
Fei GAO, Professeur des universités, Université de technologie Belfort-Montbéliard (UTBM) **Rapporteur**
Jean-Jacques ROUSSEAU, Professeur des universités, l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne **Examinateur**
Edith CLAVEL, Maître de conférences, Université Grenoble Alpes **Examinatrice**
Marie-Ange RAULET, Maître de conférences, Université Lyon-1 **Examinatrice**
Hubert RAZIK, Professeur des universités, Université Lyon-1 **Directeur de thèse**
Pierre LEFRANC, Maître de conférences, Université Grenoble Alpes **Invité**
Dominique BERGOGNE, CEA-Leti **Invité, Co-directeur**
Stéphanie ROBINET, Chef de laboratoire LGECA, CEA Leti **Invitée**

REMERCIEMENTS

Remercier est pour moi l'occasion de mettre en valeur la contribution des personnes qui m'ont permis d'évoluer, d'en arriver là où je suis et plus généralement de prendre ma place dans ce monde.

Dominique BERGOGNE a agi sur moi comme un révélateur. Il a considérablement contribué à mon évolution vers plus de cohérence avec mon environnement social et spirituel.

Gaël PILLONNET dont la passion sans faille pour la science dans son essence la plus pure a été un exemple pour moi.

L'organisme InnoEnergy qui m'a permis de prendre du recul sur mes travaux et mes objectifs.

J'aimerais aussi remercier Paul PYRONNET qui, au travers de sa bienveillance et de son énergie, m'a révélé l'immensité du potentiel humain. Il m'a apporté l'outillage conceptuel et opérationnel me permettant de mettre des mots sur mes valeurs et le chemin de vie que je désire.

J'ai un réel sentiment de gratitude à l'égard de chacun des membres ma famille, ainsi que les rencontres amicales et amoureuses qui m'ont aidé à grandir, affiner mon caractère et ma sensibilité d'Homme.

Et pour finir, merci à ces personnalités passionnées qui ont, sans forcément en avoir conscience, fortement influencé mes choix, plus particulièrement Philippe ALLARDIN, Pierre LEFRANC, Isabelle SCHUSTER et Adrien MOREL.

RESUME

Ce manuscrit de thèse s'articule autour de la conception et l'enfouissement d'une alimentation isolée possédant une forte isolation statique (10kV) et dynamique ($<10\text{pF}$), pouvant travailler sous de hautes températures (250°C), dans les gammes de tension de sortie de la dizaine de volts et de puissance de l'ordre du Watt. Pour ne pas être contraint par la température de Curie d'un matériau magnétique, cette alimentation DC/DC se base sur un transformateur sans noyau magnétique résonnant.

Le chapitre I permet de s'appropriier les transformateurs à air en explorant les différentes formes existantes, les phénomènes en jeu lors de son fonctionnement, ainsi que leurs modélisations. Ce chapitre montre que sa modélisation analytique permet d'obtenir des résultats proches de la mesure, mais que seule l'analyse par éléments finis permet d'obtenir un modèle fiable, particulièrement pour le calcul du couplage et des résistances équivalentes. Enfin, il montre que le caractère faiblement inductif et le faible couplage d'un transformateur sans noyau magnétique apportent des contraintes vis à vis de son utilisation imposant le choix d'une structure résonnante.

Dans le chapitre II, afin de maximiser la transmission de puissance, nous analysons comment obtenir le caractère résonnant, en ajoutant des condensateurs en parallèle ou en série avec le transformateur. Une étude a été faite par la suite pour valider que la cible de puissance puisse être atteinte. Des expérimentations ont aussi souligné l'influence non négligeable de la résistance des condensateurs de compensation, mais aussi celle du couplage inter-spices. Les méthodes de calcul de la compensation optimale disponibles dans la littérature ne prenant pas en compte ces paramètres, nous développons une méthode permettant de calculer les éléments maximisant la transmission de puissance pour les quatre principales topologies de compensation. Pour finir, ces dernières sont comparées, amenant au choix de la compensation série-série pour notre application.

Le chapitre III s'attache au choix de la géométrie du transformateur et de la fréquence utilisée afin de maximiser la transmission de puissance. En s'appuyant sur la structure résonnante choisie dans le chapitre précédent, une procédure permettant d'estimer la puissance maximale transmissible au travers d'une surface est proposée. Grâce à cette dernière, l'influence des principaux paramètres de conception est discutée. Enfin, la charge est remplacée par un redresseur et le choix de la structure utilisée est étudié.

Dans le chapitre IV, l'approche visant à maximiser la transmission de puissance nous amène à aborder les problèmes liés à la dissipation thermique et à la tension de sortie. Des courbes de dimensionnement sont générées pour définir la géométrie ainsi que la fréquence de fonctionnement permettant d'atteindre les objectifs de transmission de puissance, efficacité, tension de sortie et taille. Pour finir, une structure permettant le contrôle de la tension est présentée.

Le dernier chapitre argumente la possible réalisation sur silicium d'une telle structure. En premier lieu, l'élaboration d'une alimentation intégrée est discutée, puis celle du transformateur est abordée. Pour conclure, nous développons la faisabilité d'une telle structure grâce à une technologie dédiée.

TABLE DES MATIERES

RESUME	ii
TABLE DES MATIERES	iii
Liste des abreviations et symboles	v
INTRODUCTION	1
CHAPITRE I Le transformateur à air, modèle équivalent, formes et utilisations	8
I.1 Le transformateur à air : modèle équivalent, estimation analytique	9
I.2 Protocole de mesure d'un transformateur à air	21
I.3 Validation de l'estimation analytique du modèle avec des mesures expérimentales	27
I.4 Les critères de dimensionnement, les différentes formes et structures existantes	30
I.5 Transfert de puissance via un transformateur à air	33
I.6 Conclusion	35
I.7 Bibliographie	36
CHAPITRE II Une architecture résonnante autour d'un transformateur à air	42
II.1 La formation d'une structure résonnante	43
II.2 Les pertes générées par les condensateurs	47
II.3 Dimensionnement des condensateurs de compensation	48
II.4 Comparaison entre les topologies	54
II.5 Validation expérimentale	55
II.6 Conclusion	60
II.7 Bibliographie	60
CHAPITRE III Dimensionnement de l'alimentation isolée	63
III.1 Dimensionnement du transformateur planaire	64
III.2 Redressement	76
III.3 Validation expérimentale d'un convertisseur DC/DC	83
III.4 Conclusion	87
III.5 Bibliographie	88

CHAPITRE IV Optimisation dans le contexte d'utilisation & régulation	90
IV.1 Dissipation thermique	91
IV.2 Algorithme d'optimisation complet	93
IV.3 Contrôle de la tension de sortie	98
IV.4 Conclusion	101
IV.5 Bibliographie	102
CHAPITRE V Enfouissement de l'alimentation isolée	103
V.1 Avant-propos	104
V.2 L'alimentation	104
V.3 Transformateur d'isolement et redresseur	110
V.4 La technologie XA-035	114
V.5 Conclusion	117
V.6 Bibliographie	117
CHAPITRE VI Conclusion	119
CHAPITRE VII Perspectives	122

LISTES DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES

Dans tout le manuscrit -i est utilisé pour remplacer -1 ou -2, 1 désignant le primaire et 2 le secondaire

Modèle du transformateur

L_i	Inductance à vide
L_{ei}	Inductance de fuite
R_i	Résistivité du bobinage
C_{si}	Condensateur couplage inter-spires du primaire
C_{12}	Couplage entre le primaire et le secondaire
L_m	Inductance magnétisante, mutuelle d'inductance ramenée au primaire
M	Mutuelle d'inductance
Z_M	Impédance de l'inductance mutuelle
R_C	Résistivité ajouté par l'effet de proximité
k	Facteur de couplage entre le primaire et le secondaire

Générateur utilisé

V_{in}	Tension efficace délivrée par le générateur
R_{gen}	Résistivité du générateur utilisé
C_{gen}	Couplage entre la sortie du générateur et les potentiels fixes
V_{ac}	Tension continue d'alimentation du bras d'alimentation

Modèle de l'alimentation isolée

f	Fréquence de fonctionnement
C_i	Condensateur de compensation
R_{ESRi}	Résistance série du condensateur de compensation
$\tan \delta$	Facteur de dissipation des condensateurs de compensation
P_{max}	Puissance maximum transférable
L_{PCBi}	Inductance apportée par les connexions du circuit imprimé
R_{PCBi}	Résistance apportée par les connexions du circuit imprimé
F_{Zm}	Facteur de dimensionnement proposé dans la partie III.1.5
R_{eq1}	Résistivité du primaire

Géométrie du transformateur planaire

d_{12}	Distance séparant les deux bobinages du transformateur planaire
N_i	Nombre de tours du bobinage
l_{iso}	Distance d'isolation entre les spires d'un même bobinage
r_i	Rayon moyen du primaire
l_i	Largeur des pistes utilisées pour le bobinage
ep_i	Épaisseur des pistes utilisées pour le bobinage
D_{ini}	Diamètre intérieur du bobinage
D_{exti}	Diamètre extérieur du bobinage

Modèle de la diode

V_f	Tension aux bornes de la diode
R_D	Résistivité de la diode
V_{to}	Tension de seuil de la diode
i_r	Courant de fuite
C_d	Capacité de la diode

Conception du redresseur

A_r	Fréquence d'utilisation normalisée
ω_r	Fréquence d'auto-oscillation du redresseur
Q_r	Facteur de qualité du redresseur
M_r	Amplification permise par la structure de redressement
R_{dc}	Charge placée en sortie du redresseur
R_{red}	Impédance équivalente réelle d'entrée du redresseur

ENFOUISSEMENT D'UNE ALIMENTATION ISOLEE SOUS CONTRAINTES DE TEMPERATURE ET D'ISOLATION.

INTRODUCTION

Avant-propos

Les composants de puissance n'ont pas cessé d'évoluer depuis leur apparition dans les années 1950. Le Silicium est aujourd'hui le matériau le plus utilisé dans les applications de puissance, cependant des alternatives telle que le Nitrure de Gallium (GaN), le Carbure de silicium (SiC) ou le Diamant sont utilisées et en développement. Cette nouvelle génération de semi-conducteurs à large bande interdite, de par les propriétés physiques des matériaux utilisés, a ouvert le champ des possibles : Il est maintenant plausible d'envisager des composants possédant des vitesses de commutation allant jusqu'à 200V/ns [1], des tenues en tension de plusieurs kilovolts tout en supportant des densités de courant allant jusqu'à 2A/mm² tout en permettant une température de fonctionnement supérieure à 250 °C. Grâce à ces progrès et moyennant l'utilisation de métallisations et de boîtiers appropriés, il est envisageable de travailler sous des contraintes sévères en température (jusqu'à 600 °C) sans refroidissement, et ainsi satisfaire les besoins apportés par des applications telles que les systèmes de freinage, d'échappement, les moteurs thermiques, le forage ou le spatial. De telles performances permettent, par exemple l'intégration complète de l'alimentation d'un frein électrique dans un train d'atterrissage, minimisant ainsi le câblage et donc le poids et la sensibilité du système aux perturbations électromagnétiques. De surcroît, le fait de pouvoir travailler sous de plus hautes températures permet de diminuer la taille du système de refroidissement et ainsi gagner en poids et en densité.

Travailler à haute température permet d'intégrer les composants de puissance ainsi que leur commande au plus proche de l'application visée, autorisant une densification considérable des modules de puissance, avec à la clef un gain de poids et de compatibilité électromagnétique, critères primordiaux pour l'électrification des moyens de transports, notamment l'aéronautique. De plus, une commande rapprochée permet non seulement de diminuer la taille des chemins de courants et donc de réduire l'émission de perturbations, mais aussi de diminuer la taille des boucles parasites et en conséquence améliorer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations extérieures, facilitant considérablement la conception du système dans son ensemble. Et enfin le fait de réduire les couplages et inductances parasites entre l'organe de commande et la grille, permet d'améliorer la qualité du signal de commande, et du même coup, la rapidité et l'efficacité du produit final. Mais pour cela, l'ensemble doit pouvoir travailler à la température de l'application visée. Or, même si certains composants à large bande interdite ont été testés sous de telles températures, les éléments nécessaires à leur commande ne peuvent actuellement pas travailler au-dessus de 175°C. En fin de compte, c'est la température de travail du circuit de commande qui est aujourd'hui l'élément bloquant.

Introduction

Ce circuit de commande décrit à la figure I.1, appelé *'driver de grille'*, pilote le composant de puissance en venant polariser le composant de puissance à commander. Cet ensemble assure une isolation galvanique statique et dynamique entre le système de commande et les éléments de puissance. D'une part, l'isolation statique protège la partie basse tension assurant la commande de tout le système. D'autre part l'isolation dynamique permet de limiter, non seulement, les surtensions sur la partie commande, mais aussi les perturbations électromagnétiques générées par le passage du courant au travers des couplages parasites lors des variations de tensions apportées par la partie puissance. En effet ce courant génère un champ électromagnétique pouvant perturber, voire détruire les composants entourant le système en question. Il convient donc de minimiser les couplages entre la partie puissance et la partie commande. Par exemple une vitesse de commutation de 200V/ns engendrera un courant parasite de 2A à travers un couplage parasite de 10 pF. Un tel courant génère des surtensions au sein des organes de commande, mais aussi champs magnétiques non négligeables et des échauffements conséquents, pouvant amener à la destruction de certains éléments. Pour donner un ordre de grandeur, c'est plus que ce qu'il faut pour faire fonctionner une ampoule classique 220V. Comme décrit sur la figure 1, cette barrière d'isolation doit être assurée au niveau de la transmission des signaux mais aussi de la transmission de puissance.

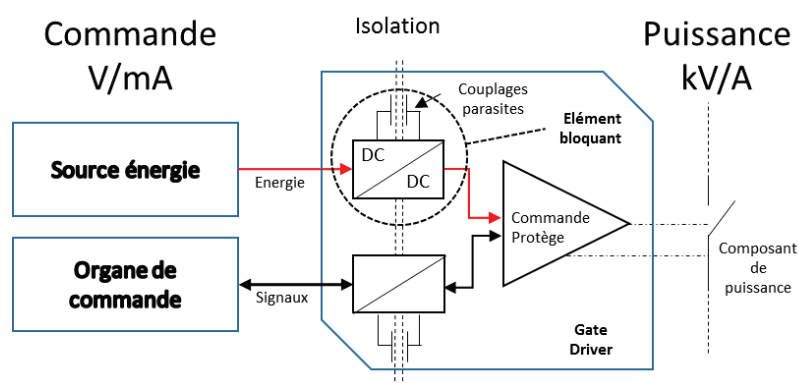


Figure 1 Synoptique de commande de la grille d'un composant de puissance

Les principales solutions technologiques permettant de réaliser la transmission des signaux sous isolation sont la transmission optique, la transmission grâce à un champ magnétique ou électromagnétique, et enfin l'utilisation d'un couplage électrostatique ou mécanique. Partant du fait que la solution optée pour la transmission de puissance, peut-être modifiée afin de transmettre un signal, et que sa conception apparaît aujourd'hui comme l'élément bloquant, nous nous sommes orientés vers la conception d'une architecture haute température permettant de transmettre la puissance nécessaire au pilotage, tout en assurant l'isolation dynamique et statique requise. De surcroît, la nécessité de l'augmentation de la densité des modules de puissances évoquée précédemment, conduit à étudier la possible intégration de cette dernière au sein d'une puce.

En conclusion, à la lumière des récents développements autour des composants à large bande interdite, les contraintes sur l'organe de commande de ces derniers s'intensifient, tout particulièrement pour l'alimentation isolée alimentant le composant pilotant la grille. Par conséquent, ce manuscrit se concentre sur la conception d'une alimentation isolée travaillant sous de fortes contraintes tant au niveau de l'isolation, que de la température de fonctionnement, ou de l'espace utilisé. Afin de concevoir de manière appropriée cette alimentation, nous allons dans un premier temps nous pencher sur les performances requises pour cette alimentation.

Contextualisation

L'alimentation que nous voulons concevoir va alimenter des composants de puissance GaN ou SiC, nous avons donc choisi plusieurs composants décrits dans le tableau 1 utilisés actuellement afin de nous servir de référence. La commande de ces composants se fait en venant charger leur grille. La puissance consommée P_n dépend de la charge de cette grille Q_g , la tension de commande V_{gs} et de la fréquence f_{sw} à laquelle elle est chargée. Elle se calcule selon la formule suivante :

$$P_n = V_{gs} \cdot Q_g \cdot f_{sw} \quad (1)$$

Tableau 1
Echantillon de composants actuels

Producteur	modèle	technologie	V_{ds}	Q_g	V_{gs}	P_n @1MHz
Gan system	GS61004B	GaN	100 V	6.2 nC	6 V	320 mW
Gan system	GS66502B	GaN	650 V	1.5 nC	6 V	90 mW
ST	SCT10N120	SiC	1200 V	22 nC	20 V	4400mW

On observe que la puissance nécessaire dépend fortement de l'élément à commander, mais aussi de la fréquence de commutation. Par ailleurs, la tension pour la commande doit être supérieure à la tension de seuil du composant V_{gs} une tension de 15V suffit donc en général pour les commander. Les alimentations isolées actuelles basse température présentent un couplage électrostatique inférieur à 5 pF entre les parties isolées et assure une isolation de 10 kV (tableau 2).

Tableau 2
Alimentations Isolées utilisées actuellement

Fabricant	Modèle	Isolation statique	Puissance transmise	Température de fonctionnement	Tension de sortie	Isolation dynamique
Power integration	ISO3116I	18 kV	4.5 W	-40/85 °C	16.4 V	3pF
Recom	Rec3.5	10 kV	1.7W	-40/85 °C	15 V	20pF

L'organe transmission de la puissance doit donc assurer

- Une isolation galvanique statique supérieure au kV.
- Une isolation dynamique au travers d'un couplage inférieur à 10 pF
- Une température de fonctionnement de plus de 250°C
- Le plus compact possible
- Une puissance transférable adaptée au composant à commander (inférieur au Watt en général)

Choix de la technologie utilisée

Une alimentation isolée peut être réalisée par transmission optique, mécanique et enfin par couplage électrostatique ou magnétique, détaillés ci-dessous.

La transmission optique est réalisée grâce à une diode et une cellule photovoltaïque [2]. Cette technique est limitée par son rendement (souvent proche du %) et ne permet pas de monter en température, car l'efficacité de la diode et de la cellule photovoltaïque chutent drastiquement avec l'augmentation de la température. Cependant cette méthode permet d'obtenir des capacités de couplage extrêmement faibles, inférieures à quelques pico Farads et offre donc une isolation dynamique conséquente.

La puissance peut être aussi transmise mécaniquement grâce à un transformateur piézo-électrique : un champ électrique engendre la déformation d'un cristal, qui va en déformer un autre par couplage mécanique. Cette déformation va induire un mouvement de charges dans le second cristal grâce auquel on peut récupérer de l'énergie. Des solutions basées sur un couplage électromécanique [3] ou sur des ondes acoustiques [4] ont aussi été proposées. Ces techniques sont limitées par leur coût, et dans une moindre mesure leur faible densité de puissance ainsi que la courte durée de vie des parties mécaniques en mouvement.

La transmission électrostatique, quant à elle, utilise un couplage capacitif entre deux armatures afin de transférer de la puissance. Cette méthode nécessite un couplage entre le primaire et le secondaire et ne permet donc pas, par nature, une bonne isolation dynamique.

Enfin, la puissance peut être transmise magnétiquement grâce à un transformateur. Une bobine crée une variation de champ magnétique engendrant une différence de potentiel aux bornes d'une deuxième bobine lui étant couplée. L'énergie est ainsi transmise par induction entre les deux bobinages. Cette technique permet un isolement statique de plusieurs kV et dynamique de quelques pF. L'utilisation d'un matériau magnétique permet de canaliser le champ magnétique et donc d'améliorer considérablement la compatibilité électromagnétique du circuit utilisé mais aussi le couplage entre les bobinages.

Les avantages et inconvénients de chacune de ces solutions sont établis dans Tableau.1. La contrainte en température ne permet pas de travailler avec un système optique. Le couplage électrostatique ne permet pas d'avoir l'isolation dynamique requise. Les solutions mécaniques, bien que performantes sont limitées par leur durée de vie et la difficulté de réalisation. Nous nous sommes donc penchés sur une transmission magnétique.

Tableau 2
Principales technologies permettant de transmettre de la puissance tout en gardant une isolation

Technologie	Tenue en température	Rendement	Compatibilité électromagnétique	Isolation	Durée de vie
Optique	-	--	++	++	+-
Mécanique	+-	+	+	+	--
Magnétique avec noyau	+-	++	+	+	+
Magnétique sans noyau	++	+-	-	+	++
Electrostatique	++	+	-	+-	++

La transmission par couplage magnétique

Lorsque le champ magnétique est utilisé pour transmettre de la puissance, l'utilisation d'un matériau magnétique permet de canaliser le champ magnétique, améliorant ainsi la transmission mais aussi la compatibilité électromagnétique du système. Cependant les matériaux magnétiques sont parcourus par des courants de Foucault qui génèrent des pertes, présentent un cycle d'hystérésis générant lui aussi des pertes et saturent sous des champs trop intenses. Et enfin ils sont limités par leur température de Curie. Les principaux matériaux utilisés aujourd'hui sont les ferrites, les poudres, les noyaux laminés et les nanocristallins, et sont détaillés ci-dessous. Les valeurs données se basent sur les documentation techniques des principaux fabricants , Magnetics [5] et Coilcraft.

Les ferrites, telle que de l'oxyde de fer mélangé à du zinc, du Nickel ou du Baryum, peuvent être utilisées entre le kHz et le GHz. Elles ont une bonne résistivité, ce qui limite les pertes fers, cependant, elles présentent une saturation faible autour de 0,3T et ont une température de Curie faible, aux alentours de 210°C pour la plupart, même si certaines tolèrent 300 °C.

Les poudres ont une meilleure stabilité en température et présentent des températures de Curie jusqu'à 700 °C pour le fer silicium. Les poudres de fer saturent entre 1 et 1.5T, et peuvent travailler jusqu'à 2MHz. Malheureusement, comme expliqué par Kindmark dans son mémoire [6], même si les températures de Curie dépassent les 500°C, l'agent de collage, époxy ou phénol utilisé est souvent limité en température et ne permet souvent pas de dépasser 125 °C. En général, même si les fabricants annoncent des températures de Curie élevées, ils ne caractérisent pas leurs matériaux au-dessus de 200 °C.

Les verres métalliques, ou matériaux magnétiques amorphes, sont obtenus par refroidissement rapide, la conductivité thermique des matériaux utilisés limite l'épaisseur maximale de production. On les trouve donc sous forme de rubans ou de fils, ce qui contraint leur utilisation. Ils possèdent une grande résistivité, permettant d'avoir de très faibles pertes à basse fréquence. Cependant, pour travailler à haute fréquence, ces verres nécessitent un traitement thermique qui limite leurs champs de saturation à 0.8T sans pour autant pouvoir travailler au-dessus de quelques MHz. Ils peuvent atteindre des champs de saturation élevés, 1.80T pour le ruban 2605CO. Ces matériaux sont difficilement utilisables au-dessus de 150 °C.

Les nanocristallins découverts en 1988, peuvent être obtenus par recuit adapté de certains rubans amorphes. Ils permettent de fortes perméabilités magnétiques et un champ de saturation élevé. Leurs faibles résistivités les réservent pour des applications basses fréquences, mais ils sont potentiellement prometteurs pour les hautes fréquences [7].

Ces matériaux peuvent être classés selon leur fréquence maximum de travail, et leur température maximum de fonctionnement, comme sur la figure I-2. Cependant un tel classement ne prend pas en compte leur champ de saturation ou leur cycle d'hystérésis. La température maximum de fonctionnement n'est pas le seul critère, les températures supérieures à 200°C affectent le vieillissement mais font aussi varier considérablement la perméabilité magnétique de certains matériaux, complexifiant fortement de ce fait, la procédure de conception d'une alimentation utilisant un noyau magnétique.

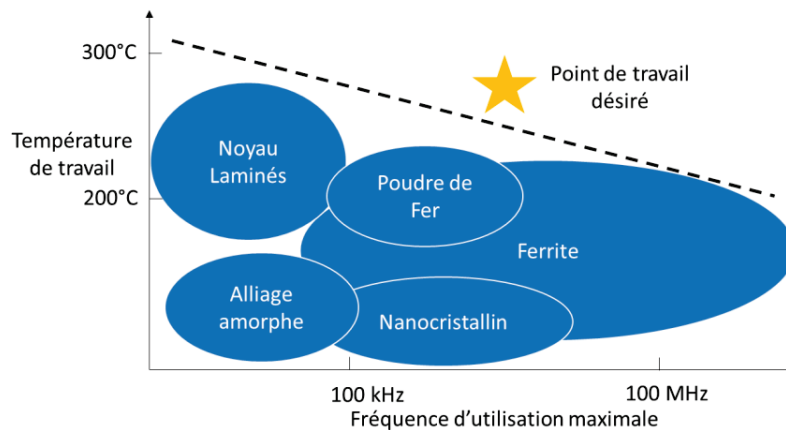


Figure 2 Performances des matériaux magnétiques actuels.

Pour reprendre le possible enfouissement de notre structure, l'intégration des matériaux magnétiques est ardue. L'institut Tyndall en Irlande est actuellement le principal acteur sur le sujet, mais la technologie développée n'est pas disponible pour le grand public aujourd'hui et la potentielle utilisation en haute température n'a été que très peu étudiée.

L'utilisation des matériaux magnétiques apparaissant comme un élément limitant, vis-à-vis de la température et dans une moindre mesure de par les pertes générées et le coût de production, ce manuscrit examine la possibilité de s'en passer grâce à un transformateur à air. L'utilisation d'un transformateur à air présente l'avantage de ne pas saturer, et de n'être limité que par la température de détérioration des bobinages (en général l'isolant utilisé), l'air ne génère pas de pertes en haute fréquence, et enfin, dans certains cas, il permet de réduire le poids et le coût de fabrication. Cependant, la perméabilité magnétique de l'air étant plus de 1000 fois plus faible que celle d'un matériau magnétique standard, son inductance magnétisante (L_m) sera d'autant plus faible, il accumulera donc moins d'énergie ($\propto L_m$). Il est aussi limité par le faible couplage entre ses bobinages et sa faible compatibilité électromagnétique. Etant donné qu'il ne nécessite que des bobinages, il peut être réalisé sur un circuit imprimé ou intégré. C'est donc la solution développée aux cours de ces travaux.

En résumé, afin de pouvoir intégrer notre alimentation et de pouvoir travailler sous de hautes températures, sans être contraint par la saturation du noyau utilisé, nous avons orienté les travaux présentés dans cette thèse vers une transmission utilisant des bobines couplées sans noyaux magnétiques.

Objectif & Plan

L'objectif de ces travaux et donc d'étudier la faisabilité et le possible enfouissement d'une alimentation isolée autour d'un transformateur à air répondant au cahier des charges précédemment établi.

Le plan de cette thèse correspond au cheminement parcouru au cours de mes travaux. Dans le premier chapitre, après un état de l'art dégageant les possibilités et les limites du transformateur à air, nous étudierons les différentes façons de le modéliser, estimer son modèle et le mesurer. Ce chapitre sera complété par l'étude des différentes utilisations des transformateurs à air, et nous verrons que l'utilisation d'une structure résonnante permet de significativement augmenter la puissance transmissible.

Dans une perspective de minimisation de l'espace utilisé, le deuxième chapitre développera, les principales architectures résonnantes et leur dimensionnement afin de maximiser la puissance transférable. Une méthode de calcul des éléments à associer au transformateur sera présentée pour chacune de ces structures. Cette méthode de calcul sera ensuite validée expérimentalement et permettra ainsi de comparer les différentes architectures. Ce travail orientera ainsi la suite des travaux vers la compensation série-série.

Dans un troisième chapitre, une méthode permettant de définir, la géométrie du transformateur et la fréquence de l'alimentation permettant de maximiser le transfert de la puissance est présentée. Cette démarche permet de valider la faisabilité d'une telle alimentation et de mettre en exergue les éléments clés de la conception. Nous discuterons du choix du redresseur, que nous validerons avec un prototype sur PCB.

Enfin dans le quatrième chapitre la méthode sera élargie de façon à prendre en compte les tensions en jeu, la dissipation thermique et la puissance transmise. Afin de compléter ces travaux, une méthode de régulation de la tension de sortie sera présentée et validée expérimentalement.

Le dernier chapitre évoquera le possible enfouissement d'une telle alimentation, la réalisation de l'alimentation et du transformateur au sein d'un circuit intégré, et enfin les tests sur des prototypes. Pour finir, les éléments bloquants de la technologie actuelle seront évoqués.

Bibliographie

- [1] M. Kazanbas, A. Schittler, S. Araujo, et P. Zacharias, « High-Side Driving under High-Switching Speed: Technical Challenges and Testing Methods », in *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2015, p. 1-8.
- [2] T. Yasui, J. Ohwaki, M. Mino, et T. Sakai, « A stable 2 W supply optical-powering system », in *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 2000 (Cat. No.00CH37036)*, 2000, p. 1614-1617.
- [3] S. Du, E. Chan, B. Wen, J. Hong, H. Widmer, et C. Wheatley, « Wireless Power Transfer Using Oscillating Magnets », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2017.
- [4] A.- Ali et P. D. T. Izhar, « Implementing An Electrically Isolated Power Supply For IGBT Gate Drivers Using Ultrasonic Air Transducers », *Imp. J. Interdiscip. Res.*, vol. 2, n° 10, sept. 2016.
- [5] « Magnetics - Designing with Magnetic Cores at High Temperatures ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Designing-with-Magnetic-Cores-at-High-Temperatures>. [Consulté le: 08-janv-2018].
- [6] JOHAN KINDMARK et FREDRIK ROSEN, « Powder Material for Inductor Cores Evaluation of MPP, Sendust and High flux core characteristics », in *Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg, Sweden 2013*, .
- [7] G. T. Nikolov et V. C. Valchev, « Nanocrystalline magnetic materials versus ferrites in power electronics », *Procedia Earth Planet. Sci.*, vol. 1, n° 1, p. 1357-1361, sept. 2009.

I. LE TRANSFORMATEUR A AIR, MODELE EQUIVALENT, FORMES ET UTILISATIONS

Sommaire

I.1	Le transformateur à air : modèle équivalent, estimation analytique	9
I.2	Protocole de mesure d'un transformateur à air	21
I.3	Validation de l'estimation analytique du modèle avec des mesures expérimentales	27
I.4	Les critères de dimensionnement, les différentes formes et structures existantes.....	30
I.5	Transfert de puissance via un transformateur à air	33
I.6	Conclusion	35
I.7	Bibliographie.....	36

Afin de pouvoir développer l'alimentation isolée, nous nous pencherons dans un premier temps sur la maîtrise de la solution choisie, le transformateur à air. Pour cela nous tisserons des liens entre les différentes modélisations existantes, puis nous porterons une attention particulière sur la compréhension de l'origine de chacun des éléments du modèle choisi pour ces travaux. Nous comparerons ensuite les différentes techniques d'estimation de ce modèle, avec des mesures sur un panel échantillons. Nous verrons ensuite comment une telle structure permet d'assurer une isolation entre la source d'énergie et le récepteur. Et enfin nous discuterons des différentes formes possibles pour le transformateur ainsi que de leur influence sur les éléments du modèle. Pour finir nous examinerons les principales structures permettant de transmettre de la puissance au travers de ce dernier.

En somme, ce premier chapitre a pour vocation de dresser un canevas autour des transformateurs à air. Il s'inspire d'ouvrages autour de sa principale application, le chargement sans contact, pour les véhicules, les téléphones, mais aussi le biomédical.

I.1 Le transformateur à air : modèle équivalent, estimation analytique

Nous avons vu dans l'introduction qu'un transformateur permet de transmettre de l'énergie via un champ magnétique. Plus précisément, une variation du flux du champ magnétique traversant une spire crée une différence de potentiel à ses bornes. Si ce champ est produit par le passage du courant dans une autre spire, cet ensemble forme un transformateur à air, aussi appelé bobines couplées.

I.1.1 Le modèle idéal du transformateur

Afin de pouvoir tisser des liens entre les différentes représentations disponibles dans la littérature, nous allons dans un premier temps nous pencher sur les principales représentations possibles pour deux bobinages idéaux (non résistifs et pas de couplage électrostatique) couplés magnétiquement. Le modèle le plus général est celui de la figure I-1.

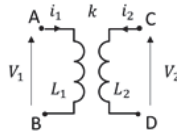


Figure I-1 Modèle de deux bobinages couplés

Le premier bobinage L_1 appelé primaire est couplé avec le deuxième L_2 , la qualité de ce couplage est caractérisé par le facteur de couplage k et il est représenté par l'inductance mutuelle M , qui ramenée au primaire forme l'inductance magnétisante L_m . Ces éléments sont liés par le jeu d'équations suivant.

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (\text{I.1})$$

$$a = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (\text{I.2})$$

$$L_m = aM \quad (\text{I.3})$$

Le comportement du système est alors régi par les deux équations suivantes ;

$$\begin{aligned} V_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ V_2 &= L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.4})$$

On remarque que si l'on ne branche pas de charge sur L_2 alors i_2 est nul et donc on peut mesurer directement L_1 . On parle donc d'inductance à vide. De la même manière, si l'on court-circuite le bobinage L_2 et que l'on alimente le premier bobinage, le courant induit dans le deuxième vient annuler le champ magnétique traversant le premier, l'inductance mesurée au primaire est alors due au champ magnétique ne traversant pas le deuxième bobinage, on parle alors d'inductance de fuite L_{e1} qui se calcule comme :

$$L_{e1} = L_1 - aM \quad (\text{I.5})$$

Le même raisonnement peut être effectué pour le secondaire. Ensuite on peut remarquer que les deux bobinages sont parfaitement couplés lorsque $k=1$, et quand ils sont identiques, $a=1$.

De nombreux modèles peuvent découler des équations I-4, les plus connus sont présentés à la figure I-2, le fait de pouvoir jongler entre ces différents modèles permet de choisir le plus adapté à notre application et donc de significativement simplifier les calculs et la compréhension.

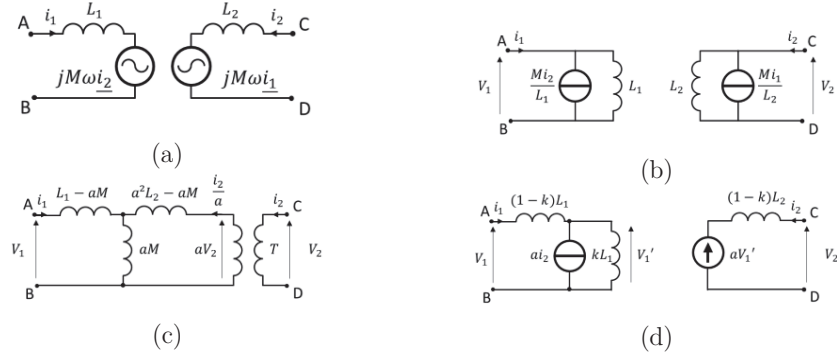


Figure I-2 Modèles équivalents idéaux de deux bobinages couplés, (a) modélisation la plus courante, Thévenin-Thévenin (b) modèle Norton-Norton, (c) modèle en T, (d) modèle Norton Thévenin

Dans certains cas, nous utiliserons un transformateur avec de multiples secondaires. Le problème peut, dans ce cas, être résolu sous forme matricielle.

$$[v] = [L][i]$$

$$[L]_{i,j} = \{i = j \Rightarrow L_{ii} ; i \neq j \ k_{ij} * \sqrt{L_i * L_j}\} \quad (I.6)$$

Ces modèles sont des représentations idéales, ce qui implique que les pertes, les couplages électrostatiques ainsi que les éventuelles interactions avec les éléments environnants ne sont pas pris en compte.

I.1.2 Modèle du transformateur à air

En se basant sur la modélisation en T de la figure I-2 (c), nous pouvons rajouter la représentation des pertes et des couplages électrostatiques et ainsi obtenir le modèle complet de la figure I-3. R1 et R2 représentent la résistance des bobinages, dont le calcul est décrit dans le paragraphe I.1.4. RC correspond à la résistance équivalente apportée par l'effet de proximité, détaillée dans le paragraphe I.1.6. Cs1 et Cs2 modélisent les couplages entre les spires de bobinages dont la description est faite dans le chapitre I.1.5. C12 équivaut au couplage entre le primaire et le secondaire, couplage duquel l'isolation dynamique dépend. Le1, Le2 et Lm correspondent aux inductances de fuite et à l'inductance magnétisante dont le calcul est décrit dans le paragraphe suivant.

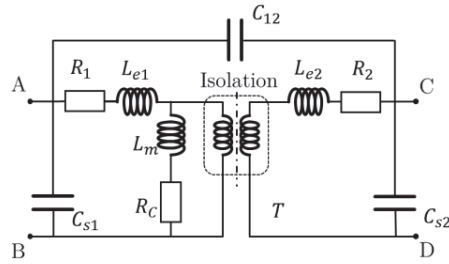


Figure I-3 Modèle équivalent d'un transformateur à air.

Ce modèle reste une forme simplifiée, ce dernier n'est valable que pour une seule fréquence car la valeur de chacun des éléments de ce modèle varie avec la fréquence. Cependant, il sera suffisant pour notre étude. Des modèles plus complexes ont toutefois été proposés dans la littérature [1].

L'estimation des éléments de ce modèle est une étape cruciale du dimensionnement d'une alimentation isolée. Dans un premier temps, les méthodes de calcul des éléments inductifs L_m , L_{e1} et L_{e2} seront explicités, puis l'estimation des pertes R_1 , R_2 et R_c et enfin des couplages électrostatiques C_{s1} et C_{s2} le seront également.

I.1.3 Calcul des inductances et du couplage

Le calcul des éléments inductif du modèle de la figure I-3 peut se faire de beaucoup de façons différentes. Cette partie s'attache à faire une analyse exhaustive, des différentes méthodes existantes, afin de comprendre leurs origines et limites de validité.

Le champ magnétique émis par le primaire est le résultat d'un mouvement de charges en son sein. Ce phénomène est décrit par l'équation de Maxwell Ampère (I.7) dans le cadre de l'approximation des régimes quasi-stationnaires à travers la section qu'il entoure. Ce champ magnétique, lorsque qu'il traverse le second bobinage, crée une force électromotrice à ses bornes, effet décrit par l'équation de Maxwell Faraday (I.8). L'inductance mutuelle entre deux spires est le quotient du flux du champ magnétique traversant la deuxième bobine par le courant traversant la première. L'auto-inductance ou inductance à vide dans le cas du transformateur est l'inductance mutuelle d'une spire avec elle-même. Donc à partir de l'inductance mutuelle entre deux spires quelconques, il est possible d'estimer tous les éléments inductifs du modèle du transformateur.

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{B}) = \mu_o \vec{J} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I.7})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.8})$$

L'analyse des circuits inductifs a commencé avec les travaux de Maxwell en 1881 [2]. Nous allons donc nous pencher sur les quatre grandes méthodes utilisées pour prédire la valeur d'une inductance mutuelle: l'approximation polynomiale, l'utilisation de formules analytiques, l'addition de modèles équivalents localisés connus, et enfin l'analyse par éléments finis.

I.1.3.1 Approximation polynomiale

L'utilisation de polynômes ajustés sur des mesures fiables est la méthode la plus rapide. La précision de cette méthode dépend du degré du polynôme utilisé, mais aussi de la richesse de la base de données utilisée, autant en taille qu'en répartition des échantillons. La référence au niveau des inductances sur PCB est le travail de Mohan [3]. Schmidt a aussi proposé une formule corrigeant l'approximation de Wheeler [4]. Cependant à ce jour peu d'attention a été portée au calcul des inductances mutuelles.

I.1.3.2 Prédire analytiquement l'inductance et la mutuelle

Afin de calculer l'inductance mutuelle entre deux bobines comportant N_1 et N_2 spires, il est possible de simplifier le problème en calculant la mutuelle entre chaque spire puis en additionnant le tout, comme décrit par l'équation suivante.

$$M_{totale} = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} M_{ij} \quad (I.9)$$

Il faut donc savoir calculer la mutuelle entre deux spires, comme celles dessinées sur la Figure I-4. Il est possible de prédire le couplage k et donc la mutuelle $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ entre ces deux spires circulaires grâce à la formule (1.11), [5]–[7]. Cette formule est la plus approximative de celle que nous allons utiliser. Cependant, elle nous sensibilise sur l'effet de la distance entre les spires ainsi que de leur rayon. Plus les bobinages sont proches, meilleur sera leur couplage.

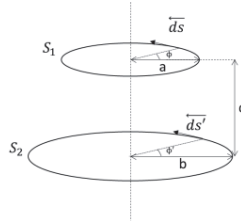


Figure I-4 Deux spires coaxiales de rayon a et b

$$k = 0.9 - \frac{2d}{a+b} \quad \text{valable si } d < 0.7(a+b)/2 \quad (I.10)$$

Une autre méthode un peu plus précise [8], permet d'avoir une approximation pour des bobines éloignées, ou proches

$$k \cong \frac{1}{2(d/\sqrt{ab})^3} \quad \begin{array}{l} \text{Valable Si} \\ d \gg a \\ d \gg b \end{array} \quad (I.11)$$

Dans les autres cas

$$k \cong \frac{1}{\left[1 + 2^{\frac{2}{3}} \left(\frac{d}{\sqrt{ab}}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}} \quad (I.12)$$

Ces approximations montrent que le couplage des spires diminue avec leur écartement.

Une autre méthode est de considérer que le champ émis par la première bobine est uniforme sur toute la section de la deuxième, et égal à $B(0,d)$. En intégrant ce champ une formule simplifiée pour M [9] est obtenue tel qu'explicité dans (I.13) et (I.14).

$$B(0, d) = \frac{\mu_0 I_1 a^2}{(a^2 + d^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{I.13})$$

$$M \cong \mu_0 \frac{\pi}{2} \frac{a^2 b^2}{(a^2 + d^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{I.14})$$

Cependant, l'approximation du champ uniforme sur toute la spire n'est valable que si la deuxième spire est suffisamment éloignée de la première. Cette formule est donc une approximation valable uniquement pour des spires suffisamment éloignées. Or comme nous le verrons plus tard, pour maximiser le transfert de puissance, il faut un bon couplage et donc minimiser l'espace entre les deux spires. Il nous faut donc revenir aux équations de Maxwell et intégrer le champ émis par une spire sur l'autre. Lorsqu'il s'agit de prédire analytiquement la valeur d'une inductance, la plupart des travaux actuels font référence au livre de Grover [10]. Les formules analytiques qu'il développe permettent d'avoir une bonne précision pour les cas idéaux [97]. Pour des cas simples, lorsque les symétries et invariances simplifient l'expression du flux et son intégration, l'inductance ou la mutuelle se calculent alors en intégrant le champ émis par l'un des éléments sur l'autre. Cependant, pour les autres cas, la formule de Neumann permet de calculer l'inductance entre deux éléments de circuit.

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \int \frac{\vec{ds} \cdot \vec{ds}'}{r} \quad (\text{I.15})$$

Où \vec{ds} et \vec{ds}' sont les vecteurs, dessinés sur la figure I-4, parcourant S_1 et S_2 et r la distance entre leurs origines. Dans les cas de spires circulaires, lorsque l'on peut négliger la variation du champ entre les spires, cette formule peut être intégrée grâce à des intégrales elliptiques de première, deuxième et troisième espèce. Comme décrit par Mendes [11]. On peut exprimer $ds, ds' \cos \epsilon$ et r en fonction des données de la figure I-4:

$$\begin{aligned} \epsilon &= \phi - \phi' \\ \vec{ds} \cdot \vec{ds}' &= abc \cos(\phi - \phi') d\phi d\phi' \\ r &= \sqrt{a^2 + b^2 + d^2 + 2abc \cos(\epsilon)} \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

L'équation de Neumann se réécrit :

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \int \int \frac{abc \cos(\phi - \phi')}{\sqrt{a^2 + b^2 + d^2 + 2abc \cos(\epsilon)}} \cdot d\phi d\phi' \quad (\text{I.17})$$

Dans le cas de l'auto-inductance, cette formule peut se calculer directement. Dengler a démontré qu'il est possible d'avoir une approximation précise à 3% de l'inductance formée par une spire constituée d'un fil de diamètre D_{fil} si $a > 5 \cdot D_{fil}$ grâce à la formule suivante [12].

$$L = \mu_0 a \left(\ln \left(\frac{8a}{D_{fil}} \right) - 2 \right) \quad (\text{I.18})$$

Dans le cas de la mutuelle entre deux spires distinctes, il est possible d'évaluer directement numériquement cette équation [13], [14]. Elle peut aussi se reformuler grâce aux intégrales elliptiques du premier et second ordre:

$$u = \sqrt{\frac{4ab}{(a+b)^2 + d^2}} \quad (\text{I.19})$$

$$M = 2\mu_0 \frac{\sqrt{ab}}{u} \left[\left(1 - \frac{u^2}{2} \right) K(u) - E(u) \right] \quad (\text{I.20})$$

Pour des faibles valeurs de u , les intégrales elliptiques peuvent être approximées par des développements limités [11] ou par la méthode de la moyenne arithmético-géométrique [15], [16].

$$\begin{aligned}
 K(u) &= \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(2n)!}{2^{2n}(n!)^2} \right]^2 u^{2n} \\
 E(u) &= \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(2n)!}{2^{2n}(n!)^2} \right]^2 \frac{u}{1-2n} \\
 K(u) &= \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{8} \cdot \frac{u^2}{1-u^2} \\
 E(u) &= \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{8} \cdot u^2
 \end{aligned} \tag{I.21}$$

$$\begin{aligned}
 K(u) &= \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{8} \cdot \frac{u^2}{1-u^2} \\
 E(u) &= \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{8} \cdot u^2
 \end{aligned} \tag{I.22}$$

En substituant les développements limités et additionnant chacun des tours du primaire N_1 et du secondaire N_2 , puis en moyennant le résultat, on obtient :

$$M = \frac{\mu\pi N_1 N_2 a^2 b^2}{\sqrt{(a+b)^2 + d^2} [(a-b)^2 + d^2]} \tag{I.23}$$

Cependant, cette formule est valable tant que le u donné par l'équation I.20 est éloigné de 1. L'intégrale elliptique de première espèce, K tend vers l'infini quand m tend vers 1 c'est-à-dire quand $d \approx (a-b)^2$. Dans le cas de deux bobines très proches, la précision repose donc sur la méthode que l'on utilise pour estimer les intégrales elliptiques. Des travaux similaires ont été effectués pour des bobines situées arbitrairement dans l'espace [17], [18], mais nous nous centrerons sur des cas simples de bobine parallèles et coaxiales, car comme nous le verrons dans la partie I.4.2, cette géométrie permet de maximiser la transmission de puissance.

Pour l'exhaustivité de cette étude nous noterons qu'il est aussi possible d'estimer les éléments inductifs à partir de l'équation de Poisson, intégrée grâce à la fonction de Green [19], ou en utilisant les fonctions hyperboliques [14]. Mais ces méthodes ne sont pas valables lorsque les deux spires sont trop proches, ce qui est le cas pour notre application.

Lorsque la bobine est constituée de plusieurs tours, il est possible d'obtenir une approximation en multipliant le rayon médian par le nombre de spires du primaire et du secondaire. Pour des sections où la variation du champ entre les spires n'est plus négligeable, il convient de subdiviser le fil en plusieurs filaments, puis de moyenner les résultats [20]. Cependant cette méthode ne permet pas de prendre en compte la répartition du courant.

I.1.3.3 Analyse par discrétisation

A partir de modèles locaux simplifiés qui ont été estimés ou mesurés, il est possible d'estimer le comportement final de l'ensemble en les additionnant. Cette technique ne prend en conséquence pas en compte tous les couplages [21]–[23]. Cette méthode est une approximation mais elle permet d'obtenir de bons résultats, tout en gardant une certaine simplicité de simulation.

I.1.3.4 Analyse par éléments finis

L'analyse par éléments finis peut se faire grâce à un logiciel dédié comme MagNet, FEMM, ASITIC, HFSS, Momentum 3D, FLUX, COMSOL, JMAG.

Afin de maximiser la transmission de puissance (cf partie I.4.2), Nous utiliserons des transformateurs coaxiaux et de forme circulaire. Si l'influence des connecteurs est négligée, ils possèdent une invariance par rotation autour de l'axe central. En coordonnées cylindriques, le champ magnétique sera donc contenu dans le plan \vec{e}_r, \vec{e}_z , et les courants sont selon l'axe \vec{e}_θ . L'analyse peut donc se faire sur un seul plan, comme décrit sur la figure I-5. En dernier lieu, le comportement final est reconstitué par révolution autour de l'axe d'invariance.

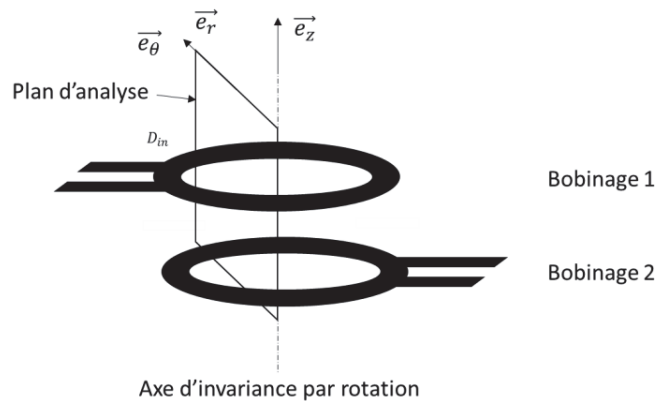


Figure I-5 Transformateur simulé

Le modèle du transformateur est valable pour une fréquence donnée. L'extraction du modèle équivalent se fait en trois étapes. La première est d'imposer un courant dans la première bobine, puis de calculer les pertes et l'énergie magnétique stockée. La première nous permet de calculer la résistance du primaire R_1 , la seconde son inductance L_1 . Un courant est ensuite imposé dans le deuxième bobinage pour obtenir R_2 et L_2 . Enfin, un courant est imposé dans les deux bobinages, l'énergie magnétique obtenue est la somme de l'énergie stockée par les deux inductances mais aussi par-là l'inductance mutuelle, que l'on déduit ensuite en soustrayant les énergies calculées précédemment. Le maillage triangulaire est déterminé automatiquement par le logiciel d'analyse, tel que décrit par la figure I-6.

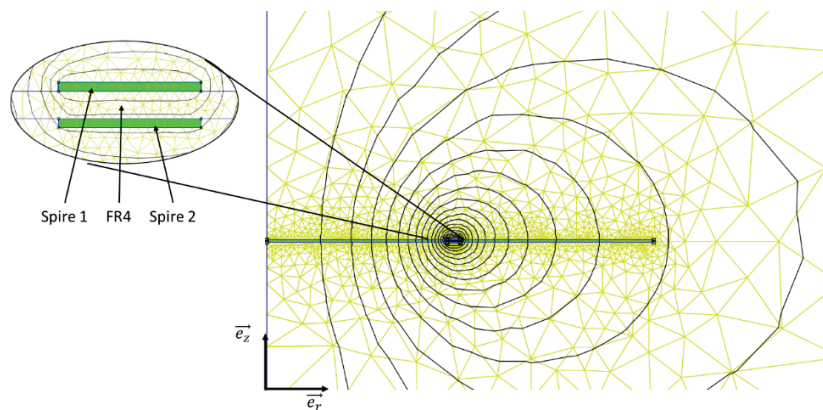


Figure I-6 Exemple de simulation par éléments finis d'un transformateur mono-spires (FEMM)

Cette méthode nécessite un temps de simulation longs, particulièrement quand une grande précision est requise, plus encore lorsqu'une boucle d'optimisation est utilisée [24]. Mais l'évolution constante des performances des machines de calcul laisse à penser que cette méthode deviendra la méthode de prédilection des concepteurs. La suite des travaux utilisera FEEM car c'est un logiciel gratuit, s'interfaçant avec Matlab. Le programme utilisé a été inspiré du travail de Pierre LEFRANC et AM SOKCHEA [25].

En conclusion, nous utiliserons des approximations analytiques pour donner une idée globale des comportements et nous utiliserons l'analyse par élément pour avoir un résultat quantitatif.

I.1.4 Les pertes dans les bobinages et l'environnement

I.1.4.1 La résistance des bobinages

La résistance des bobinages engendre des pertes qui sont liées à la forme et à la conductivité du matériau utilisé. Cette dernière s'exprime par :

$$R_{iDC} = \frac{\rho l}{S} \quad (\text{I.24})$$

avec ρ la résistivité du matériau utilisé pour le bobinage, l et S respectivement la longueur et la section de ce dernier. A cette résistance s'ajoute la résistance R_{iAC} due à l'effet de peau qui augmente avec la fréquence. Cet effet est dû à un phénomène électromagnétique qui provoque l'augmentation de la densité de courant sur la périphérie du conducteur. Le courant se concentre sur une épaisseur caractéristique δ appelée épaisseur de peau. Elle s'exprime :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (\text{I.25})$$

avec μ la perméabilité du matériau utilisé, ρ la conductivité et f la fréquence d'utilisation.

Tant que l'épaisseur de peau est supérieure à la moitié de la dimension la plus faible du conducteur utilisé, R_{iAC} peut être considérée comme négligeable. Lorsque ce n'est pas le cas $R_{iAC}(f)$ peut être approximée comme une résistance proportionnelle à la racine carrée de la fréquence ($R_{iAC} \propto \sqrt{f}$) [26]–[30]. Pour des formes de fils connues et bien définies, il est possible de l'approximer grossièrement de manière analytique [31],[32], [33]. ou avec la méthode dite de Greenhouse [34] [19] [1].

Finalement on peut calculer la résistance des bobinages en sommant ces deux résistances.

$$R_i(f) = R_{iDC} + R_{iAC}(f) \quad (\text{I.26})$$

Cette résistance due à l'effet de peau peut être réduite en utilisant des fils de Litz qui permettent d'augmenter la surface du fil. Des expérimentations ont été faites avec des dispositions permettant d'augmenter la surface des conducteurs imprimées sur PCB [35] [36]–[39], mais cette technique reste limitée par la résistance des vias. L'effet de peau peut aussi être minimisé en empilant des feuilles métalliques [40], au prix d'une complication du processus de production. Lorsque des fils creux sont utilisés, la section de ces derniers affecte considérablement la résistance due à l'effet de peau [26].

I.1.4.2 Les pertes dans les éléments conducteurs environnants

Le champ magnétique émis par le transformateur induit des courants dans les masses conductrices entourant les bobinages. Ces courants engendrent des pertes parfois non négligeables qui peuvent être limitées en minimisant le couplage entre les bobinages et ces matériaux conducteurs. Ces pertes peuvent être estimées analytiquement pour des cas simples, mais un logiciel de simulation par éléments finis s'avère nécessaire dès que l'on sort des cas d'école, (symétrie par rapport au champ magnétique, matériaux homogène, invariances). A ces pertes, il faut ajouter les pertes dues aux couplages électrostatiques avec l'environnement. la modélisation des pertes dans le substrat ne peut pas être correctement estimée avec une simple résistance [19], [41], [42]. Ces pertes sont proportionnelles à la conductivité des éléments au voisinage de l'élément inductif. Dans le cas d'un transformateur ou d'une bobine réalisée sur silicium, la conductivité du substrat peut affecter sensiblement les pertes produites [43]. Cette question sera abordée plus en profondeur dans le chapitre V.

I.1.5 Estimer les couplages électrostatiques

Les capacités parasites entre les spires du transformateur peuvent être modélisées par les capacités C_{12} , C_{s1} et C_{s2} , visibles sur la Figure I-3. Les capacités C_{s1} et C_{s2} limitent la fréquence d'utilisation des bobinages car au-dessus de la fréquence d'auto résonance, leur impédance devient non négligeable face à celle des parties inductives. A haute fréquence le bobinage va donc agir comme un condensateur. L'élément C_{12} définit la qualité de l'isolation dynamique, il convient donc de minimiser au maximum ce dernier. La connaissance de ces couplages est essentielle pour la plupart des applications visées. Ces capacités peuvent être approximées en additionnant des éléments modèles locaux connus (*lumped model*) [7], [44], [45] ou en calculant l'énergie électrostatique stockée [46], [47].

La capacité C_{12} peut-être surestimée en utilisant la formule des condensateurs plans (I.27) si l'on ne prend pas en compte les espaces entre les spires, que l'on considère les bobinages comme des plans de cuivre. Cependant cette formule permet d'avoir une approximation mais ne prend pas en compte les effets de bord (déviation du champ électrique sur les bords), ou les interfaces entre les différents matériaux.

$$C_{12_{max}} \approx \frac{\epsilon S}{e} \quad (\text{I.27})$$

Avec ϵ la permittivité du diélectrique, S la surface en regard et e la distance entre ces surfaces.

Lorsque la capacité est formée par deux pistes sur un PCB, comme décrit sur la Figure. I-7, il faut prendre en compte la permittivité du support. Jow [48] a proposé empiriquement la formule suivante :

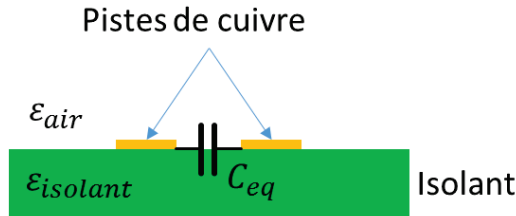


Figure I-7 Capacité équivalente entre deux pistes sur un circuit imprimé

$$C_{eq} = C_{air} + C_{isolant}$$

$$C_{eq} = (\alpha\epsilon_{air} + \beta\epsilon_{isolant})\epsilon_0 \frac{\text{surface en regard}}{\text{espacement}} \quad (\text{I.28})$$

Les prototypes que nous utiliserons seront des circuits imprimés sur FR4, dans ce cas Air / FR4 (α, β) = (0.9,0.1). Pour l'exhaustivité, il est à noter qu'une forme plus précise peut être calculée grâce aux intégrales elliptiques[45], [49]. De plus la répartition des courants au sein des bobinages dépend de la fréquence, et influence les effets de couplage. Finalement, comme pour les éléments inductifs, seule une simulation par éléments finis permet d'avoir un résultat précis.

La disposition des spires a une influence considérable sur le couplage C_{12} entre le primaire et le secondaire. Par exemple, dans le cas d'un transformateur réalisé sur PCB, le fait de mettre les pistes en alternance(cf figure I-8) permet de réduire significativement le couplage [44], [47] [46].

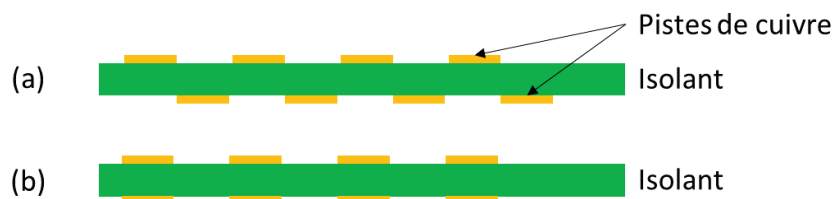


Figure I-8 Exemple de positionnement de spires sur un circuit imprimé. (a) pistes placées en alternance pour avoir un faible couplage. (b) pistes placées en face à face.

Le couplage électrostatique entre les spires d'une inductance est dû aux couplages entre chacune des spires, qu'elles soient côte-à-côte ou éloignées. Les zones où le champ électrique est le plus fort stockent plus d'énergie et sont donc les zones qui influencent le plus sur la capacité inter-spires équivalente. Par exemple, comme décrit sur la figure I-7, dans le cas d'une inductance la position des terminaux aura une influence décuplée par rapport au reste de l'inductance, car c'est là où le champ électrostatique est le plus fort.

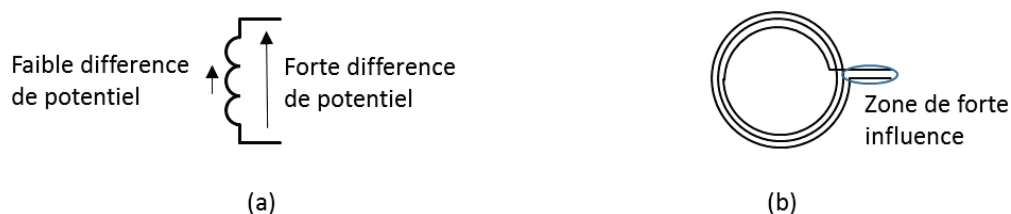


Figure I-9 Schématisation de l'influence de la position des pistes dans le cas général (a), et dans le cas de la spirale (b).

Plus généralement, lorsqu'une inductance est réalisée sur plusieurs couches, la répartition des spires entre les couches affecte grandement la fréquence de résonance finale [46]. Une configuration minimisant le champ électrique maximum entre les spires jointives, diminue sensiblement la totale capacité inter-spires et permet donc d'améliorer sensiblement la fréquence de résonance de la bobine. Cependant, dans le cas de bobines sur PCB ou intégrées, les connections entre couches ajoutées pour obtenir cette configuration rajoutent de la résistance au bobinage.

Le couplage avec les éléments environnants, les autres spires ou le substrat affectent aussi les couplages parasites de l'inductance. D'après Awai et Leite, le fait de tourner une bobine par rapport à l'autre pour changer la position des terminaux influence le comportement final [50]–[53]. Cet effet doit d'autant plus être pris en compte à haute fréquence, où les effets de couplage prennent de l'importance [21]. Avec une inductance intégrée, les couplages avec le substrat C_s , décrits sur la Figure I-10, viennent s'ajouter aux couplages inter-spires C_i . Une excitation différentielle, comme sur la figure I-11, permet de diviser par deux l'influence du couplage électrostatique avec le substrat et donc de diminuer les pertes dans l'inductance [54], car cela limite les pertes au travers des couplages parasites avec le potentiel de référence. Dans ce but, des géométries d'inductance possédant point milieu de l'inductance en leur centre physique ont été proposé [54], pour des applications hautes fréquences. Ce résultat est généralisable aux PCB possédant des plans de masse par exemple.

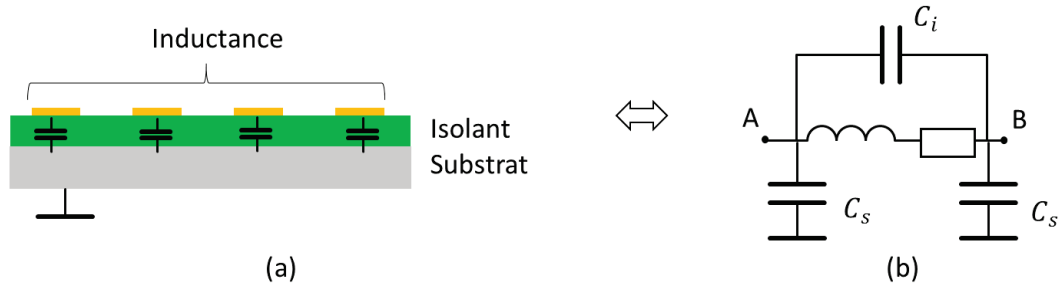


Figure I-10 Schématisation du couplage entre les pistes et le substrat d'une inductance intégrée (a), modèle équivalent de cette inductance (b).

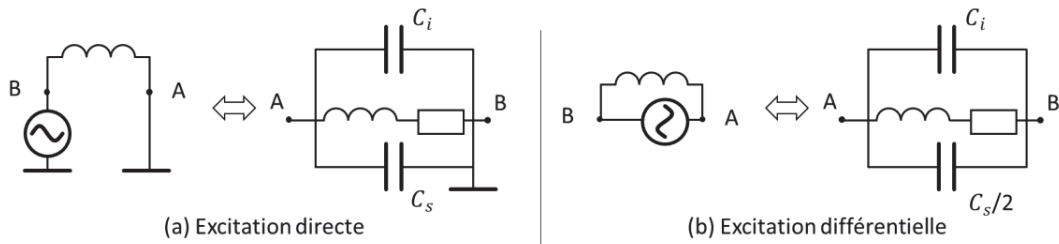


Figure I-11 Effet de l'excitation sur le modèle équivalent d'une inductance, dans le cadre d'une excitation directe (a) ou différentielle (b).

Enfin il est important de noter que le fait de modéliser tous les couplages parasites par ces trois capacités C_{s1} , C_{s2} , C_{12} , comme représenté sur la figure I-3 est une approximation correcte en pratique, mais la réalité est bien plus complexe, car ces capacités sont réparties entre les éléments conducteurs constituant la bobine ou le transformateur.

I.1.6 L'effet de proximité

Lorsque deux conducteurs sont proches l'un de l'autre, comme décrit par la figure I-8, le champ magnétique émis par l'un crée des courants au sein du deuxième et ainsi affecte la répartition du courant dans ce dernier. Dans un transformateur ou une inductance, les courants vont se concentrer vers l'intérieur du bobinage et augmenter sa résistance. Dans la configuration d'une bobine plate, les courants de chaque tour vont s'ajouter augmentant ainsi le phénomène sur les spires externes. Plus les spires sont proches, plus l'effet sera important. Ce phénomène peut être diminué de 20% en faisant varier la section des pistes en fonction de leur position [55]–[58]. Le fil utilisé et l'espacement entre les spires affectent clairement cet effet [57], [59]. Le fait de plaquer le fil utilisé avec un matériau magnétique a permis à Mizuno de réduire la résistance due à cet effet de 40 % [60]. Ce phénomène dépend fortement de la fréquence d'utilisation et peut être modélisé par une résistance placée en série avec l'inductance magnétisante R_c sur la figure I-3 [59], [61], [62].

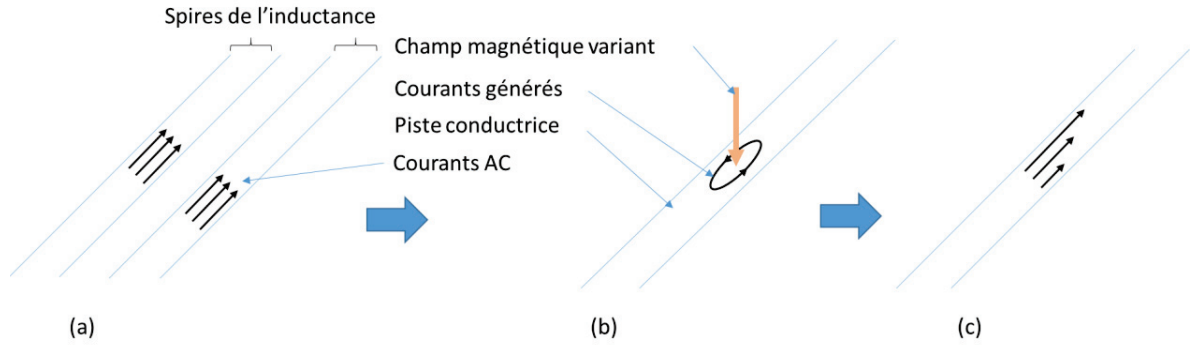


Figure I-12 Description de l'effet de proximité, les courants traversant les pistes (a) génèrent un champ magnétique perpendiculaire à la surface des pistes (b), ce qui engendre une concentration du courant sur les spires extérieures (c)

Ce changement de répartition du courant affecte la résistance des bobinages, les couplages parasites et l'énergie magnétique stockée ou échangée. Comme détaillé dans le chapitre II, l'estimation de la valeur de l'inductance à vide est un élément essentiel lors de la conception d'une alimentation résonnante, nous nous concentrerons donc sur ce point.

Des travaux prenant en compte une répartition du courant non uniforme ont été effectués, [63]–[68]. En supposant le courant réparti selon la loi (I.29)

$$J(r) = \frac{I}{hr \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (\text{I.29})$$

Avec I le courant passant par la bobine, h l'épaisseur de cette dernière et r_1 le rayon intérieur r_2 le rayon extérieur et r la position entre les deux en coordonnées cylindriques.

Dans ce cas l'inductance mutuelle s'exprime :

$$M_{12} = \frac{\mu_0 \pi}{\omega_1 \omega_2 \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right) \ln\left(\frac{a_1}{a_2}\right)} * \int_0^\infty S(kr_2, kr_1) * S(kr_2, kr_1) * Q(k\omega_1, k\omega_2) * e^{-k|z|} dk \quad (\text{I.30})$$

avec a_1 , et a_2 , r_1 et r_2 respectivement les rayons intérieurs et extérieurs de la première et deuxième bobines et S et Q sont des fonctions définies par :

$$S(kx, ky) = \frac{J_0(kx) - J_0(ky)}{k} \quad (\text{I.31})$$

$$Q(kx, ky) = \frac{2}{k^2} \left[\cosh\left(\frac{kx+y}{2}\right) - \cosh\left(\frac{kx-y}{2}\right) \right] \quad \text{Quand } z > \frac{h_1+h_2}{2} \quad (\text{I.32})$$

$$Q(kx, ky) = \frac{2}{k} \left[h + \frac{e^{-kh} - 1}{k} \right] \quad \text{Quand } z = 0, x = y = h$$

Dans cette hypothèse, la résolution du système peut aussi se faire grâce aux polynômes de Legendre [42], ou obtenue grâce à des développements limités de formules exactes [10], [69].

I.1.7 Conclusion

Les effets de migration de courant rendent les éléments du modèle dépendants de la fréquence. Il est possible d'utiliser des modèles plus complexes afin d'avoir des éléments qui ne varient pas avec la fréquence, tout en ayant un comportement proche de l'élément réel [33]. Cependant ces derniers n'ont pas été utilisés dans les travaux présentés, car le modèle de la figure I-3 ajusté à la fréquence de travail désirée s'est avéré correspondre aux résultats expérimentaux (partie I.2.4).

I.2 Protocole de mesure d'un transformateur à air

La mesure du transformateur à air est très proche de celle utilisée pour les transformateurs conventionnels. Cependant, à taille égale, ils possèdent une impédance plusieurs centaines de fois plus faible, le protocole de mesure doit donc être adapté. Pour les travaux de cette thèse, j'ai utilisé des transformateurs planaires, de taille centimétrique, les impédances en jeu seront par conséquent de l'ordre du nH, du pF et du m Ω . La mesure d'impédances aussi faibles nécessite une attention toute particulière. Le contact entre la sonde et l'élément à mesurer, ainsi que l'état de la métallisation du contact, apportent une impédance parasite variant entre chaque mesure jusqu'à 0,1 Ohms et 0,1nH, impédance non négligeable face à celles des transformateurs que nous utilisons. Par exemple, le couple de serrage d'un connecteur SMA influe sur l'impédance du contact, des clefs dynamométriques sont donc utilisées à cet effet. Le banc de mesure doit être optimisé afin d'assurer des mesures reproductibles, même après un certain nombre de connexions et déconnexions. Dans notre cas, nous avons banni l'utilisation de cavaliers de connexion, car la qualité du contact apporté ne permettait pas de mesure fiable. Ils ont été remplacés par des résistances CMS de 0 Ω ou des soudures directes. L'appareil de mesure utilisé est l'E4990A de Keysight équipé de la tête de mesure 16047 E. Lors des mesures, la tête de lecture de l'impédance-mètre est calibrée régulièrement afin de ne pas être affectée par la dérivation en temps et en température de l'interface de mesure. Les différentes mesures ont été obtenues sous une excitation en courant. Cette dernière permet d'avoir une mesure faible impédance plus fiable et de ne pas être parasitée par l'impédance de l'alimentation de la tête de mesure. Le contact entre la tête et le circuit à mesurer est assuré grâce à des doubles broches de 15mm espacées de 2.54mm, ces dernières sont soudées sur l'élément à mesurer et permettent un contact reproductible avec la tête de mesure. L'impédance de ces doubles broches a été mesurée en soudant leurs extrémités, puis soustraites aux mesures.

Comme expliqué précédemment (parties I.1), les éléments du modèle équivalent du transformateur dépendent de la fréquence. Les inductances, résistances et capacités parasites changent en fonction de la fréquence d'excitation. Il convient donc d'effectuer les mesures sur une gamme de fréquences proche de l'utilisation prévue.

La mesure du modèle équivalent du transformateur à caractériser (figure I-13) s'effectue en quatre étapes. Chacune de ces étapes permet de déterminer les grandeurs décrites dans le tableau I-I. A partir de ces mesures il est possible d'obtenir une première approximation valable pour une fréquence donnée, en observant les courbes. Ce modèle peut être affiné grâce à la méthode de corrélation décrite par la suite (partie I.2.4). Lors de notre

étude, nous nous sommes concentrés sur les transformateurs à rapport de transformation unitaire, $L_1 = L_2$. Notons que la méthode proposée peut s'étendre à tous les transformateurs.

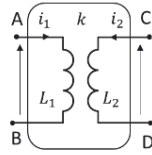


Figure I-13 transformateur à caractériser

Tableau I-I

Etape de mesure de transformateur

Etape	Description	Eléments mesurés
I	Relier A avec B et C avec D. Mesurer la capacité entre le primaire et le secondaire.	C_{12}
II	Mesure d'impédance entre A et B	$L_1, C_{s1}, R_1 + R_m$
III	Mesure d'impédance entre C et D	$L_2, C_{s2}, R_2 + R_m$
IV	Relier C et D, mesure d'impédance entre A et B	L_m, R_1, R_2, R_m

I.2.1 Etape I : Mesure du couplage entre les bobinages

La capacité entre le primaire et le secondaire C_{12} est utilisée lors du dimensionnement afin de prédire le courant de mode commun traversant le transformateur et donc l'isolation dynamique apportée. Pour sa mesure, il convient de court-circuiter le primaire et le secondaire, comme décrit par la figure I-14.

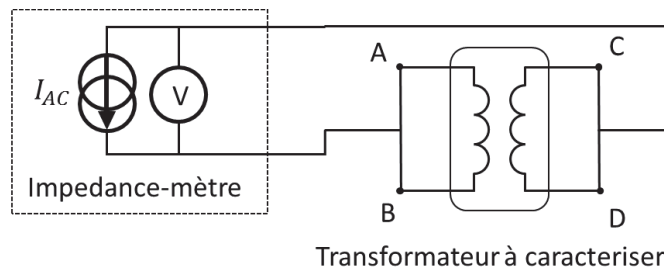


Figure I-14 Mesure du couplage C_{12} entre le primaire et le secondaire.

La capacité équivalente est obtenue facilement avec la fonction analyse de l'impédance-mètre utilisé. Cependant, la valeur mesurée étant à la limite des capacités de mesure de l'appareil utilisée, une attention toute particulière doit être portée sur la calibration de l'appareil et sur la qualité des contacts.

I.2.2 Etapes II et III : Mesure en circuit ouvert du primaire et du secondaire

La mesure en circuit ouvert s'effectue en banchant l'impédance-mètre d'un côté et en laissant l'autre ouvert, tel que décrit par la figure I-15

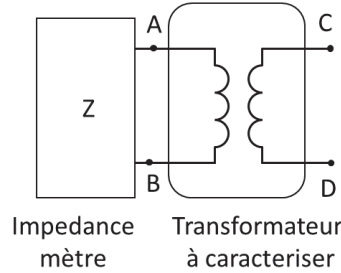


Figure I-15 Mesure en circuit ouvert

Si nous négligeons le courant qui passe au travers de la capacité inter-spires $I_{C_{s2}}$, par rapport au courant passant par le primaire, $I_m + I_{C_{s1}}$ le modèle équivalent du transformateur vu par le primaire devient celui de la figure I-16. Cette approximation est valable si :

$$L_m \omega \ll R_2 + i(L_{e2} - \frac{1}{C_{s2}\omega}) \quad (\text{I.33})$$

Dans ce cas, la mesure en circuit ouvert nous permet d'obtenir $L_{e1}\omega + L_m\omega$, $R_1 + R_c$ et C_{s1} grâce à la fonction « analyse » de l'impédance-mètre. Cependant, dans la plupart des cas, l'impédance de C_{s1} étant très faible face à $L_{e1}\omega + L_m\omega + R_1 + R_c$, sa mesure n'est pas fiable. Elle peut être obtenue en mesurant la fréquence d'auto-résonance f_{oi} , car à cette fréquence l'impédance d'entrée est purement résistive ($Im(Z_i) = 0$). Cette dernière permet ensuite de retrouver C_{s1}

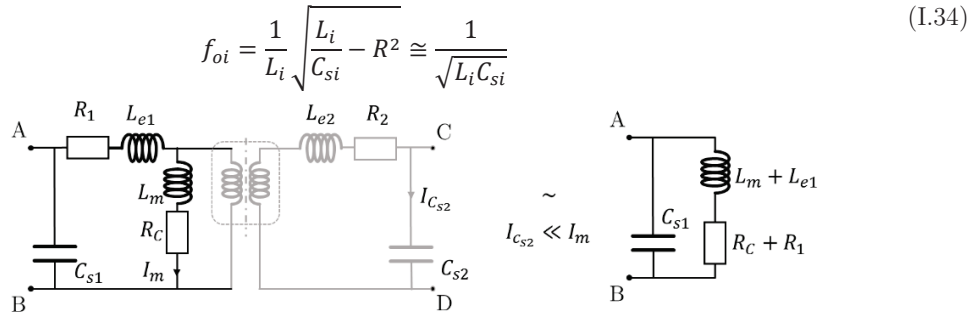


Figure I-16 Modèle équivalent du transformateur vu du primaire avec le secondaire ouvert

A cause de l'effet de peau, dans le cas de bobinages faiblement résistifs, et, la mesure de $R_1 + R_m$ peut-être faussée, car elle est faible devant $L_{e1}\omega + L_m\omega$, et varie avec la fréquence. La résistance $R_1 + R_m$ peut être mesurée de façon fiable en ajoutant un condensateur en série avec l'inductance à vide, comme décrit sur la figure I-17, de manière à ce que le tout résonne à la fréquence de travail désirée. A cette fréquence, comme le montre la figure I-18, l'impédance étant égale à $R_1 + R_m + R_{c1}$. En retirant de cette mesure la résistance équivalente du condensateur R_{c1} ajouté, on obtient la résistance du bobinage. Il est à noter que cette méthode n'est valable que si l'on peut négliger le courant passant par C_{s1} , c'est-à-dire :

$$\left| \frac{1}{iC_{s1}\omega} \right| \gg |R_1 + R_m + i(L_{e1}\omega + L_m\omega)| \quad (I.35)$$

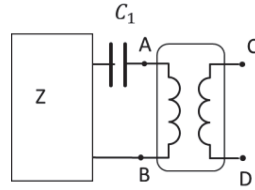


Figure I-17 Association résonnante afin de mesurer précisément la résistance d'un des bobinages.

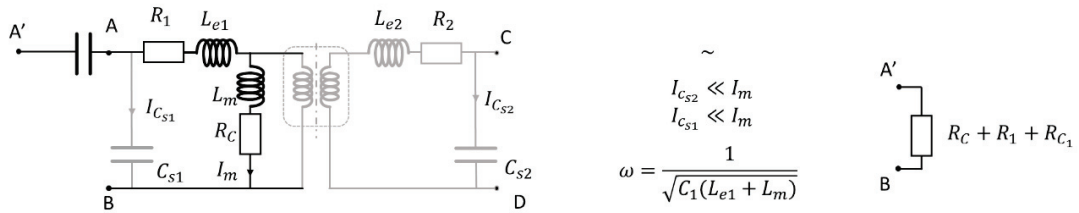


Figure I-18 Modèle équivalent du transformateur associé à un condensateur en série au primaire lors de la résonance.

I.2.3 Etape IV : Mesure en court-circuit

Il faut ensuite effectuer une mesure en court-circuitant le secondaire, comme décrit par la figure I-19. Afin de simplifier les mesures, nous négligerons le courant passant par L_m . Cette approximation n'est valable que si :

$$|iL_m\omega + R_m| \gg |iL_{e2}\omega + R_2| \quad (I.36)$$

Sous ces conditions, la fonction « analyse » de l'impédance mètre nous permet de déduire $L_{e1} + L_{e2}$ et $R_1 + R_2$.

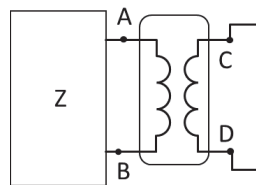


Figure I-19 Mesure avec le secondaire en court-circuit

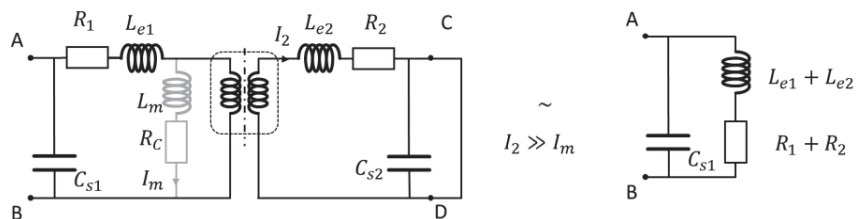


Figure I-20 Modèle équivalent du transformateur lorsque le secondaire est en court-circuit.

Pour conclure, la mesure avec le secondaire ou le primaire ouvert associée à la mesure avec le secondaire en court-circuit nous permet de déduire tous les éléments manquant du modèle L_m , R_1 , R_2 et R_m . Cette méthode donne une approximation satisfaisante. Cependant la mesure par corrélation a été utilisée dans un second temps afin d'affiner les valeurs des éléments du modèle, notamment leur variation avec la fréquence. Cette mesure peut être remplacée par une mesure effectuée en reliant B et D et en mesurant l'inductance entre A et C [70], [71]. On mesure ainsi deux fois l'inductance magnétisante et la résistance équivalente due à l'effet de proximité R_m . En B et C, on ne mesure que les inductances de fuite. Cependant cette mesure n'est souvent pas possible avec des transformateurs sur PCB car l'inductance ajoutée par la connexion entre B et D est souvent non négligeable face à l'inductance du transformateur.

I.2.4 Affinement de la mesure : Mesure par corrélation

Le transformateur est mesuré en circuit ouvert et fermé, puis un programme est utilisé pour ajuster la mesure au modèle équivalent, tel que présenté par la figure I-21. Les résistances sont remplacées par des modèles prenant en compte l'effet de peau, telles que : $R = R_{dc} + R_{ac} \cdot \sqrt{f}$. L'impédance à basse fréquence permet de déterminer R_{dc} et l'observation de la phase à proximité des résonances permet de déterminer finement R_{ac} .

La mesure en court-circuit présente une résonance entre L_{e1} , L_{e2} , L_m et C_{s1} . La fréquence de résonance est alors celle donnée par l'équation I.37, et peut être simplifiée dans le cadre d'un bon couplage.

$$f_{resCC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{s1} * (Le_1 + \frac{Le_2 L_m}{Le_2 + L_m})}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{s1} * (Le_1 + Le_2)}} \quad (I.37)$$

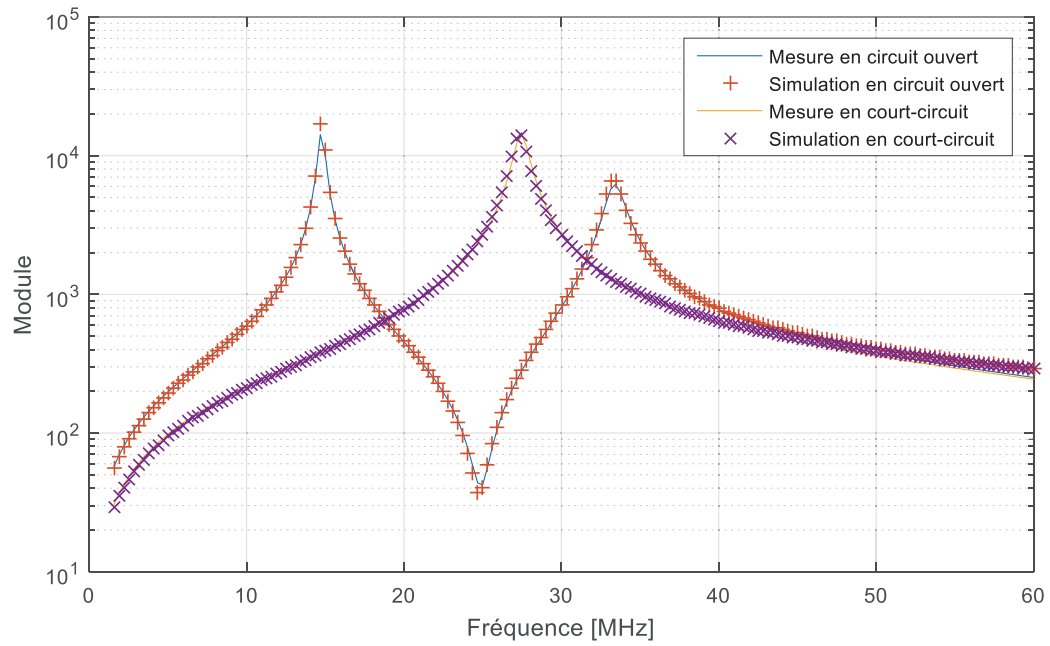
La mesure en circuit ouvert présente deux résonances. Elles sont influencées par les différents composants du circuit, mais leur comportement peut être associé majoritairement à certains composants. La première résonance f_{co1} (basse fréquence) est principalement due à C_{s1} qui résonne avec L_{e1} et L_m . L'impédance présente une deuxième résonance f_{co2} (minimum d'impédance), principalement due à l'interaction entre L_{e1} et L_{e2} avec C_{s2} et la troisième f_{co3} entre L_{e1} et L_{e2} , C_{s1} et C_{s2} .

$$f_{co1} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{s1} * (Le_1 + L_m)}} \quad (I.38)$$

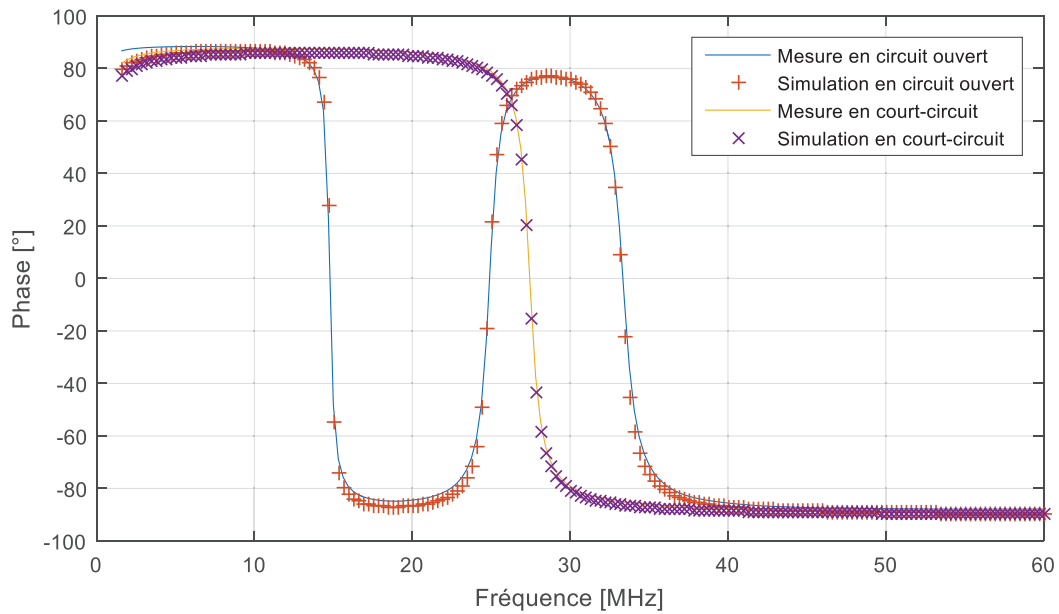
$$f_{co2} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{s2} * (Le_1 + Le_2)}} \quad (I.39)$$

$$f_{co3} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{s1} * (Le_1 + Le_2 - \frac{1}{C_{s2}\omega^2})}} \quad (I.40)$$

Comme nous pouvons le voir sur la figure I-21, le modèle utilisé permet d'obtenir une correspondance quasi parfaite entre la mesure et la simulation. Nous pouvons donc en conclure que le modèle choisi est suffisamment fin et que la méthode de mesure permet d'obtenir les bonnes valeurs pour les éléments du modèle. Nous utiliserons donc ce modèle et cette méthode de mesure pour la suite des travaux. De plus, durant mes travaux j'ai remarqué que la mesure sans corrélation suffit la plupart du temps, mais pour avoir une mesure fiable des éléments du transformateur, l'ajustement par corrélation permet d'avoir un modèle plus réaliste notamment au niveau de la variation de la résistance avec l'effet de peau.



(a)



(b)

Figure I-21 Corrélation entre la mesure et la simulation du modèle, (a) Module mesuré et simulé, (b) Phase mesurée et simulée.

I.3 Validation de l'estimation analytique du modèle avec des mesures expérimentales

Afin de valider notre estimation du modèle équivalent des transformateurs, plusieurs transformateurs ont été réalisés sur PCB. Ces derniers ont été choisis proches de la forme finale attendue pour notre application (voir partie I.4). Ils sont donc planaires, de taille centimétrique, symétriques et circulaires, et possèdent des bobines coaxiales. Les différents prototypes utilisés sont décrits dans le tableau I-II.

Tableau I-II
Propriétés des transformateurs réalisés sur PCB

Nom	Dext [mm]	Din[mm]	Ravg [mm]	Ntour	Largeur piste [mm]	Epaisseur isolant [mm]
A	10	8	4,5	1	1	0,59
B	14,52	11,48	6,5	1	1,5	1,39
C	30	26	14	1	2	1,39
D	15,34	5,3	5,16	5	0,7	1,39
E	14,52	11,48	6,5	1	1,52	1,39
F	20	18	9,5	1	1	0,59
G	18,24	12,24	7,62	2	1	0,59
H	12,74	5,4	4,535	7	0,3	0,59
I	15,34	5,3	5,16	5	0,7	1,39
J	14,86	11,82	6,67	1	1,524	0,59
K	16,52	13,5	7,505	2	1,52	0,39
L	12	8	5	1	2	0,59
M	12	8	5	1	2	0,59
O	12,18	6,3	4,62	4	0,5	0,59
P	17,34	7,3	6,16	5	0,7	0,59

Le transformateur K n'a pas été simulé sous FEMM car il est de forme hélicoïdale. Les transformateurs L et M présentent les mêmes caractéristiques techniques. Cependant, un motif de cuivre a été placé au centre du transformateur M afin d'améliorer son refroidissement tout en apportant une perturbation minimale du champ magnétique (pas mesurable sur le modèle équivalent).

I.3.1 Calcul de la mutuelle d'inductance

Les formules (I.10) à (I.14) donnent une idée de l'évolution du couplage en fonction des paramètres. Cependant, pour des géométries aussi proches, ces formules sont précises à 50% près, ce qui n'est pas admissible dans le cadre de la conception d'une structure résonnante. Pour des géométries de spires aussi proches, le développement limité des intégrales elliptiques proposé, s'avère faussé, amenant à des résultats présentant des écarts de plus de 200% avec les mesures pour l'équation (I.23). De plus, le champ émis par la première spire traversant la seconde n'étant pas constant sur la surface, l'équation (I.14) présente aussi des différences allant jusqu'à 100% pour ce type de géométrie. En revanche, les équations (I.30), (I.20) et la simulation par éléments finis permettent d'obtenir des estimations plus précises, donnés dans le tableau I-III.

Tableau I-III
Mesures et calcul de l'inductance mutuelle

Prototype	Mesure	(I.30)	(I.20)	FEMM	Unité
A	10,2	10,3	10,3	9,5	nH
B	12,7	11,9	13,4	11,4	nH
C	37,3	41,0	38,7	36,6	nH
D	160,0	147,0	129,0	142,7	nH
E	12,5	11,9	13,4	11,4	nH
F	28,2	36,1	30,3	29,0	nH
G	57,4	58,7	54,6	57,3	nH
H	342,0	327,0	250,0	353,0	nH
I	164,0	151,0	140,0	149,0	nH
J	15,5	17,3	15,7	16,1	nH
L	9,1	8,9	8,8	9,3	nH
M	9,0	8,9	8,8	9,3	nH
O	123,7	113,0	97,3	124,0	nH
P	240,7	239,0	173,0	249,0	nH

Comme le montre le tableau I-IV, si l'on néglige les erreurs de mesure, l'équation (I.30) offre en moyenne une approximation à 30% près, alors que la méthode des intégrales elliptiques permet en moyenne 11 % de précision. Enfin, la simulation par éléments finis (FEMM), permet une approximation proche en moyenne à 5% près. Cependant la simulation par éléments finis est potentiellement plus précise, car, comme expliqué dans la partie I.2, les parties inductives de ces transformateurs étant proches du nH, les mesures sont fortement perturbées et peuvent apporter une part d'erreur qui n'est pas due à la simulation.

Tableau I-IV
Erreur d'estimation de l'inductance mutuelle

	(I.31)	(I.21)	FEMM	Unité
Erreur moyenne	31,72	10,65	4,72	%
Erreur maximum	47,8	28,1	10,81	%

En conclusion, seule la simulation par éléments finis permet d'avoir une idée précise du modèle équivalent du transformateur en fonction de sa géométrie.

I.3.2 Calcul de l'inductance à vide

Les différents transformateurs ont été mesurés puis leur valeur d'inductance à vide simulée, les résultats sont donnés dans le tableau I-V. Comme le montre le tableau VI, il est possible de prédire à 50% près la valeur finale de l'inductance grâce à l'équation (I.18), l'approximation polynomiale proposée par Mohan [3] permet d'avoir une précision proche de 20% et enfin les simulations par éléments finis, permettent une erreur inférieure à 10%. Cependant, là aussi la précision de la mesure est à considérer.

Cette précision est sûrement meilleure, du fait que la fiabilité des mesures perturbe ce résultat. De plus, dans la simulation par éléments finis ; les spires sont modélisées par des spires parfaitement circulaires et non des spirales, ce qui fausse les résultats lorsqu'il y a plusieurs tours.

Tableau I-V
Résultats de la mesure et des calculs de l'inductance à vide

Prototype	Mesure	(I.18)	Mohan	FEMM	Unité
A	16,0	12,9	17,5	15,2	nH
B	22,7	18,2	24,9	22,0	nH
C	53,2	47,8	62,0	56,0	nH
D	250,0	129,0	270,0	239,0	nH
E	20,4	18,2	24,9	21,9	nH
F	39,9	36,1	45,9	41,2	nH
G	82,4	65,3	97,0	88,0	nH
H	456,0	274,0	513,0	472,0	nH
I	246,0	154,0	292,0	256,0	nH
J	21,9	18,0	25,8	22,7	nH
L	13,4	10,6	15,8	13,3	nH
M	14,0	10,6	15,8	13,3	nH
O	173,0	113,8	191,9	171,0	nH
P	310,5	189,0	354,3	313,0	nH

Tableau I-VI
Erreur d'estimation de l'auto-inductance

	(I.18)	Mohan	FEMM	Unité
Erreur moyenne	25,23	14,49	3,86	%
Erreur maximum	48,4	21,81	7,33	%

Nous avons donc maintenant une idée de la fiabilité de l'estimation obtenue via les différentes méthodes. Nous pouvons donc choisir cette dernière en fonction de la précision désirée. La question est maintenant de savoir comment assurer l'isolation et quelle forme donner au transformateur.

I.4 Les critères de dimensionnement, les différentes formes et structures existantes

Maintenant que nous avons fait le tour des différentes modélisations, nous pouvons inventorier les différentes formes de transformateur à air existantes et les comparer. Mais avant toute chose, le transformateur doit assurer l'isolation entre le primaire et le secondaire, imposant de ce fait une séparation entre le primaire et le secondaire permettant de placer un matériel isolant entre les bobinages.

I.4.1 Assurer une isolation avec un transformateur à air

La qualité d'une isolation est mesurée selon différents critères :

- son comportement en utilisation normale
- son comportement dans des conditions de stress (surtension)
- sa sensibilité à son environnement de travail
- son vieillissement

Au vu de la difficulté de la mesure de ces paramètres, tant par les moyens nécessaires que par le temps requis pour la mesure du vieillissement, nous avons utilisé des normes afin d'être sûr d'obtenir un bon comportement.

- La norme IEC 61010-1 permet d'obtenir la distance d'isolement (*creepage distance*) nécessaire.
- La norme IPC2221B qui a remplacé la IPC2221A permet d'obtenir l'espacement nécessaire entre les pistes conductrices pour le FR4 classique. Un logiciel, *Saturne PCB design*, permet de calculer ces distances sans pour autant avoir à consulter la norme

Le standard DIN VDE V 0884-11 : part 11 décrit la méthode de test permettant de valider le bon comportement de l'alimentation en termes d'isolation.

Au sein du matériau isolant, les parties avec des permittivités diélectriques plus faibles supportent des champs électriques plus forts que le reste de l'isolant. Ce phénomène peut engendrer des décharges, même à une tension inférieure à la tension de claquage de l'isolant. Ces décharges, appelées décharges partielles peuvent carboniser les matériaux lors de leur apparition. Ces dernières érodent petit à petit l'isolant, affectant la durée de vie de l'isolant, ainsi que sa tenue en tension. Par exemple, le matériel FR4 principalement utilisé pour les circuits imprimés possède une isolation de 30kV/mm, mais après vieillissement, cette dernière descend à 12kV/mm. Les arcs électriques ainsi que les décharges partielles doivent donc être limités le plus possible au travers afin d'augmenter la durée de vie du système, mais aussi d'éviter les fortes perturbations électromagnétiques créées par ces phénomènes. Autant au niveau du dessin du circuit que sur la soudure des composants, les angles vifs doivent être évités afin de limiter au maximum l'effet de pointe, qui engendre une surtension locale. De plus, la température et la fréquence diminuent la distance minimale de la création d'arc. Un autre élément à prendre en compte lors de la conception est le comportement en fin de vie. Si en cas de défaut l'isolation se retrouve court-circuitée, cela peut créer des dommages sur les autres composants. Il est aussi important de noter que les PCB actuels sont collés et assemblés grâce à un processus de laminage. Ce dernier ne permet pas de garantir une épaisseur d'isolant constante entre les couches, cet aspect doit donc être pris en compte lors du calcul de l'isolation apportée.

Il est cependant possible de limiter le phénomène des décharges partielle en ajoutant des éléments conducteurs a des potentiels fixés ou non, aussi appelé *field grading rings* [72] ou *corona ring*. Ces éléments permettent de répartir le champ et ainsi éviter des zones avec des champs électriques trop importants.

Certains matériaux permettent des isolations considérables tels que le film polyimide haute tension (HVPF) [73] qui permet une isolation de 120kV/mm et de 80kV/mm après vieillissement.

Le choix de l'isolant et le dessin du transformateur doivent donc être adapté à la haute tension, si l'on veut garantir une durée de vie convenable au produit final. Un matériau bien choisi peut diviser par quatre l'épaisseur nécessaire d'isolant, ce qui améliore significativement le couplage (voir partie I.1.3). Nous devons donc choisir une forme pour le transformateur assurant une isolation tout en minimisant la résistance des bobinages et en maximisant le couplage entre le primaire et le secondaire.

I.4.2 Les différentes formes de transformateur à air

Essentiellement, nous cherchons donc à réaliser un assemblage de deux bobinages séparés par un isolant dont l'épaisseur dépend du matériau utilisé et de l'isolation requise. Afin de réaliser le transformateur sans noyau magnétique présentant le moins de pertes possible, il convient de maximiser le couplage entre les bobinages et de minimiser les pertes produites au sein des bobinages et dans l'environnement, tout en assurant l'isolation statique et dynamique.

Beaucoup de formes sont possibles pour les bobinages, tant que le champ magnétique émis par le primaire traverse tout ou partie du secondaire. Un transformateur simple peut être réalisé en torsadant deux fils l'un avec l'autre [74] [75]. Il est aussi possible d'imaginer une structure où le primaire est un fil et le secondaire est une boucle de Rogowski entourant ce dernier [76]. Ces structures n'étant pas intégrables, elles ont été mises de coté.

Les pertes générées dans l'environnement peuvent être limitées tout en améliorant la compatibilité électromagnétique en concentrant le flux à l'intérieur du transformateur grâce à une structure toroïdale imprimée en 3D [77], [78], gravée dans du silicium [79], réalisée grâce à des via [80] ou des fils de microsoudure [81]. Ces structures sont cependant complexes à réaliser, et se font souvent au prix d'une augmentation significative de la résistance des bobinages.

Afin de minimiser les pertes dans les bobinages, il faut réaliser deux inductances présentant le moins de pertes possible pour une inductance donnée. Or, théoriquement la forme maximisant l'inductance produite avec une longueur de fil donné est l'inductance de Brooks [82], [83]. Cette dernière est un solénoïde formé de spires jointives de rayon interne a , de rayon externe $2a$ et d'épaisseur a , comme présenté en figure I-22.

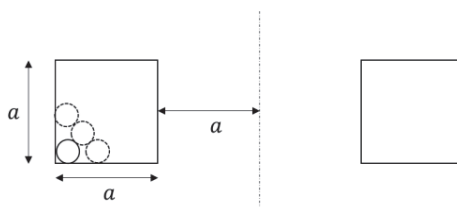


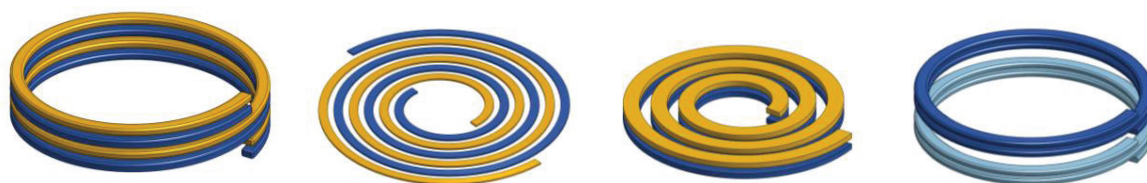
Figure I-22 Modèle de l'inductance de Brooks

Dans un cadre plus général, une structure de type bobine produira une inductance plus élevée qu'une spirale plate [84]. Il est possible de s'approcher d'une structure de type bobine en empilant des couches reliées

par des connexions [85]. Une structure sous forme de fractale permet d'améliorer les propriétés mécaniques du transformateur ou de l'inductance créée, mais cela augmente la résistance des bobinages et la capacité entre le primaire et le secondaire C_{12} , sans augmenter l'inductance ou le couplage [86], [87]. La forme spirale aura la plus grande inductance possible car elle maximise l'aire recouverte [83]. Cependant, si le critère de choix est l'espace utilisé, la forme entourant la surface la plus grande maximisera l'inductance. Par exemple, si une surface carrée est disponible, des spires carrées maximiseront l'inductance créée [50] [88]. Dans le cas d'une inductance plate, la valeur de celle-ci augmente avec le rayon moyen (cf équation I.19) et proportionnellement au carré du nombre de tours. L'utilisation de plus de tours diminue, cependant, le couplage entre les spires, et la résistance de ces dernières. Un compromis est donc à faire entre la surface utilisée et le nombre de spires. Dans une perspective d'intégration nous nous devons de garder une structure de type planaire. Afin de maximiser le ratio entre l'inductance et la résistance, nous nous sommes orientés vers des spires circulaires.

Pour des spires plates circulaires de rayon intérieur R_{in} et extérieur R_{out} , le rapport R_{in}/R_{out} maximisant l'inductance produite par rapport à la résistance (le facteur de qualité), dépend de la fréquence d'utilisation, de la largeur de la piste et de l'espacement entre les pistes. Plus la fréquence d'utilisation est élevée, plus le ratio R_{in}/R_{out} optimal sera élevé. Une piste trop large diminuera le facteur de qualité. Il en va de même pour l'espacement entre les pistes [89].

Une structure de spires entrelacées sur plusieurs couches permet d'avoir un meilleur couplage qu'une structure empilée. Cependant cela provoque une diminution de l'isolation et la capacité entre les pistes [90], [21]. Les structures hélicoïdales comme sur la figure I-23 nécessitent l'utilisation de connexions entre couches pour être réalisées sur PCB ou intégrées dans une puce, ce qui augmente la résistance des bobinages. A longueur de piste donnée, une structure hélicoïdale entrelacée aura une plus grande inductance qu'une structure spirale [84], mais un plus grand couplage inter-spires et donc une fréquence d'auto résonance plus basse, et donc un spectre d'utilisation limité. Il est possible d'améliorer le couplage magnétique entre le primaire et le secondaire en diminuant la distance d'isolation entre les pistes, mais au prix de l'augmentation couplage électrostatique et de la diminution de la tension d'isolation.



Hélicoïdal entrelacé

Spiral entrelacé

Spiral empilé

Hélicoïdal empilé

Figure I-23 Forme de transformateurs planaires à spires circulaires les plus utilisés

Il est important de noter que les bons isolants électriques ne peuvent pas avoir des formes complexes. Le fait de garder une interface d'isolation plate permet de choisir des matériaux avec de bonnes performances et donc de minimiser la distance nécessaire entre les pistes. La suite de ces travaux utilisera donc une structure sous la forme de structures empilées.

En conclusion, la géométrie des bobines influe beaucoup sur les pertes et le couplage du transformateur. L'isolation impose un espacement minimum entre les bobinages et limite le couplage magnétique. La structure finalement choisie est une structure planaire de type empilée (Figure I-23), réalisée avec des spires coaxiales circulaires.

I.5 Transfert de puissance via un transformateur à air

Maintenant que nous savons simuler et mesurer un transformateur à air, nous allons l'intégrer au sein d'une alimentation. Dans les transformateurs classiques, le noyau magnétique permet d'augmenter significativement la perméabilité magnétique du milieu dans lequel se propage le champ magnétique. A géométrie égale, cela a pour effet de multiplier jusqu'à 1000 fois l'inductance magnétisante L_m , et permet de stocker beaucoup moins d'énergie. Le circuit magnétique permet aussi de guider le champ magnétique et donc d'améliorer le couplage entre le primaire et le secondaire. Cependant, l'air présente l'avantage de ne pas produire de pertes fers ou hystérésis et de ne pas saturer, et n'est pas sensible à la température (cf. introduction).

Afin de transmettre de la puissance avec un transformateur, il est possible de l'utiliser dans une architecture « Flyback », que nous développerons en premier. Il est aussi possible de l'alimenter directement ou de l'intégrer dans une structure résonnante, ce que nous décrirons par la suite.

I.5.1 Utilisation d'une architecture «Flyback»

Afin de transmettre la puissance, avec une structure « flyback » telle que celle de la figure I-24, il est possible de stocker de l'énergie magnétique dans le transformateur, puis de la transférer dans le secondaire.

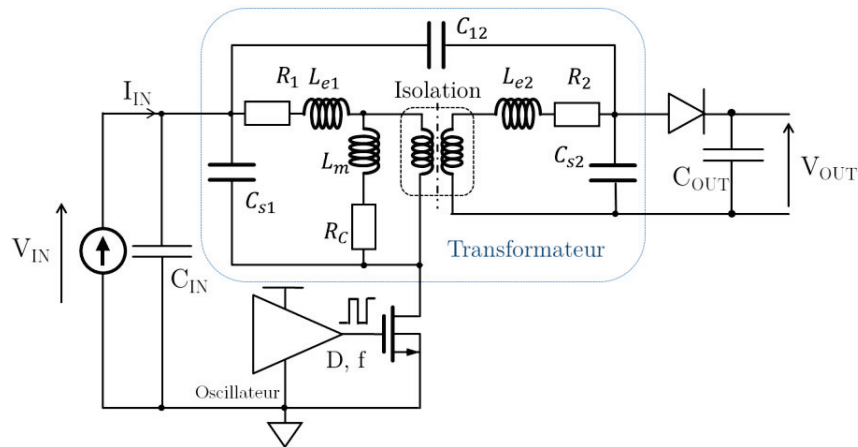


Figure I-24 Structure «Flyback» avec un transformateur à air.

A nombre de tours égal, le fait d'utiliser un transformateur à air diminue grandement l'inductance magnétisante L_m , déplaçant les contraintes sur les éléments actifs. Il est nécessaire d'augmenter la fréquence de fonctionnement et/ou d'utiliser des courants plus élevés afin de transmettre la même quantité d'énergie. Afin de diminuer les pertes dans les éléments actifs, il est possible d'augmenter L_m en augmentant la surface des spires ou le nombre de tours, mais au prix de l'augmentation de R_1, R_2, C_{s1}, C_{s2} et R_m , ce qui augmenterait les pertes dans le transformateur. Un compromis est donc à faire entre les pertes générées au sein des éléments actifs et celles produites par le transformateur. C'est une optimisation que j'ai réalisée dans le cas de la biopile [91], [92]. Dans ce cas particulier, la surface utilisable par le transformateur n'est pas un paramètre critique et permet de réaliser un convertisseur adapté. Le prototype ainsi réalisée est décrit par la figure I-25.

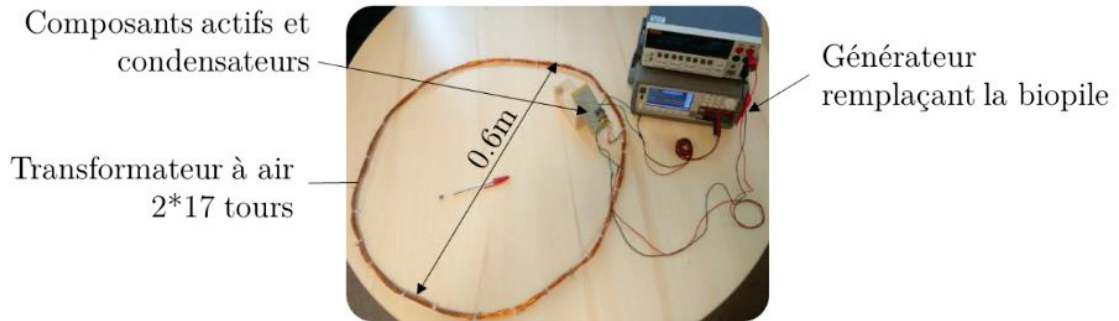


Figure I-25 Convertisseur DC/DC développé pour une biopile.

Un autre aspect notable est que le faible couplage crée des pertes via les inductances de fuites L_{e1} et L_{e2} , qui stockent de l'énergie. Contrairement aux idées reçues, l'utilisation de filtres passifs ne permet pas de récupérer cette énergie perdue, ils permettent seulement de soulager la commutation des éléments actifs.

Cette structure présente plusieurs problèmes majeurs: l'ouverture du transistor se fait lors du maximum du courant; l'inductance de fuite impose une continuité du courant, ce qui augmente considérablement les pertes par commutation, et crée des phénomènes de suroscillation. Suroscillations qui fatiguent les composants et créent des perturbations. De plus le champ magnétique émis par le transformateur est très riche en harmoniques, ce qui engendre de nombreux problèmes vis-à-vis de la compatibilité électromagnétique. Le courant absorbé par la structure est lui aussi riche en harmoniques, ce qui impose un découplage conséquent de l'alimentation. Cette structure peut cependant présenter un intérêt pour des applications bon marché, forte isolation, faible puissance [93].

En résumé, le transformateur à air est limité par la faible énergie stockable et son faible couplage (0.7). Lorsque l'espace utilisé n'est pas une contrainte, les évolutions des composants actifs ainsi que la non saturation du transformateur apportent de la crédibilité à une telle structure. Mais dans notre cas où l'espace utilisé est une contrainte majeure, et que la haute température contraint déjà les éléments actifs, une telle structure serait fortement limitée. Je me suis orienté vers une transmission directe de l'énergie, afin de ne pas être limité par la faible valeur de l'inductance magnétisante offerte par un transformateur à air.

I.5.1.1 Alimentation directe du transformateur.

Lorsque l'on alimente directement le transformateur, comme décrit par la figure I-26, la faible valeur de l'inductance magnétisante L_m draine le courant et, associée à l'inductance L_{e2} , limite la transmission de puissance au secondaire. De plus, comme on peut le voir sur la figure I-27, l'inductance L_{e1} crée un pont diviseur de tension avec l'inductance magnétisante associée au secondaire, ce qui impose d'utiliser une tension d'alimentation bien supérieure à ce que l'on obtiendrait en sortie pour un transformateur symétrique.

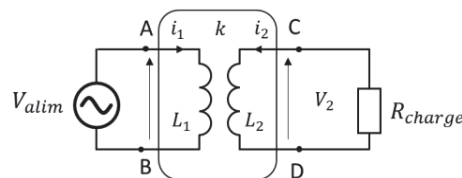


Figure I-26 Alimentation directe du transformateur.

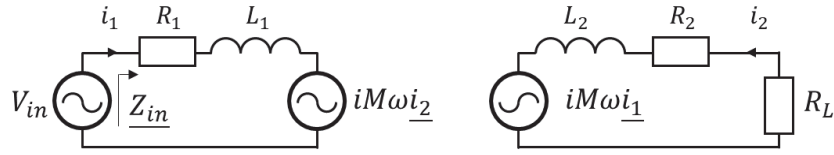


Figure I-27 Modèle équivalent d'un transformateur alimenté directement

$$\mathbf{Z}_{in} = \mathbf{R}_1 + i\mathbf{L}_1\omega + \frac{(\mathbf{M}\omega)^2}{i\mathbf{L}_2\omega + \mathbf{R}_L + \mathbf{R}_2} \quad (\text{I.41})$$

$$\eta = \frac{R_L(\mathbf{M}\omega)^2 \text{Re}(\mathbf{Z}_{in})}{\mathbf{Z}_{in}^2 (\mathbf{R}_2 + \mathbf{R}_L)^2 + (\mathbf{L}_2\omega)^2} \quad (\text{I.42})$$

$$P_{out} = \frac{V_{in}^2 (\mathbf{M}\omega)^2 R_L}{\mathbf{Z}_{in}^2 (\mathbf{R}_L + \mathbf{R}_2)^2 + (\mathbf{L}_2\omega)^2} \quad (\text{I.43})$$

Sans prendre en compte la résistance équivalente du générateur, on obtient une efficacité (η =puissance donnée à la charge/ puissance fournie au montage) généralement inférieure à 1%. Cela est dû au courant passant par l'inductance magnétisante qui n'est donc pas transmis au secondaire. Cela aussi peut se voir dans l'expression du rendement et de la puissance transmise P_{out} . En faisant résonner le transformateur, on peut considérablement augmenter les performances de notre système. L'amplitude et l'efficacité de la transmission de puissance peuvent donc être sensiblement améliorées en utilisant une architecture adaptée.

De plus, une structure résonnante sera beaucoup moins stressante pour les éléments actifs. Les changements produiront moins d'oscillations et donc de pertes et de perturbations électromagnétiques, pour lesquelles le transformateur agit comme une antenne.

Cette résonance est créée avec des condensateurs qui, bien accordés, permettent de compenser l'énergie réactive absorbée par ces inductances, et donc de transférer plus d'énergie, avec un meilleur rendement [8]. Nous allons donc étudier dans le prochain chapitre les architectures résonnantes permettant d'utiliser un transformateur sans noyau magnétique.

I.6 Conclusion

Afin d'étudier la faisabilité et de concevoir une telle alimentation répondant au cahier des charges défini dans l'introduction, nous avons étudié les différents éléments constituant le modèle équivalent du transformateur. En confrontant les mesures aux simulations, nous avons mis en exergue le fait que seule une simulation par éléments finis permet d'avoir une modélisation précise à quelques pourcents du couplage et de la résistance des bobinages. En revanche, pour des géométries simples, l'inductance à vide peut être estimée analytiquement avec une fiabilité de quelques pourcents. Par ailleurs la caractérisation de l'isolation apportée par le transformateur nécessite une campagne de mesure conséquente, cette protection est fortement dépendante du matériau utilisé, de la géométrie des bobinages et de l'encapsulation utilisée. L'isolant utilisé subit des décharges partielles amenant à un vieillissement prématuré, l'épaisseur de l'isolant utilisé doit donc être surdimensionnée en conséquence. La forme des bobinages influe sensiblement les pertes qu'ils génèrent. Cependant, une forme circulaire avec des spires coaxiales minimise les pertes générées. De façon à pouvoir assurer l'isolation entre le primaire et le secondaire, tout en gardant un couplage convenable, nous utiliserons une structure de type empilée. Afin de pouvoir intégrer

la structure conçue, nous nous sommes orientés vers une structure planaire. En dernier lieu, nous avons vu que la puissance transmise peut être sensiblement augmentée grâce à l'utilisation d'une structure résonnante.

En conclusion, maintenant que nous avons une méthodologie afin d'obtenir un modèle fiable, nous allons nous focaliser sur la maximisation du transfert de puissance et le dimensionnement de l'architecture résonnante.

I.7 Bibliographie

- [1] A. M. Niknejad et R. G. Meyer, « Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF ICs », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, n° 10, p. 1470-1481, oct. 1998.
- [2] J. C. Maxwell, *A treatise on electricity and magnetism*, vol. 1. Clarendon press, 1881.
- [3] S. S. Mohan, M. del Mar Hersenson, S. P. Boyd, et T. H. Lee, « Simple accurate expressions for planar spiral inductances », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, n° 10, p. 1419-1424, oct. 1999.
- [4] I. Schmidt et A. Enders, « Characterization and concept for optimization of planar spiral high power high frequency coils », in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009, 2009*, p. 24-28.
- [5] E.-S. A. M. Hasaneen, « Modeling of on-chip inductor and transformer for RF integrated circuits », in *Power Systems Conference, 2006. MEPCON 2006. Eleventh International Middle East, 2006*, vol. 1, p. 65-69.
- [6] S. S. Mohan, C. P. Yue, M. del M. Hersenson, S. S. Wong, et T. H. Lee, « Modeling and characterization of on-chip transformers », in *Electron Devices Meeting, 1998. IEDM '98. Technical Digest., International, 1998*, p. 531-534.
- [7] N. D. To, N. Rouger, J. D. Arnould, N. Corrao, J. C. Crebier, et Y. Lembeye, « Integrated gate driver circuits with an ultra-compact design and high level of galvanic isolation for power transistors », in *2014 8th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), 2014*, p. 1-6.
- [8] J. O. Mur-Miranda *et al.*, « Wireless power transfer using weakly coupled magnetostatic resonators », in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010*, p. 4179-4186.
- [9] W. Wei, Y. Kawahara, N. Kobayashi, et T. Asami, « Characteristic Analysis of Double Spiral Resonator for Wireless Power Transmission », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 1, p. 411-419, janv. 2014.
- [10] F. W. Grover, *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. Courier Corporation, 2004.
- [11] R. Mendes Duarte et G. Klaric Felic, « Analysis of the Coupling Coefficient in Inductive Energy Transfer Systems », *Act. Passive Electron. Compon.*, vol. 2014, p. e951624, juin 2014.
- [12] R. Dengler, « Self inductance of a wire loop as a curve integral », *ArXiv12041486 Phys.*, avr. 2012.
- [13] E. Dallago, M. Passoni, et G. Venchi, « Design and optimization of a high insulation voltage DC/DC power supply with coreless PCB transformer », in *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04, 2004*, vol. 2, p. 596-601 Vol. 2.
- [14] S. Liang et Y. Fang, « Analysis of Inductance Calculation of Coaxial Circular Coils With Rectangular Cross Section Using Inverse Hyperbolic Functions », *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, n° 4, p. 1-9, août 2015.
- [15] « Pi and the AGM: A Study in Analytic Number Theory and Computational Complexity », *Wiley.com*. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.wiley.com/en-us/Pi+and+the+AGM%3A+A+Study+in+Analytic+Number+Theory+and+Computational+Complexity-p-9780471315155>. [Consulté le: 10-janv-2018].
- [16] H. M. Greenhouse, « Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors », *IEEE Trans. Parts Hybrids Packag.*, vol. 10, n° 2, p. 101-109, juin 1974.

- [17] L. Bettaieb, F. Costa, et J.-C. LOURME, « Transmission d'énergie par couplage inductif. Application aux capteurs biomédicaux intégrés », in *Symposium de Génie Électrique 2014*, Cachan, France, 2014.
- [18] S. Babic, F. Sirois, C. Akyel, et C. Girardi, « Mutual Inductance Calculation Between Circular Filaments Arbitrarily Positioned in Space: Alternative to Grover's Formula », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, n° 9, p. 3591-3600, sept. 2010.
- [19] A. M. Niknejad, R. Gharpurey, et R. G. Meyer, « Numerically stable Green function for modeling and analysis of substrate coupling in integrated circuits », *IEEE Trans. Comput.-Aided Des. Integr. Circuits Syst.*, vol. 17, n° 4, p. 305-315, avr. 1998.
- [20] S. Babic et C. Akyel, « Improvement in calculation of the self- and mutual inductance of thin-wall solenoids and disk coils », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, n° 4, p. 1970-1975, juill. 2000.
- [21] J. R. Long, « Monolithic transformers for silicon RF IC design », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, n° 9, p. 1368-1382, sept. 2000.
- [22] J. R. Long et M. A. Copeland, « The modeling, characterization, and design of monolithic inductors for silicon RF IC's », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, n° 3, p. 357-369, mars 1997.
- [23] M. Dehan, J.-P. Raskin, I. Huynen, et D. Vanhoenacker-Janvier, « An improved multilayer analysis for monolithic inductors », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 1, p. 100-108, janv. 2003.
- [24] R. Prieto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, J. Uceda, et M. Christini, « Errors obtained when 1D magnetic component models are not properly applied », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, 1999, vol. 1, p. 206-212 vol.1.
- [25] S. Am, P. Lefranc, et D. Frey, « Design methodology for optimising a high insulation voltage insulated gate bipolar transistor gate driver signal transmission function », *IET Power Electron.*, vol. 8, n° 6, p. 1035-1042, 2015.
- [26] S.-H. Lee et R. D. Lorenz, « Development and Validation of Model for 95%-Efficiency 220-W Wireless Power Transfer Over a 30-cm Air Gap », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, n° 6, p. 2495-2504, nov. 2011.
- [27] P. Meyer, P. Germano, et Y. Perriard, « FEM modeling of skin and proximity effects for coreless transformers », in *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2012, p. 1-6.
- [28] H. A. Wheeler, « Formulas for the Skin Effect », *Proc. IRE*, vol. 30, n° 9, p. 412-424, sept. 1942.
- [29] P. Meyer et Y. Perriard, « Skin and proximity effects for coreless transformers », in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011, p. 1-5.
- [30] D. D. Zutter et L. Knockaert, « Skin Effect Modeling Based on a Differential Surface Admittance Operator », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 8, p. 2526-2538, août 2005.
- [31] W. K. Mo, D. K. W. Cheng, et Y. S. Lee, « Design and analysis of planar inductors », in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, 1995, vol. 1, p. 817-823 vol.1.
- [32] H.-M. Hsu, « Effective series-resistance model of spiral inductors », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 46, n° 2, p. 107-109, juill. 2005.
- [33] Y. Cao *et al.*, « Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, n° 3, p. 419-426, mars 2003.
- [34] M. J. Tsuk et J. A. Kong, « A hybrid method for the calculation of the resistance and inductance of transmission lines with arbitrary cross sections », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, n° 8, p. 1338-1347, août 1991.
- [35] I. Lope, J. Acero, J. Serrano, C. Carretero, R. Alonso, et J. M. Burdio, « Minimization of vias in PCB implementations of planar coils with litz-wire structure », in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, p. 2512-2517.

- [36] I. Lope, C. Carretero, J. Acero, R. Alonso, et J. M. Burdio, « Frequency-Dependent Resistance of Planar Coils in Printed Circuit Board With Litz Structure », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, n° 12, p. 1-9, déc. 2014.
- [37] C. R. Sullivan, « Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, n° 2, p. 283-291, mars 1999.
- [38] S. Wang, M. A. de Rooij, W. G. Odendaal, J. D. van Wyk, et D. Boroyevich, « Reduction of high-frequency conduction losses using a planar litz structure », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, n° 2, p. 261-267, mars 2005.
- [39] I. Lope, J. Acero, J. M. Burdío, C. Carretero, et R. Alonso, « Design and Implementation of PCB Inductors With Litz-Wire Structure for Conventional-Size Large-Signal Domestic Induction Heating Applications », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, n° 3, p. 2434-2442, mai 2015.
- [40] C. R. Sullivan, « Layered foil as an alternative to litz wire: Multiple methods for equal current sharing among layers », in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2014, p. 1-7.
- [41] W. B. Kuhn, X. He, et M. Mojarradi, « Modeling spiral inductors in SOS processes », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 51, n° 5, p. 677-683, mai 2004.
- [42] J. Sieiro, J. M. López-Villegas, J. Cabanillas, J. A. Osorio, et J. Samitier, « A physical frequency-dependent compact model for RF integrated inductors », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 1, p. 384-392, janv. 2002.
- [43] K. Mallik, A. Abuelgasim, N. Hashim, P. Ashburn, et C. H. de Groot, « Analytical and numerical model of spiral inductors on high resistivity silicon substrates », *Solid-State Electron.*, vol. 93, p. 43-48, mars 2014.
- [44] L. Jianbing, S. Yujie, N. Zhongxia, et Z. Dongfang, « Modeling, simulation and optimization design of PCB planar transformer », présenté à ICEMS 2005: Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005, vol. 3, p. 1736-1739.
- [45] U.-M. Jow et M. Ghovanloo, « Modeling and Optimization of Printed Spiral Coils in Air, Saline, and Muscle Tissue Environments », *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 3, n° 5, p. 339-347, oct. 2009.
- [46] C. K. Lee, Y. P. Su, et S. Y. R. Hui, « Printed Spiral Winding Inductor With Wide Frequency Bandwidth », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, n° 10, p. 2936-2945, oct. 2011.
- [47] A. Zolfaghari, A. Chan, et B. Razavi, « Stacked inductors and transformers in CMOS technology », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, n° 4, p. 620-628, avr. 2001.
- [48] U.-M. Jow et M. Ghovanloo, « Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Transcutaneous Inductive Power Transmission », *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 1, n° 3, p. 193-202, sept. 2007.
- [49] E. Chen et S. Y. Chou, « Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: modeling and experiments », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, n° 6, p. 939-945, juin 1997.
- [50] B. Leite, E. Kerherve, J. B. Begueret, et D. Belot, « Transformer topologies for mmW integrated circuits », in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, p. 181-184.
- [51] I. Awai, Y. Zhang, T. Komori, et T. Ishizaki, « Coupling coefficient of spiral resonators used for wireless power transfer », in *Proc. 2010 Asia Pacific Microwave Conf*, 2010, p. 1328-1331.
- [52] I. Awai, « Basic characteristics of “Magnetic resonance” wireless power transfer system excited by a 0 ohm power source », *IEICE Electron. Express*, vol. 10, n° 21, p. 20132008-20132008, 2013.
- [53] I. Awai et Y. Zhang, « Coupling coefficient of resonators—An intuitive way of its understanding », *Electron. Commun. Jpn. Part II Electron.*, vol. 90, n° 9, p. 11-18, sept. 2007.

- [54] M. Danesh, J. R. Long, R. A. Hadaway, et D. L. Harame, « A Q-factor enhancement technique for MMIC inductors », in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, 1998, vol. 1, p. 183-186 vol.1.
- [55] I. J. Bahl, « Improved quality factor spiral inductors on GaAs substrates », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 9, n° 10, p. 398-400, oct. 1999.
- [56] J. Craninckx et M. S. J. Steyaert, « A 1.8-GHz low-phase-noise CMOS VCO using optimized hollow spiral inductors », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, n° 5, p. 736-744, mai 1997.
- [57] J. M. Lopez-Villegas, J. Samitier, C. Cane, P. Losantos, et J. Bausells, « Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 1, p. 76-83, janv. 2000.
- [58] F. Mernyei, F. Darrer, M. Pardoen, et A. Sibrai, « Reducing the substrate losses of RF integrated inductors », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 8, n° 9, p. 300-301, 1998.
- [59] G. K. Felic, D. Ng, et E. Skafidas, « Investigation of Frequency-Dependent Effects in Inductive Coils for Implantable Electronics », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, n° 4, p. 1353-1360, avr. 2013.
- [60] T. Mizuno, S. Yachi, A. Kamiya, et D. Yamamoto, « Improvement in Efficiency of Wireless Power Transfer of Magnetic Resonant Coupling Using Magnetoplated Wire », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, n° 10, p. 4445-4448, oct. 2011.
- [61] D. R. Zimmanck et C. R. Sullivan, « Efficient calculation of winding-loss resistance matrices for magnetic components », in *2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2010, p. 1-5.
- [62] J. H. Spreen, « Electrical terminal representation of conductor loss in transformers », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, n° 4, p. 424-429, oct. 1990.
- [63] W. G. Hurley et M. C. Duffy, « Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, n° 4, p. 2416-2422, juill. 1995.
- [64] W. G. Hurley, M. C. Duffy, J. Zhang, I. Lope, B. Kunz, et W. H. Wolfle, « A Unified Approach to the Calculation of Self- and Mutual-Inductance for Coaxial Coils in Air », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 11, p. 6155-6162, nov. 2015.
- [65] S. C. Tang, S. Y. R. Hui, et H. Chung, « Characterization of coreless printed circuit board (PCB) transformers », in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99*, 1999, vol. 2, p. 746-752 vol.2.
- [66] M. T. Carpenter et M. A. H. Broadmeadow, « Design of coreless PCB transformers for power and signal isolation in a modular ADC system for power quality data acquisition », in *Power Engineering Conference (AUPEC), 2014 Australasian Universities*, 2014, p. 1-6.
- [67] L. Rulai et Z. Yisheng, « The structure and analysis of coreless printed circuit board transformers », in *2003 6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, 2003. Proceedings*, 2003, p. 758-761.
- [68] Y. P. Su, X. Liu, et S. Y. Hui, « Extended Theory on the Inductance Calculation of Planar Spiral Windings Including the Effect of Double-Layer Electromagnetic Shield », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 4, p. 2052-2061, juill. 2008.
- [69] H. B. Dwight, « Some New Formulas for Reactance Coils », *Am. Inst. Electr. Eng. Trans. Of*, vol. XXXVIII, n° 2, p. 1675-1696, juill. 1919.
- [70] B. X. Foo, A. L. F. Stein, et C. R. Sullivan, « A step-by-step guide to extracting winding resistance from an impedance measurement », in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, p. 861-867.

- [71] C. R. Sullivan, « Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or three-dimensional field geometry », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, n° 1, p. 142-150, janv. 2001.
- [72] X. Zou, R. Yue, et Y. Wang, « Etched junction termination extension with floating guard rings and middle rings for ultrahigh-voltage 4H-SiC PiN diodes », in *2016 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, 2016, p. 418-421.
- [73] « (14) Dielectric Breakdown of Polyimide Films: Area, Thickness and Temperature Dependence », *ResearchGate*. [En ligne]. Disponible sur: https://www.researchgate.net/publication/224113877_Dielectric_Breakdown_of_Polyimide_Films_Area_Thickness_and_Temperature_Dependence. [Consulté le: 03-juill-2018].
- [74] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome, et Y. Saito, « A new type high frequency transformer », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, n° 6, p. 5205-5207, nov. 1991.
- [75] K. Onda, A. Kanouda, T. Takahashi, S. Hagiwara, et H. Horie, « Thin type DC/DC converter using a coreless wire transformer », in *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record*, 1994, p. 1330-1334 vol.2.
- [76] A. P. Nurmansah et S. Hidayat, « Design and testing PCB Rogowski-coil current sensor for high current application », in *2017 International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)*, 2017, p. 493-497.
- [77] W. Liang *et al.*, « Low-Mass RF Power Inverter for CubeSat Applications Using 3-D Printed Inductors », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, n° 2, p. 880-890, juin 2017.
- [78] P. N. Murgatroyd et D. P. Eastaugh, « Optimum shapes for multilayered toroidal inductors », *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 147, n° 1, p. 75-81, janv. 2000.
- [79] V. Ermolov *et al.*, « Microreplicated RF toroidal inductor », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 1, p. 29-37, janv. 2004.
- [80] J. Phinney, J. H. Lang, et D. J. Perreault, « Multi-resonant microfabricated inductors and transformers », in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 6, p. 4527-4536 Vol.6.
- [81] E. Macrelli *et al.*, « Modeling, Design, and Fabrication of High-Inductance Bond Wire Microtransformers With Toroidal Ferrite Core », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 10, p. 5724-5737, oct. 2015.
- [82] H. B. Brooks, « Design of standards of inductance and the proposed use of model reactors in the design of air-core and iron-core reactors », *J. Res. Natl. Bur. Stand.*, vol. 7, p. 289-330, 1931.
- [83] P. N. Murgatroyd, « The optimal form for coreless inductors », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, n° 3, p. 2670-2677, mai 1989.
- [84] A. Robichaud, M. Boudreault, et D. Deslandes, « Comparison between inductance topologies for resonant wireless power transmission applications », in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2012 Asia-Pacific*, 2012, p. 397-399.
- [85] H. Wang, L. Xie, G. Zhang, X. He, et Z. Chen, « A 50 kJ Inductive/Capacitive Storage Module With Solid-State High-Power Opening Switch Based on Counter-Current Thyristor », *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 43, n° 8, p. 2658-2662, août 2015.
- [86] N. Lazarus, C. D. Meyer, et S. S. Bedair, « Fractal Inductors », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, n° 4, p. 1-8, avr. 2014.
- [87] F. Khan, Y. Zhu, J. Lu, J. Pal, et D. V. Dao, « Micromachined Coreless Single-Layer Transformer Without Crossovers », *IEEE Magn. Lett.*, vol. 6, p. 1-4, 2015.
- [88] K. Kawabe, H. Koyama, et K. Shirae, « Planar inductor », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 20, n° 5, p. 1804-1806, sept. 1984.

- [89] Y. Su, X. Liu, C. K. Lee, et S. Y. Hui, « On the relationship of quality factor and hollow winding structure of coreless printed spiral winding (CPSW) inductor », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 6, p. 3050-3056, juin 2012.
- [90] H.-B. Liang *et al.*, « An Analysis of Perfect-Magnetic-Coupling Ultra-Low-Loss Micromachined SMIS RF Transformers for RFIC Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 12, p. 4256-4267, déc. 2006.
- [91] Y. Wanderoild, A. Morel, A. Capitaine, et G. Pillonnet, « A 50 W Microbial Fuel Cell Isolated Energy Harvesting Interface Based on Air Coupled Inductors », mars-2018. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.ingentaconnect.com/contentone/asp/jolpe/2018/00000014/00000001/art00019>. [Consulté le: 03-juill-2018].
- [92] Y. Wanderoild, A. Capitaine, A. Morel, et G. Pillonnet, « 100 W Coreless Flyback Converter for Microbial Fuel Cells Energy Harvesting », in *2017 New Generation of CAS (NGCAS)*, 2017, p. 33-36.
- [93] A. Bouabana, C. Sourkounis, et M. Mallach, « Design and analysis of different structure of a coreless planar transformer for a flyback converter », in *2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2012, p. 827-831.

II. UNE ARCHITECTURE RESONNANTE AUTOUR D'UN TRANSFORMATEUR A AIR

Sommaire

II.1	La formation d'une structure résonnante	43
II.2	Les pertes générées par les condensateurs	47
II.3	Dimensionnement des condensateurs de compensation	48
II.4	Comparaison entre les topologies	55
II.5	Validation expérimentale.....	55
II.6	Conclusion	61
II.7	Bibliographie.....	61

Pour transmettre efficacement l'énergie au travers du transformateur, des condensateurs sont ajoutés en série ou en parallèle avec les bobinages. Ces condensateurs permettent de compenser l'énergie réactive absorbée par le transformateur, et ainsi former des circuits résonants. Cette résonance est créée par l'oscillation de l'énergie entre le champ magnétique des bobinages et le champ électrique des condensateurs. Pour minimiser l'espace utilisé, nous chercherons à maximiser la puissance transmise au travers d'un transformateur et ainsi par itération déterminer le plus petit transformateur permettant de transmettre la puissance requise. Le maître mot de ce chapitre est donc d'identifier les éléments à ajouter autour du transformateur afin de maximiser la transmission de puissance.

Dans ce chapitre nous analyserons les quatre principales structures permettant de former un système résonnant avec le transformateur. Je développerai ensuite une méthode permettant de calculer la valeur des condensateurs à ajouter afin de maximiser la transmission de puissance, tout en prenant en compte les éléments parasites, puis les différentes topologies seront comparées. Enfin nous validerons expérimentalement l'approximation au premier harmonique faite lors de l'analyse théorique de ces structures.

II.1 La formation d'une structure résonnante

II.1.1 Avant-propos

Pour bien comprendre le phénomène de résonance, je propose de considérer le problème en faisant l'analogie avec un système mécanique. On peut ainsi considérer le transformateur comme un système de deux pendules reliés par un ressort. Chacun des pendules représentant un résonateur composé d'un bobinage et d'une capacité de compensation, comme décrit sur la figure II-1.

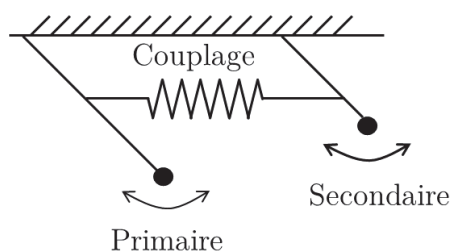


Figure II-1 Analogie avec des pendules

L'alimentation serait alors une excitation externe faisant osciller le premier, qui ensuite, via le ressort, transmet les oscillations au deuxième, qui pour l'exemple, servira à réchauffer un liquide. Le ressort représente alors le couplage entre le primaire et le secondaire. Si et seulement si, les deux pendules ont la même fréquence de résonance, l'énergie sera efficacement transmise entre les deux. Comme le mouvement se communique mécaniquement via le ressort, plus il sera raide, meilleure sera la transmission, il en va de même pour le transformateur, plus le couplage entre les bobinages est faible moins il sera possible de transférer de l'énergie. De plus, comme cela serait le cas pour une balançoire, seules des impulsions données à la fréquence de résonance du primaire permettront de lui imprimer facilement un mouvement d'oscillation. La viscosité du liquide à réchauffer représente la charge branchée sur le secondaire du transformateur. Une viscosité trop grande, les oscillations seront trop amorties, à l'inverse un milieu trop fluide donnera une moindre récupération d'énergie.

Pour revenir à notre système électrique, notre transformateur ne pourra transmettre de l'énergie efficacement seulement si le générateur excite le primaire à la fréquence de résonance de ce dernier. Cette énergie sera bien transmise, si le couplage est bon, et que les résonateurs sont accordés avec la fréquence de la source d'énergie, et pour finir, de la même façon qu'il existe une viscosité idéale du liquide, dans notre analogie, il existe une charge permettant de maximiser l'extraction de l'énergie du secondaire.

II.1.2 Les structures standards

Afin de créer un phénomène de résonance électrique, des condensateurs sont ajoutés pour former des « circuits LC » avec les bobinages. Les quatre principales topologies, décrites par la figure II-2, sont obtenues en ajoutant en série ou en parallèle les condensateurs. Les autres topologies dérivent de combinaisons de ces dernières.

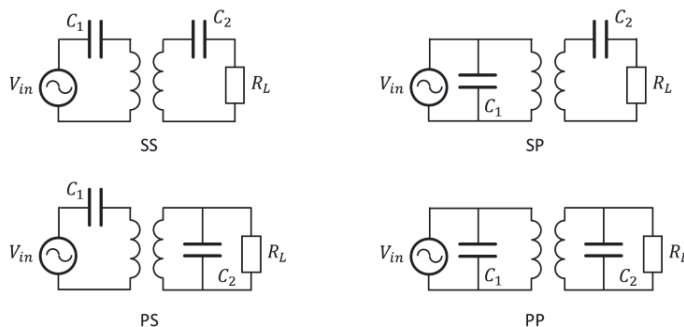


Figure II-2 Topologies de compensation possibles

Afin de pouvoir comparer ces quatre structures, nous allons les analyser analytiquement. Pour les deux principales structures (SS et PP décrite par la figure II-2), nous allons calculer le rendement, la puissance transférée et l'impédance vue par le générateur ($Z_{in} = R_{in} + iX_{in}$). Les formules développées dans ce chapitre serviront de base pour les simulations effectuées dans les prochains chapitres.

II.1.3 Modèle équivalent des différentes topologies

Afin de comparer les différentes topologies l'étude se fera dans un premier temps en ne considérant que le premier harmonique en vue de résoudre le système analytiquement. Dans un premier temps, nous étudierons les structures sans prendre en compte les capacités inter-spires et la résistance équivalente série des condensateurs. Lorsque la fréquence d'auto-résonance des bobinages est très supérieure à la fréquence utilisée pour l'alimentation de la structure, l'influence des capacités inter-spires peut être considérée comme négligeable.

II.1.3.1 La topologie série-série

Lorsque le transformateur est associé à deux condensateurs en série et est alimenté par une source de tension sinusoïdale, le schéma équivalent simplifié est celui de la figure II-3. Des impédances équivalentes, pour le secondaire Z_{ss2} et l'impédance vue par le générateur Z_{in} ont été utilisées afin de simplifier le calcul.

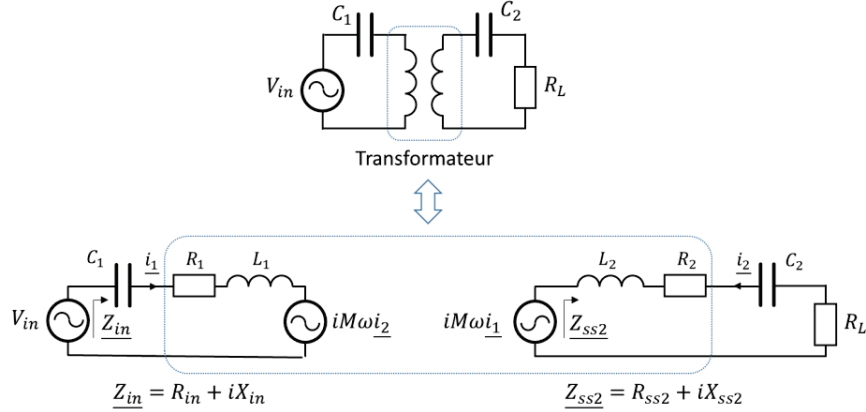


Figure II-3 Modèle équivalent du transformateur compensé avec une topologie série-série

Le couplage entre les deux spires peut être modélisé par une source de tension dépendant du courant traversant le primaire au niveau du secondaire. Cette source de tension voit l'impédance \underline{Z}_{ss2} créée par l'inductance à vide du secondaire, le condensateur de compensation C_2 et la charge. Cette impédance peut se calculer avec R_{ss2} et X_{ss2} qui sont respectivement sa partie réelle et imaginaire.

$$R_{ss2} = R_2 + R_L \quad (\text{II.1})$$

$$X_{ss2} = L_2 \omega \left(1 - \frac{1}{L_2 C_2 \omega^2}\right) \quad (\text{II.2})$$

En utilisant les calculs précédents nous pouvons ramener cette impédance au primaire et ainsi calculer l'impédance vue par le générateur \underline{Z}_{in} , qui elle aussi peut être subdivisée en une partie réelle R_{in} et imaginaire X_{in} .

$$R_{in} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_{ss2}}{R_{ss2}^2 + X_{ss2}^2} \quad (\text{II.3})$$

$$X_{in} = L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{\omega^2 M^2 X_{ss2}}{R_{ss2}^2 + X_{ss2}^2} \quad (\text{II.4})$$

Par définition $\underline{I}_1 = \frac{V_{in}}{\underline{Z}_{in}}$ et $\underline{I}_2 = \frac{I_L}{L}$, \underline{I}_L étant le courant absorbé par la charge R_L

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 \cdot \frac{M \omega}{R_{ss2} + i X_{ss2}} \quad (\text{II.5})$$

Avec ces résultats, nous pouvons ensuite calculer la puissance absorbée par le montage P_{in} , la puissance dissipée par la charge P_L et le rendement η en faisant attention à ne prendre en compte que les puissances actives dans le calcul du rendement.

$$P_L = R_L I_L^2 = \frac{V_{in}^2 \omega^2 M^2 R_L}{(R_{in} + i X_{in})^2 (R_{ss2} + i X_{ss2})^2} \quad (\text{II.6})$$

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_{in}} \quad (\text{II.7})$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{\omega^2 M^2 R_L R_{in}}{(R_{in} + i X_{in})^2 (R_{ss2} + i X_{ss2})^2} \quad (\text{II.8})$$

L'influence des différents éléments n'est pas évidente à première vue, on peut cependant noter que la puissance transmise tout comme l'efficacité diminuent avec la résistance des bobinages. L'impédance vue par le générateur est importante pour la conception de l'alimentation. A basse fréquence, elle tend vers l'infini à cause du condensateur, tout comme à haute fréquence à cause du caractère inductif du transformateur. Cette structure

peut donc être alimentée par un générateur possédant une composante continue ou de fortes harmoniques, car elle n'absorbera pas de courant sur les harmoniques éloignées du fondamental.

De même, une structure se comportant comme une charge purement résistive sur la fréquence d'alimentation sera beaucoup plus 'douce' pour une alimentation à commutation dure type classe D, car son courant s'annulera lors des changements états des éléments actifs, cela est possible pour cette structure avec un choix adéquat de la fréquence d'alimentation, C_1 et C_2 .

II.1.3.2 Topologie Parallèle-parallèle

Le modèle équivalent de la structure parallèle-parallèle est décrit par la figure II-4. Le fait que les éléments soient associés en parallèle complexifie significativement les calculs. Cependant l'utilisation d'impédances équivalentes adéquates, \underline{Z}_{pp2} , \underline{Z}_{pp1} et \underline{Z}_{in} , permet de mener à bien ces calculs.

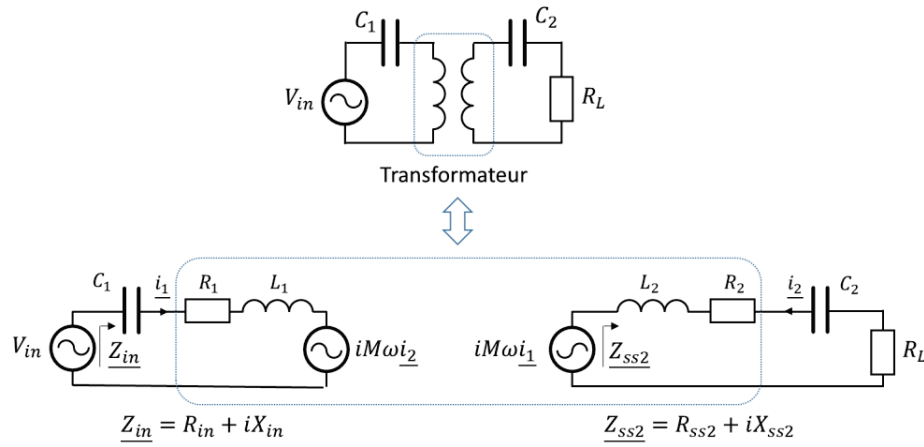


Figure II-4 Modèle équivalent du transformateur compensé avec une topologie parallèle-parallèle

L'impédance de la charge compensée vue par la source de tension du secondaire ($\underline{Z}_{pp2} = R_{pp2} + iX_{pp2}$) peut s'exprimer comme ;

$$X_{pp2} = L_2\omega - \frac{R_L^2 C_2 \omega}{1 + R_L^2 C_2^2 \omega^2} \quad (\text{II.9})$$

$$R_{pp2} = R_2 + \frac{R_L}{1 + R_L^2 C_2^2 \omega^2} \quad (\text{II.10})$$

En ramenant cette impédance au primaire, nous pouvons calculer la variable intermédiaire X'_{pp1} ; et utiliser cette dernière pour obtenir \underline{X}_{in} .

$$X'_{pp1} = X_{pp1} - \frac{1}{C_1\omega} = L_1\omega - \frac{\omega^2 M^2 X_{pp2}}{R_{pp2}^2 + X_{pp2}^2} - \frac{1}{C_1\omega} \quad (\text{II.11})$$

$$R_{pp1} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_{pp2}}{R_{pp2}^2 + X_{pp2}^2} \quad (\text{II.12})$$

$$\underline{X}_{in} = R_{gen} + \frac{\underline{Z}_{pp1}}{iC_1\omega \underline{Z}_{pp1}'} \quad (\text{II.13})$$

$$R_{in} = R_{gen} + \frac{R_{pp1}}{\omega^2 C_1^2 (R_{pp1}^2 + X_{pp1}^2)} \quad (\text{II.14})$$

$$X_{in} = -\frac{1}{\omega C_1} - \frac{X_{pp1}}{\omega^2 C_1^2 (R_{pp1}^2 + X_{pp1}^2)} \quad (\text{II.15})$$

On observe que X_{in} tend vers $R_{gen} + R_1$ quand la fréquence diminue, cette structure laisse donc passer une composante continue, ce qui contraint le choix de l'alimentation utilisée. De plus quand ω tend vers l'infini, X_{in} tend vers R_{gen} , car le condensateur de compensation C_1 vient court-circuiter le primaire du transformateur. Cette structure laisse donc passer les harmoniques hautes fréquences (dévies au travers de C_1), contrairement à la structure série-série qui elle n'absorbe que très peu de courant sur ces harmoniques.

Par définition :

$$I_{gen} = \frac{V_{in}}{Z_{in}}, I_1 = \frac{I_{gen}}{iC_1 \omega Z_{pp1+1}}, I_2 = I_1 \cdot \frac{jM\omega}{R_{pp2} + iX_{pp2}} \text{ et } I_2 = I_L(i\omega C_2 R_L + 1)$$

On en déduit donc :

$$P_L = R_L I_L^2 = \frac{V_{gen}^2 R_L M^2 \omega^2}{(C_1 \omega (R_{pp1} + iX_{pp1}) + 1)^2 (R_{pp2} + iX_{pp2})^2 (i\omega C_2 R_L + 1)^2} \quad (\text{II.16})$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{R_{in} R_L M^2 \omega^2}{(C_1 \omega (R_{pp1} + iX_{pp1}) + 1)^2 (R_{pp2} + iX_{pp2})^2 (i\omega C_2 R_L + 1)^2} \quad (\text{II.17})$$

Tout comme pour la topologie série-série, on peut observer que la puissance transmise et l'efficacité diminuent avec la résistance des bobinages. La même méthode peut être appliquée pour le parallèle série (PS, figure II-2) ou le série parallèle (SP, figure II-2). Les calculs présentés ont été vérifiés grâce à un programme Matlab, qui en se basant sur la description du circuit, calcule l'impédance équivalente en tout point. Ces calculs sont une étape préliminaire, sur laquelle la suite de mes travaux s'est basée.

II.2 Les pertes générées par les condensateurs

Les condensateurs ont une résistance et une inductance parasites R_{ESR} et L_{ESL} , comme dessiné sur la figure II-5. L'inductance parasite est due à la connexion et la conception du condensateur. La résistance équivalente série est due à la qualité de la connexion mais aussi et surtout au diélectrique utilisé et ne doit pas être confondue avec la résistance d'autodécharge. La résistance série due au diélectrique est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité et dépend de la technologie utilisée, telle que :

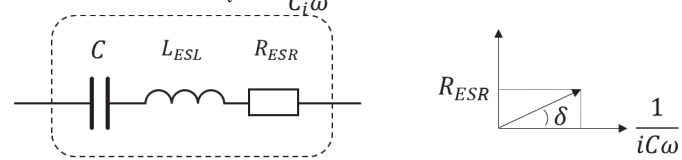
$$R_{ESR_i} = \frac{\tan(\delta)}{C_i \omega} \quad (\text{II.18})$$


Figure II-5 Modèle équivalent utilisé pour les condensateurs.

Où $\tan(\delta)$ est le facteur de dissipation. Il est parfois donné sous forme d'un facteur de qualité avec $Q = \frac{1}{\tan(\delta)}$. Les pertes générées ne sont donc pas dues au nombre de condensateurs utilisés, seuls les parasites générés par les connexions peuvent être diminués. Seule la technologie utilisée influe sur la valeur de L_{ESR} . Comme décrit dans le tableau II-I, pour les principales technologies utilisées, le facteur de dissipation peut être majoré [1].

Tableau II-I

Principales technologies utilisées		
Classe	technologie	Facteur de dissipation maximum
		$\tan \delta$ %
I	COG NPO	0.15
II	X7R	2.5
III	Z5U	3.0

La plupart des travaux sur les transformateurs sans noyau magnétique, portent sur la transmission d'énergie sans fil. Dans les applications visées, la valeur de la résistance des condensateurs de découplage est généralement faible devant celle des bobinages. Cependant, lorsque l'on travaille à haute fréquence avec des transformateurs centimétriques ou plus petits, ce qui est notre cas, l'influence de ces dernières devient non négligeable. Afin de les prendre en compte, il convient de remplacer C_i par C_{no} dans les précédentes équations telles que :

$$C_{no} = \frac{C_i}{1 + i \tan \delta} \quad (\text{II.19})$$

II.3 Dimensionnement des condensateurs de compensation

Maintenant que l'on sait calculer l'impédance vue par le générateur, la puissance transmise et le rendement de ces montages, il convient de choisir les valeurs optimales pour les condensateurs de découplages. L'objectif de la plupart des systèmes inductifs est de maximiser le rendement, qui est le paramètre clef de la plupart des applications. Cependant, dans notre cas, l'élément le plus contraignant est la taille. Nous nous attacherons donc à maximiser la puissance transmise au travers d'un transformateur avec un générateur donné afin de pouvoir minimiser la taille utilisée. Nous avons donc trois paramètres sur lesquels jouer : C_1 , C_2 , R_L . Dans un premier temps, nous ne prendrons pas en compte la résistance apportée par les condensateurs de compensation. La méthode la plus souvent appliquée pour calculer les condensateurs est de choisir C_2 afin de se placer à la fréquence de résonance, puis de choisir C_1 afin de compenser complètement l'énergie réactive nécessaire et ainsi soulager l'alimentation [2]–[4]. Auvigne [5] a présenté une méthode qui consiste à assurer $\text{Im}(Z_{in}) = 0$ et $\frac{dP}{dC_2} = 0$, cependant, cette méthode n'assure pas directement la maximisation de la puissance transférée, et ne prend pas en compte la résistance des bobinages.

II.3.1 Présentation de la méthodologie

La solution consistant à résoudre directement le système d'équation (II.20) est difficile à déterminer directement, et n'a jamais été résolu en prenant en compte la résistance série des condensateurs et la présence de capacités inter-spices

$$\left\{ \frac{\partial P_{RL}}{\partial C_1} = 0, \frac{\partial P_{RL}}{\partial C_2} = 0, \frac{\partial P_{RL}}{\partial R_L} = 0 \right\} \quad (\text{II.20})$$

J'ai donc développé et publié [6] une méthode plus simple qui se base sur le théorème d'adaptation de l'impédance. Cette dernière permet de prendre en compte les capacités inter-spices et les pertes générées par les condensateurs, ce qui n'est pas le cas des méthodes de la littérature. Dans un premier temps il faut calculer le générateur de Thévenin équivalent à la source de tension associée au primaire vue par le secondaire, comme décrit

sur la Figure II-6. Ce générateur se comporte exactement comme le circuit qu'il modélise et dépend seulement de l'alimentation, du transformateur et de C_1 . On peut donc calculer la puissance qu'il peut fournir en fonction de C_1 et en déduire la valeur optimale du condensateur de compensation C_1 .

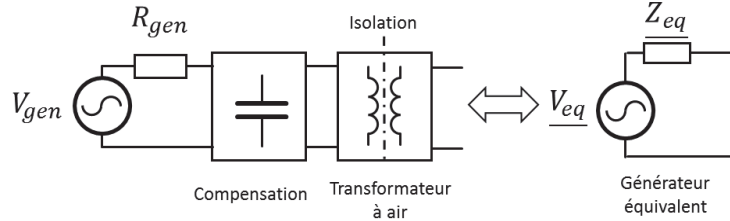


Figure II-6 Calcul du modèle équivalent de Thévenin

Le calcul du générateur équivalent se fait en deux temps : Z_{eq} est obtenue en mettant une tension nulle au générateur puis en calculant l'impédance vue du secondaire, puis V_{eq} est obtenue en calculant la tension lorsqu'aucun courant n'est absorbé par la charge. D'après le théorème d'adaptation de l'impédance, la puissance délivrée à la charge est maximisée lorsque l'impédance charge est égale au conjugué de Z_{eq} , on peut ainsi calculer la puissance maximale théoriquement transmissible:

$$P_{max}(C_1) = \frac{V_{eq}^2(C_1)}{4 \cdot Re(Z_{eq}(C_1))} \quad (\text{II.21})$$

Nous avons bien, P_{max} qui ne dépend pas de C_2 et R_L , on obtient donc C_1 maximisant la puissance transmise à la charge indépendamment de C_2 et R_L . C_1 est ensuite obtenu en résolvant :

$$\frac{dP_{max}(C_1)}{dC_1} = 0 \quad (\text{II.22})$$

Afin de simplifier les formules, nous utiliserons les variables intermédiaires suivantes :

$$\begin{aligned} Z_{L_1} &= L_m \omega + L_{e1} \omega \\ Z_M &= L_m \omega \\ R_{g1} &= R_{gen} + R_1 \end{aligned}$$

Le condensateur de compensation associé à la charge R_1 assure ensuite l'adaptation d'impédance. Plus précisément, il doit être dimensionné de telle manière que l'impédance vue par le générateur équivalent soit égale au conjugué de Z_{eq} .

II.3.2 Dimensionnement de la compensation au primaire

II.3.2.1 Compensation série

La compensation série au primaire, permet d'avoir le générateur équivalent présenté par la figure II-7.

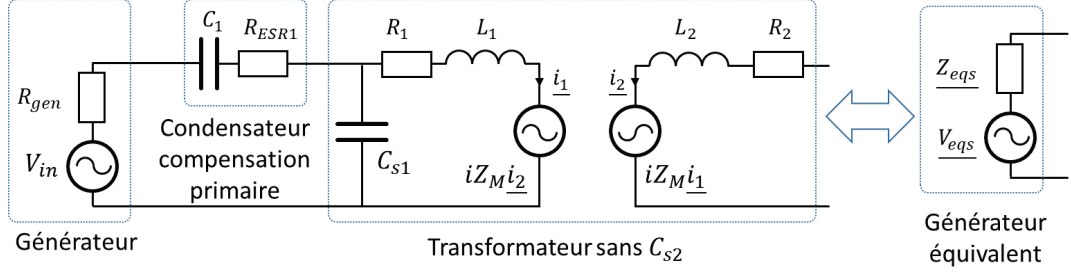


Figure II-7 Générateur équivalent avec une compensation série

II.3.2.1.1 Cas simplifié

Dans le cadre d'une compensation série au primaire, si l'on néglige l'influence de la résistance équivalente série des condensateurs R_{ESR1} et R_{ESR2} et des couplages inter-spires C_{s1} et C_{s2} , nous pouvons obtenir la valeur optimale de C_1 , en résolvant l'équation (II-22).

$$C_1 = \frac{1}{Z_{L1} \omega} \quad (\text{II.23})$$

On remarque que pour cette configuration, on obtient le même résultat que la méthode proposée par Auvinne [5]. Un autre aspect important est que le couplage et la résistance des bobinages n'influencent pas cette valeur. Or, comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, ce sont les éléments du modèle du transformateur les plus difficiles à estimer, et qui sont par ailleurs sensibles à l'environnement, notamment la température de fonctionnement. Pour cette valeur de C_1 , les éléments du générateur équivalent deviennent :

$$\underline{Z}_{eqs} = R_2 + \frac{Z_M^2}{R_{g1}} + iZ_{L2} \quad (\text{II.24})$$

$$\underline{V}_{eqs} = \frac{i \cdot Z_M V_{in}}{R_{g1} S} \quad (\text{II.25})$$

II.3.2.1.2 Cas général

Si la capacité inter-spires ainsi que la résistance équivalente série des condensateurs sont pris en compte, la valeur optimale pour C_1 devient :

$$C_1 = \frac{1}{\omega} \frac{(\tan \delta^2 + 1)(1 + \omega^2 C_{s1}^2 R_{gen}^2)}{\left(Z_{L1} - \frac{Z_M^2 \tan \delta}{2R_2} \right) (1 + \omega^2 C_{s1}^2 R_{gen}^2) - C_{s1} R_{gen}^2 \omega - \tan \delta (R_{g1} + R_1 \omega^2 C_{s1}^2 R_{gen}^2)} \quad (\text{II.26})$$

Dans ce cas, la résistance des bobinages, le facteur de dissipation ainsi que le couplage entre les spires influent sur la valeur optimale de C_1 .

Si la capacité parasite inter-spire est négligée, il est possible de simplifier cette formule :

$$C_1 = \frac{\tan \delta^2 + 1}{\omega \left[Z_{L1} + \tan \delta \left(\frac{Z_M}{2R_2} + R_{g1} \right) \right]} \quad (\text{II.27})$$

Si C_{s1} est pris en compte, tout en négligeant les pertes générées par les condensateurs ce résultat devient :

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{1 + C_{s1} R_{gen} \omega^2}{L_1 (1 + C_{s1} R_{gen} \omega^2) - C_{s1} R_{gen}^2} \quad (\text{II.28})$$

Ensuite, on remplace ces expressions dans \underline{Z}_{eqs} et \underline{V}_{eqs} , qui nous serviront pour obtenir C_2 et R_L

$$\underline{Z}_{eqs} = R_2 + \frac{Z_M^2}{R_1 + iZ_{L1} + \frac{1}{i\omega} \cdot \frac{1 + \frac{i\omega C_1 R_{gen}}{1 + i \tan \delta}}{C_{s1} + \frac{C_1}{1 + i \tan \delta} [iC_{s1} \omega R_{gen} + 1]}} + iZ_{L2} \quad (\text{II.29})$$

$$\underline{V}_{eqs} = \frac{iV_{in} Z_M}{R_1 + iZ_{L1} + [1 + iC_{s1}(R_1 + iZ_{L1})](R_{gen} - i \frac{1 + i \tan \delta}{C_1 \omega})} \quad (\text{II.30})$$

II.3.2.2 Compensation parallèle au primaire

On peut ensuite effectuer les mêmes calculs pour la compensation parallèle au primaire, représentée par la figure II-8.

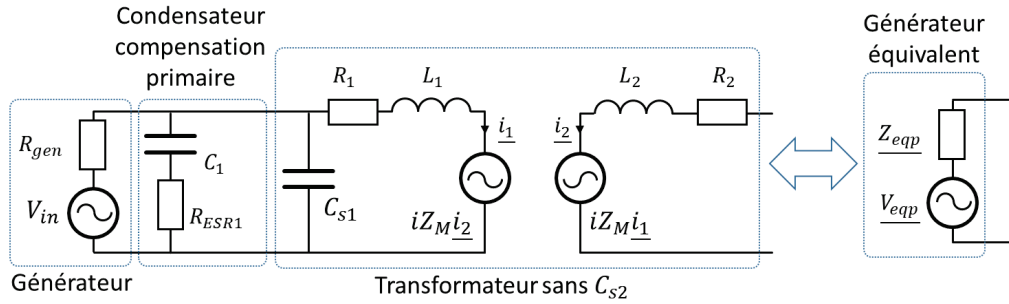


Figure II-8 Générateur équivalent avec une compensation parallèle

II.3.2.2.1 Cas simplifié

Pour une compensation parallèle, la résolution de l'équation (II-21) nous donne la valeur maximisant la transmission de puissance pour C_1 :

$$C_1 = \frac{Z_{L1}}{\left[Z_{L1}^2 + \frac{R_1}{R_2} Z_M^2 + R_1^2 \right] \omega} \quad (\text{II.31})$$

Il est important de noter que cette valeur dépend du couplage et de la résistance des bobinages, ce qui n'était pas le cas pour la compensation série.

II.3.2.2.2 Cas général

Pour prendre en compte C_{s1} , il faut retirer sa valeur de celle calculée pour C_1 , car les deux sont en parallèle.

$$C_1 = \frac{Z_{L1}}{\left[Z_{L1}^2 + \frac{R_1}{R_2} Z_M^2 + R_1^2 \right] \omega} - C_{s1} - \tan \delta \left[\frac{1}{R_{gen}} + \frac{R_1 + \frac{Z_M^2}{2R_2}}{Z_{L1}^2 + \frac{R_1}{R_2} Z_M^2 + R_1^2} \right] \quad (\text{II.32})$$

On remplace ensuite C_1 optimal dans \underline{Z}_{eqp} et \underline{V}_{eqp}

$$\underline{Z}_{eqp} = R_2 + \frac{Z_M^2}{\frac{R_{gen}}{1 + i \left(\frac{C_1}{1 + i \tan \delta} + C_{s1} \right) \omega R_{gen}} + R_1 + iZ_{L1}} + iZ_{L2} \quad (\text{II.33})$$

$$\underline{V}_{eqp} = \frac{iV_{in} Z_M}{iZ_{L1} + R_{g1} + R_{gen}(R_1 + iZ_{L1}) \left[\frac{C_1}{1 + i \tan \delta} + C_{s1} \right] \omega} \quad (\text{II.34})$$

II.3.3 La compensation au secondaire et la charge

II.3.3.1 Cas classique

Maintenant que l'on a calculé la valeur de C_1 permettant de maximiser la transmission de puissance au secondaire, nous pouvons calculer $\underline{V}_{eq}(C_1)$ et \underline{Z}_{eq}^* . Nous pouvons donc calculer C_2 et R_L permettant de maximiser la transmission de puissance, en s'assurant que $\underline{Z}_{eq}^* = \underline{Z}_{chco}$, avec \underline{Z}_{chco} , l'impédance de la charge compensée.

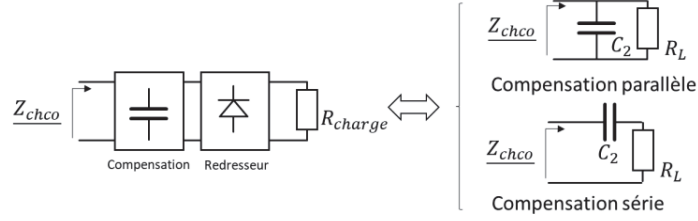


Figure II-9 Dispositions possibles pour le secondaire

II.3.3.2 Capacité inter-spires et pertes dans les condensateurs négligeables

Pour une compensation série les valeurs optimales sont données par :

$$C_2 = \frac{1}{-Im(\underline{Z}_{eq}) \cdot \omega} \quad (\text{II.35})$$

$$R_l = Re(\underline{Z}_{eq}) + \tan\delta \cdot Im(\underline{Z}_{eq}) \quad (\text{II.36})$$

Et pour une compensation parallèle elles se calculent avec :

$$R_l = Re(\underline{Z}_{eq}) \cdot \left[1 + \left(\frac{Im(\underline{Z}_{eq})}{Re(\underline{Z}_{eq})} \right)^2 \right] \quad (\text{II.37})$$

$$C_2 = \frac{Im(\underline{Z}_{eq})}{\omega |\underline{Z}_{eq}|^2} \quad (\text{II.38})$$

En remplaçant les valeurs calculées de \underline{Z}_{eqp} et \underline{Z}_{eqs} , on obtient les valeurs de C_2 et R_L .

Pour le cas de la compensation série-série, la solution est

$$C_{2ss} = \frac{1}{Z_{L2} \omega} \quad (\text{II.39})$$

$$R_{Lss} = \frac{Z_M^2}{R_{g1}} + R_2 \quad (\text{II.40})$$

II.3.3.3 Prise en compte de la capacité inter-spires et de la résistance équivalente série des condensateurs

Si l'on prend en compte les capacités inter-spires C_{s1} et C_{s2} , la méthode de résolution est toujours la même, on calcule R_L et C_2 afin d'obtenir $\underline{Z}_{eq}^* = \underline{Z}_{load}$;

Dans le cas de la compensation série au secondaire, la solution se calcule grâce à :

$$C_2 = \frac{C_{s2}^2 \omega^2 |Z_{eq}|^2 - 2C_{s2} \omega \cdot \text{Im}(Z_{eq}) + 1}{\left[|Z_{eq}|^2 C_{s2} \omega - \text{Im}(Z_{eq}) \right] \omega} \quad (\text{II.41})$$

$$R_l = \frac{\text{Re}(Z_{eq}) + \tan \delta \left[|Z_{eq}|^2 C_{s2} \omega - \text{Im}(Z_{eq}) \right]}{C_{s2}^2 \omega^2 |Z_{eq}|^2 - 2C_{s2} \omega \cdot \text{Im}(Z_{eq}) + 1} \quad (\text{II.42})$$

Dans le cas de la compensation parallèle au secondaire, la solution se calcule grâce à :

$$C_2 = \frac{\left[|Z_{eq}|^2 C_{s2} \omega + \text{Im}(Z_{eq}) \right] (\tan \delta^2 + 1)}{|Z_{eq}|^2 \omega} \quad (\text{II.43})$$

$$R_l = \frac{|Z_{eq}|^2}{\text{Re}(Z_{eq}) + \left[|Z_{eq}|^2 C_{s2} \omega + \text{Im}(Z_{eq}) \right] \cdot \tan \delta} \quad (\text{II.44})$$

Ainsi, lorsque l'on souhaite transférer un maximum de puissance au travers d'un transformateur donné avec un générateur donné, il faut dans un premier temps mesurer le modèle équivalent des transformateurs, puis calculer C_1 qui permet ensuite de calculer Z_{eq} et enfin ce dernier permet de calculer C_2 et R_L .

II.3.3.4 Association série-parallèle

Une compensation série-parallèle au secondaire, telle que décrite par la figure II-10 permet de pouvoir assurer l'adaptation d'impédance tout en utilisant la charge voulue R_w .

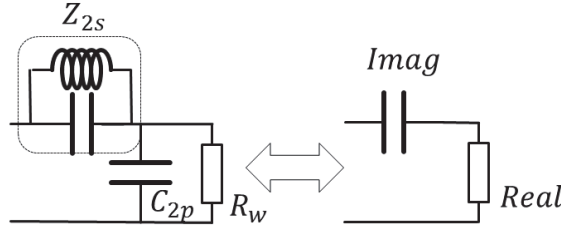


Figure II-10 Solution permettant de faire varier la valeur de la charge maximisant la transmission de puissance

Ou Imag en Real sont respectivement les parties réelles et imaginaire de l'impédance optimale à placer (typiquement donné par le condensateur optimal à mettre en série et la charge optimale décrits précédemment)

Si cette structure est utilisée alors le modèle équivalent de la charge se calcule grâce à ;

$$C_{2p} = \frac{\sqrt{\frac{R_w}{\text{Real}} - 1}}{\omega * R_w} \quad (\text{II.45})$$

$$Z_{2S} = \left(Imag - Real \sqrt{\frac{R_w}{Real} - 1} \right) \quad (\text{II.46})$$

Les éléments utilisés pour la compensation peuvent être des condensateurs ou des inductances. Il est cependant aussi possible de pouvoir jouer sur le ratio du nombre de tours au primaire et au secondaire du transformateur, mais au prix d'une réduction de la qualité du couplage.

II.3.4 Expression de la puissance maximum transférable

Comme décrit précédemment avec la bonne compensation et la bonne charge, seule la topologie choisie au primaire affecte la puissance maximum transférable. Sous ces conditions, pour les topologies SS et SP, si nous ne prenons pas en compte les capacités inter-spires et les pertes dans les condensateurs, la puissance maximum transférable est :

$$P_m = \frac{Vin^2}{4R_{g1} \left(1 + \frac{R_2 R_{g1}}{Z_M^2} \right)} \quad (\text{II.47})$$

Pour les topologies PP et PS :

$$P_m = \frac{Vin^2 \left((Z_{L1}^2 + R_1^2) + \frac{R_1}{R_2} Z_M^2 \right)}{4 \left[\frac{A^4 R_2}{Z_M^2} + A^2 (R_1 + R_{g1}) + Z_M^2 \frac{R_1}{R_2} R_{g1} \right]} \quad (\text{II.48})$$

Avec

$$A^2 = Z_{L1}^2 + R_1 R_{g1}$$

II.3.5 Autres méthodes de calcul

Wu [7] et Halpern [8] ont présenté une méthode pour la topologie série-série où il est possible de trouver une solution telle que $\frac{dP(c_2, c_1, R_L)}{dc_2} = 0$ et $\frac{dP(c_2, c_1, R_L)}{dc_1} = 0$. Leur méthode permet de calculer des condensateurs maximisant le transfert de puissance quel que soit la charge, sans prendre en compte la résistance équivalente série des condensateurs et les capacités inter-spires. Ils démontrent que si $R_1(R_2 + R_L) < (M\omega)^2$, on rentre dans la zone dite d' *'overcoupling'* ou de séparation de fréquence et il faut donc réadapter les condensateurs afin de pouvoir toujours transférer de la puissance.

Cette technique n'a pas été choisie car il faudrait pouvoir modifier les condensateurs en fonction de la charge. Cela complexifierait sensiblement le circuit et imposerait l'utilisation de varicap ou de banc de capacités. Par ailleurs, l'utilisation de ces bancs imposent cependant l'ajout de transistors ou de relais, qui ajoutent de la résistivité au passage du courant, augmentant ainsi les pertes [9]. De plus, à l'échelle visée, l'utilisation d'un banc de capacités doit être conçu de telle façon que les inductances parasites créées par un changement du chemin de courant soient négligeable, ce qui n'est pas évident sur un transformateur de quelques centimètres. Il est aussi possible de compenser en branchant une inductance par intermittence sur le circuit secondaire [10], [11], [12], ou en utilisant une inductance ajustable [13]. Ces méthodes nécessitent cependant l'ajout d'une inductance, les rendant peu attractives pour notre application.

II.4 Comparaison entre les topologies

En résumé, seul le choix de la position du condensateur de compensation du primaire influe sur la puissance maximale qu'il est possible de transférer. Si les capacités inter-spires, et les pertes dans les condensateurs ne sont pas prises en compte, en comparant les deux derniers résultats, on peut conclure qu'une compensation série au primaire permet de transférer plus de puissance :

$$R_{gen}^2 < Z_{L1}^2 + \frac{R_1}{R_2} Z_M^2 + R_1^2 \quad (\text{II.49})$$

Donc tant que l'on arrivera à avoir un générateur suffisamment peu résistif, la topologie série permettra de transférer plus d'énergie que la parallèle. Or avec les évolutions récentes des composants actifs, la limitation aujourd'hui est principalement due aux pertes générées par les éléments passifs.

La puissance maximale transférable n'est obtenue que pour une certaine valeur de charge. Si l'on souhaite travailler avec une charge variable, il est nécessaire d'utiliser un convertisseur ou un régulateur de tension, ce qui peut être source de pertes supplémentaires. Cependant, si la charge est connue, il est possible d'optimiser le dimensionnement dès les premières phases de conception afin de pouvoir obtenir le point de fonctionnement optimal pour cette charge. La topologie parallèle au primaire et au secondaire souffre du fait que les valeurs optimales des capacités sont dépendantes du couplage, de la charge et de la résistance du bobinage. Or, ces trois paramètres varient avec la température de fonctionnement, l'environnement ou le contexte d'utilisation.

Cependant, à transformateur donné, la compensation parallèle au primaire apportera une impédance vue par l'alimentation beaucoup plus élevée que la compensation série, et absorbera donc moins de courant, ce qui libère de la contrainte au niveau du découplage. La compensation série permet de supprimer la composante DC de l'alimentation, et donc de pouvoir être alimentée avec un offset. Il est aussi possible d'utiliser une compensation hybride, série-parallèle au primaire afin d'avoir un compromis entre courant maximal absorbé et tension maximale supportée par les condensateurs et la tension de l'alimentation [9]. De plus la compensation parallèle ne peut pas être directement alimentée par une source autre que sinusoïdale, une inductance doit être ajoutée afin d'éviter les pics de courant absorbés par la capacité de compensation lors des commutations.

En ce qui nous concerne, l'alimentation que nous souhaitons utiliser sera constituée de deux transistors formant un bras d'alimentation. Le transformateur compensé sera donc attaqué par une source de tension carrée possédant une composante continue. La topologie série au primaire a donc été choisie, car elle peut être alimentée par une source de tension carrée, elle permet de transférer plus de puissance avec transformateur donné, et les valeurs optimales de compensation sont indépendantes du couplage et des résistances équivalentes des éléments.

II.5 Validation expérimentale

II.5.1 Prototype utilisé

Afin de valider la fiabilité du calcul de la puissance transférée ainsi que l'approximation au premier harmonique, ces formules ont été utilisées puis testées sur un transformateur imprimé sur PCB (Figure II-11). Ce dernier a été réalisé avec des bobinages de 17 spires réalisées sur deux couches chacun. Les pistes utilisées font 17 μm d'épaisseur et 200 μm de large tout en laissant une isolation de 150 μm entre les pistes. Une couche de FR4 de 710 μm isole le primaire du secondaire. La résistance due aux courants de déplacement étant négligeable face aux autres, elle n'a pas été modélisée.

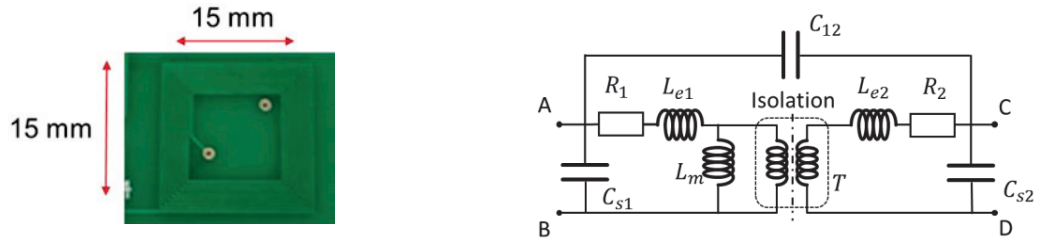


Figure II-11 Transformateur utilisé, pour la validation de la simulation et modèle équivalent utilisé

Le transformateur a été caractérisé grâce à la méthode présentée dans le chapitre 2 et les résultats de mesures sont présentés dans le tableau II-I. La résistance équivalente des spires prenant en compte l'effet de peau, la mesure de R_1 et R_2 a été faite en conséquence, on observe donc un terme en \sqrt{f} .

Tableau II-I

Caractérisation du transformateur

Elément	Valeur mesurée	Unité
R_1	$1,5+0,002\sqrt{f}$	Ω
R_2	$1,5+0,002\sqrt{f}$	Ω
L_{e1}	1,3	μH
L_{e2}	2,53	μH
L_m	4,25	μH
C_{s1}	11	pF
C_{s2}	11	pF
C_{12}	8,2	pF
R_{gen}	0.2	Ω

Le transformateur est alimenté grâce à une carte d'évaluation EPC9004, à 1MHz. Cette fréquence a été choisie car c'est la plus élevée possible pour cette alimentation. Cependant en changeant les drivers de ces transistors il est possible de pouvoir travailler à plus haute fréquence. Les capacités de compensation optimales ainsi que l'impédance de la charge ont été calculées grâce à la méthode précédemment développée, les valeurs ainsi calculées sont données dans le tableau II-II :

Tableau II-II

Valeurs optimales calculées en prenant en compte les capacités inter-spices

	SS	SP	PS	PP	unité
C_1	4.56	4.56	2.84	2.84	nF
C_2	3.974	0.157	7.10	6.67	nF

R_l	197	205	5.66	94.32	Ω
-------	-----	-----	------	-------	----------

Pour ces valeurs de condensateur, il est important de noter que la résistance équivalente série de ces derniers est non négligeable face à celle de bobinages, Il parait donc important de les prendre en compte. Les condensateurs que nous avons utilisés sont des X5R. Le facteur de dissipation que j'ai mesuré sous 1MHz était de $\tan \delta = 3.5\%$.

II.5.2 Simulation en régime transitoire

Le comportement a été simulé sous cadence et comparée aux résultats obtenus expérimentalement, les résultats sont présentés sur les figures II-12 à II-16. Des sondes 2GHz ont été utilisées afin de pouvoir observer les harmoniques produites.

Lorsqu'une compensation série est utilisée au primaire, on observe de très faibles oscillations sur la tension d'alimentation, ces dernières sont dues à la résonance de la capacité inter-spires avec l'inductance de connexion du générateur. On observe aussi qu'une compensation parallèle au secondaire permet d'avoir une tension plus grande en sortie. Il est aussi visible que, dans le cas d'une compensation série au primaire, les harmoniques dues aux commutations du bras d'alimentation sont transmises au secondaire, ce qui n'est presque pas visible pour la compensation parallèle. Cela s'explique par le fait que le condensateur associé en parallèle au primaire agit comme un court-circuit et empêche la propagation des harmoniques au secondaire. La compensation parallèle au primaire permet ainsi de sensiblement réduire les harmoniques du courant traversant les spires du primaire et réduit donc les perturbations électromagnétiques, qui sont potentiellement rayonnées par les bobinages.

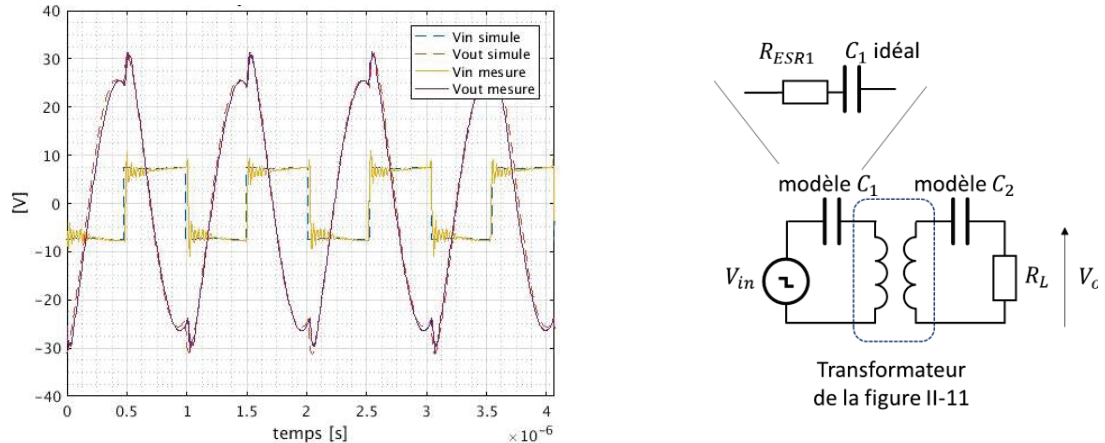


Figure II-12 Compensation série-série

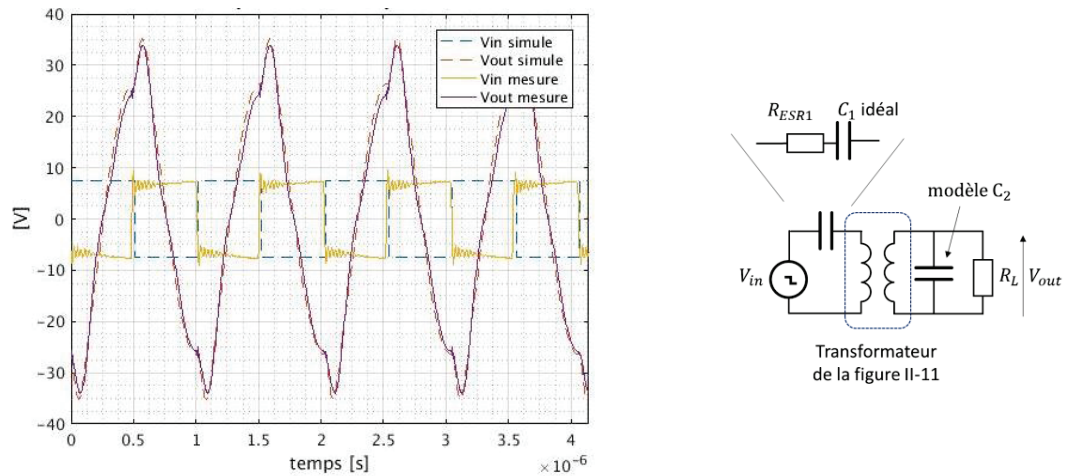


Figure II-13 Compensation série-parallèle

Pour la compensation parallèle au primaire, un condensateur C_{dc} a été rajouté en série afin de supprimer la composante continue et ainsi protéger le bras d'alimentation. Cette capacité a été réalisée avec un assemblage de plusieurs condensateurs CMS de différentes technologies afin d'atteindre 800nF et en apportant une résistance négligeable.

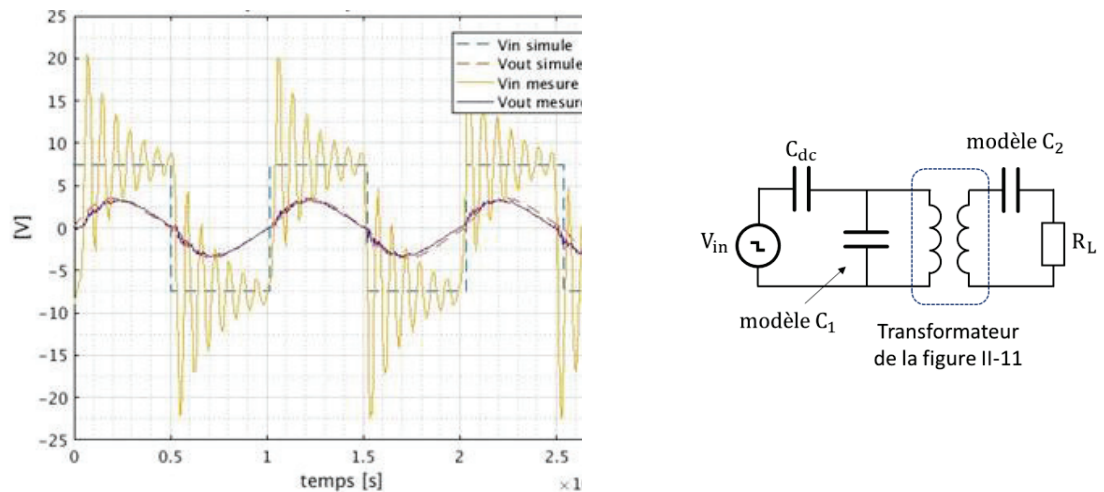


Figure II-14 Compensation parallèle-série

On observe que la compensation parallèle au secondaire permet d'avoir une tension plus élevée en sortie.

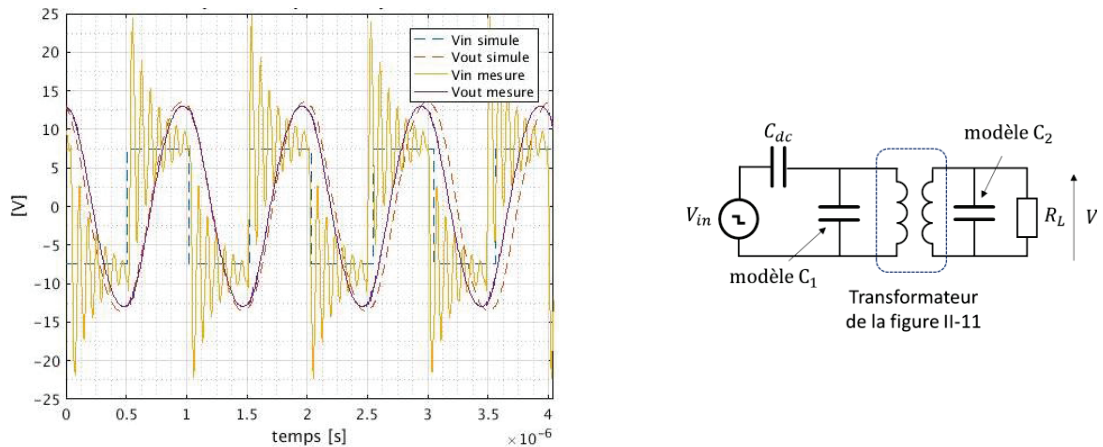


Figure II-15 Compensation parallèle-parallèle

Afin de voir l'effet de la compensation sur le courant absorbé, une résistance de faible valeur a été rajoutée en série avec le générateur. Cette dernière a été sélectionnée afin d'avoir un comportement résistif jusqu'à de haute fréquences. A l'aide de deux sondes, on mesure la tension à ses bornes et donc le courant sortant du générateur. Comme attendu, on observe un courant beaucoup plus riche en harmoniques pour la compensation parallèle au primaire (Figure II-16), surtout pour les premiers harmoniques (3,5,7,9 et 11).

En fin de compte, la compensation parallèle au primaire génère bien plus d'harmoniques au niveau du courant sortant du générateur mais diminue celles traversant le transformateur et donc les perturbations électromagnétiques rayonnées par les bobinages.

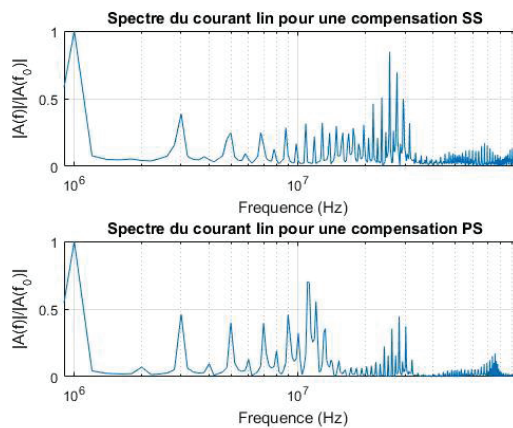


Figure II-16 Spectre du courant fourni par le générateur en fonction de la topologie

L'analyse de l'impédance vue par le générateur Figure II-17, explique bien ce phénomène. Elle est bien plus élevée à haute et basse fréquence lorsque l'on utilise une compensation série au primaire. Cela confirme ce que l'on avait trouvé analytiquement (partie II.1). Le fait de ne pas absorber les harmoniques permet de générer moins de pertes au niveau des éléments actifs de l'alimentation, mais aussi d'éviter de produire des perturbations qui puissent remonter dans l'alimentation. Avoir une phase nulle à la fréquence d'alimentation indique que l'alimentation alimente une charge purement résistive pour l'harmonique principale, cela permet dans le cadre d'une alimentation de classe D telle qu'un bras, de s'assurer que lors du changement d'état des éléments actifs, le courant soit nul, tout comme la tension, permettant ainsi une commutation douce, générant moins de pertes et de perturbations.

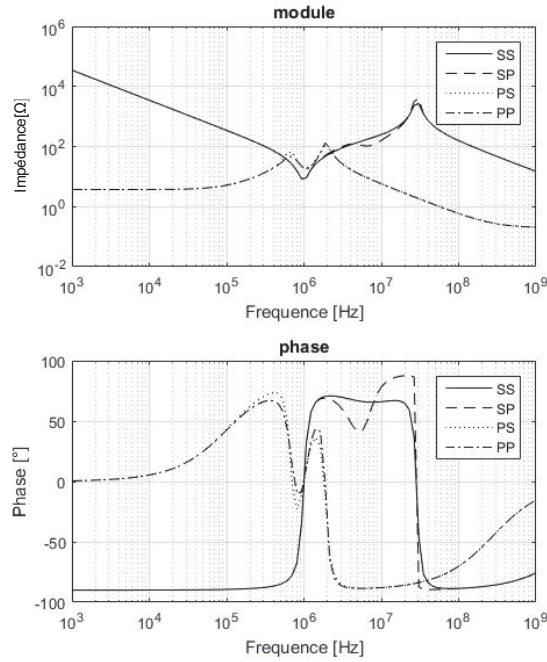


Figure II-17 Impédance d'entrée en fonction de la compensation utilisée, obtenue par simulation

Les résultats obtenus sont condensés dans le tableau II-III. On observe que sans tenir compte des pertes générées par les condensateurs, il y a une erreur de 5% maximum entre la simulation transitoire et l'estimation au premier harmonique et de 6% en tenant compte des pertes dans les condensateurs. Ce qui prouve la validité de l'approximation au premier harmonique. De plus une erreur de moins de 12% a été mesurée entre les mesures expérimentales et l'estimation au premier harmonique prenant en compte les pertes dans les condensateurs, erreur qui est principalement due aux parasites que nous n'avons pas inclus dans notre modèle.

Tableau II-III
Puissance délivrée à la charge

	SS	SP	PS	PP	Unités
Modélisation analytique	3.02	3.02	1.17	1.17	W
Modélisation analytique avec pertes condensateurs	2.20	2.20	1.02	1.02	W
Simulation transitoire sans pertes condensateurs	3.15	3.00	1.12	1.16	W
Simulation transitoire avec pertes condensateurs	2.08	2.29	1.03	1	W
Mesures expérimentales	2.04	2.176	0.91	0.98	W

Le modèle proposé au premier harmonique est donc fiable et peut être utilisé afin de dimensionner une alimentation. Lorsque l'on a un transformateur, on peut facilement calculer la capacité optimale au primaire en fonction de la topologie choisie, puis calculer Z_{eqs} et V_{eqs} afin de calculer la capacité optimale au secondaire et la puissance maximum transférable. Cette méthodologie prend en compte la résistivité des condensateurs et des capacités inter-spices, ce qui n'est pas le cas de la littérature.

II.6 Conclusion

Afin de pouvoir transmettre de la puissance au travers d'un transformateur à air, des condensateurs doivent être associés à ce dernier pour compenser l'énergie réactive qu'il absorbe. Les quatre principales topologies ont été étudiées grâce à une approximation au premier harmonique qui a été validée expérimentalement. J'ai développé une méthodologie permettant de déterminer les valeurs de condensateurs permettant de maximiser le transfert de puissance. Cette méthodologie prend en compte les capacités inter-spires et la résistance équivalente série des condensateurs de compensation, ce qui n'a pas été fait dans la littérature. La topologie Série-Série s'est démarquée car elle permet de transférer plus de puissance et peut être alimentée par une alimentation carrée possédant une composante continue. Cette compensation présente aussi l'avantage de nécessiter des condensateurs dont les valeurs optimales sont indépendantes de la résistivité des éléments du circuit et du couplage entre les spires qui dépendent de l'environnement et de la température d'utilisation et qui sont difficiles à estimer. Maintenant que nous pouvons calculer les éléments à associer au transformateur afin de maximiser la puissance transférée, nous allons optimiser l'ensemble (fréquence d'utilisation, géométrie du transformateur, redressement) afin de maximiser le transfert de puissance.

II.7 Bibliographie

- [1] C. D. Electronics, « Multilayer Ceramic Capacitors - Performance Characteristics », p. 2.
- [2] C. Auvigne, P. Germano, D. Ladas, et Y. Perriard, « A dual-topology ICPT applied to an electric vehicle battery charger », in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, p. 2287-2292.
- [3] C.-S. Wang, G. A. Covic, et O. H. Stielau, « Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, n° 1, p. 148-157, févr. 2004.
- [4] C.-S. Wang, O. H. Stielau, et G. A. Covic, « Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, n° 5, p. 1308-1314, oct. 2005.
- [5] C. Auvigne, P. Germano, Y. Perriard, et D. Ladas, « About tuning capacitors in inductive coupled power transfer systems », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, p. 1-10.
- [6] Y. Wanderoild, A. Morel, R. Grezard, G. Pillonnet, D. Bergogne, et H. Razik, « Optimal Compensation Capacitors Maximizing Coreless Inductive Power Transfer », in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, p. 1-7.
- [7] H. H. Wu, A. P. Hu, S. C. Malpas, et D. M. Budgett, « Determining optimal tuning capacitor values of TET system for achieving maximum power transfer », *Electron. Lett.*, vol. 45, n° 9, p. 448-449, avr. 2009.
- [8] M. E. Halpern et D. C. Ng, « Optimal Tuning of Inductive Wireless Power Links: Limits of Performance », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 62, n° 3, p. 725-732, mars 2015.
- [9] A. Kamineni, G. A. Covic, et J. T. Boys, « Self-Tuning Power Supply for Inductive Charging », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n° 5, p. 3467-3479, mai 2017.
- [10] J. James, J. Boys, et G. Covic, « A variable inductor based tuning method for ICPT pickups », in *2005 International Power Engineering Conference*, 2005, p. 1142-1146 Vol. 2.
- [11] G. A. Covic, J. T. Boys, A. M. W. Tam, et J. C. H. Peng, « Self tuning pick-ups for inductive power transfer », in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, p. 3489-3494.

- [12] X. Wei, Z. Wang, et H. Dai, « A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances », *Energies*, vol. 7, n° 7, p. 4316-4341, juill. 2014.
- [13] J. U. W. Hsu et A. P. Hu, « Determining the variable inductance range for an LCL wireless power pick-up », in *2007 IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits*, 2007, p. 489-492.

III. DIMENSIONNEMENT DE L'ALIMENTATION ISOLEE

Sommaire

III.1 Dimensionnement du transformateur planaire	64
III.2 Redressement	76
III.3 Validation expérimentale d'un convertisseur DC/DC	83
III.4 Conclusion.....	87
III.5 Bibliographie.....	88

Nous avons vu dans le chapitre précédent que lorsque la résistance interne du générateur est faible devant celle du primaire, la compensation série-série, avec les condensateurs de compensation optimaux associés à une charge ajustée permet de maximiser la transmission de puissance. De plus, lorsque les couplages inter-spires sont négligeables, les valeurs optimales des condensateurs formant cette compensation ne dépendent pas de la résistivité du transformateur ou du couplage entre les bobinages. Maintenant que nous avons choisi la compensation, les degrés de libertés restants sont la géométrie du transformateur et la fréquence de travail.

Dans ce chapitre, nous étudierons dans un premier temps, l'influence de la géométrie du transformateur sur la transmission de puissance. Une méthode permettant de définir le point de fonctionnement optimal (géométrie du transformateur, fréquence) sera ensuite présentée. Enfin, nous nous pencherons sur la structure de redressement, et la topologie associée.

III.1 Dimensionnement du transformateur planaire

Il a été démontré dans le chapitre II, partie II.3.2.1, que pour une configuration série-série, lorsque les capacités inter-spires C_{s1} C_{s2} sont négligées. La fréquence de fonctionnement et les condensateurs doivent vérifier l'équation suivante pour maximiser la transmission d'énergie.

$$f_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (\text{III.1})$$

La puissance maximum transférable P_{max} s'exprime alors comme :

$$P_{max} = \frac{V_{in}^2}{4[R_{gen} + R_1 + R_{ESR1}] \left[1 + \frac{(R_2 + R_{ESR2})(R_{gen} + R_1 + R_{ESR1})}{Z_M^2} \right]} \quad (\text{III.2})$$

Cette équation montre que si l'on veut maximiser la transmission de puissance, il faut augmenter l'impédance mutuelle Z_M et diminuer la résistivité des éléments utilisés. Or nous avons vu, dans le chapitre 1 partie I.4.2, que la résistance des bobinages est diminuée en utilisant des spires circulaires et qu'afin d'augmenter le couplage (k) entre les bobinages, il faut prendre des bobines coaxiales et minimiser la distance entre elles. L'espacement entre les spires est défini par l'isolation statique désirée, le matériel isolant utilisé et la marge de sécurité choisie. Le transformateur planaire aura donc la forme décrite sur la figure III-1, la surface utilisée est donc prise aussi petite que possible, mais le nombre de tours reste à définir.

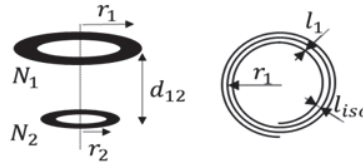


Figure III-1 Géométrie du transformateur planaire utilisé

La section et donc la résistance des bobinages peut être modifiée avec l'épaisseur de cuivre utilisée, qui dans notre cas est prise aussi grande que possible pour notre fournisseur (125 μ m), afin de minimiser les pertes engendrées.

Le rôle des paramètres de conception et des contraintes sur la puissance transmissible peut être résumé par la figure III-2. On remarque que l'influence d'un paramètre de conception est liée à la valeur des autres, complexifiant significativement la procédure d'optimisation. La fonction permettant de calculer la puissance transmise à partir des variables de conception possède de multiples variables d'entrée et de nombreux maximum locaux. Il convient donc de simplifier le problème, en comprenant l'influence de chacun des paramètres et en limitant le nombre de possibilités à étudier.

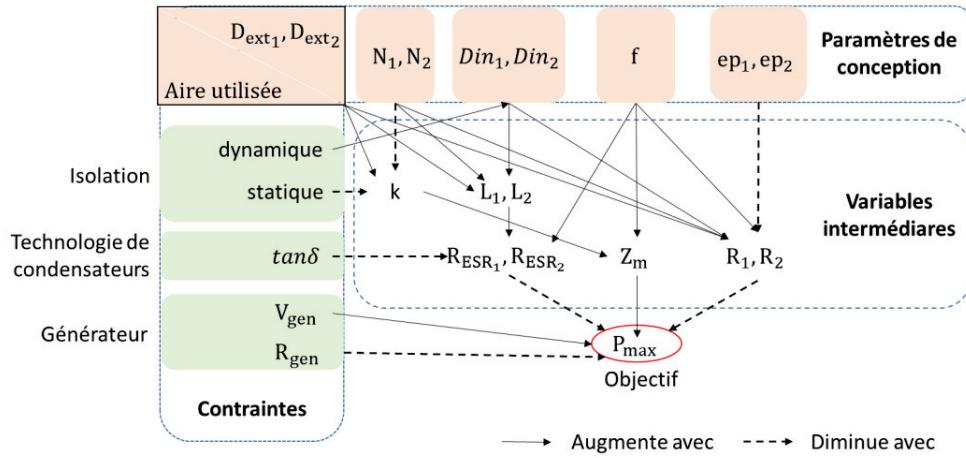


Figure III-2 Influence des paramètres de design, N_1 & N_2 nombre de tours au primaire et secondaire, ep_1 & ep_2 épaisseur des pistes, l_1 & l_2 largeur des pistes, f fréquence de commutation, D_{ext1} & D_{ext2} diamètre extérieur des bobinages

Les contraintes, sont l'isolation requise, le générateur utilisé et la technologie des condensateurs. Le générateur influe directement sur la puissance récupérable par la charge, utiliser un générateur avec une tension deux fois plus grande permet d'avoir une puissance 4 fois plus grande en sortie (équation (II.2)). L'isolation dynamique requise impose un couplage maximum entre les deux bobinages. Ce dernier est lié l'épaisseur d'isolation définie précédemment et à la surface des bobinages en regard. L'association de la contrainte d'isolation statique et dynamique impose donc une surface en regard à ne pas dépasser.

III.1.1 Choix du nombre de spires

Le chapitre I (partie I.1.3) a mis en évidence que l'impédance mutuelle Z_m , est proportionnelle à la racine des inductances à vide des bobinages (L_1, L_2), et au couplage entre ces derniers k . Les inductances à vide (L_1, L_2), sont proportionnelles au nombre de tours au carré (N_1, N_2) et à l'aire utilisée définie par le diamètre extérieur des bobinages (D_{ext1}, D_{ext2}). A fréquence constante, comme le montre l'équation (I.1), augmenter les inductances à vide diminue la valeur optimale des condensateurs de compensation C_1 et C_2 avec pour conséquence d'augmenter la résistance série de ces derniers (R_{ESR1}, R_{ESR2}). Cela augmente aussi la longueur des pistes et donc la résistance des bobinages du transformateur R_1 et R_2 , impactant donc doublement la puissance transmise.

Grâce aux formules du chapitre précédent, nous pouvons estimer la proportionnalité des éléments du schéma équivalent avec le nombre de tours, tel que résumé dans le tableau III-1.

Tableau III-I

Paramètre	Proportionnalité
Z_m	$\propto N_1 N_2$
L_i	$\propto N_i^2$
R_i	$\propto N_i$
ESR_i	$\propto N_i^2$

A première vue si l'on considère que l'on prend le même nombre de spires au primaire et au secondaire, et que l'on néglige l'influence du nombre de spires sur le couplage. Dans le cas où :

$$1 \gg \frac{(R_2 + R_{ESR_2})(R_{gen} + R_1 + R_{ESR_2})}{Z_M^2} \quad (III.3)$$

En reprenant le dénominateur de l'équation (III.2) on observe qu'il croit avec N_1 , la puissance est donc maximisée avec un transformateur mono-spires. Cela s'explique par le fait qu'une telle géométrie permet de minimiser la résistance des pistes R_1 et R_2 , des condensateurs R_{ESR1} et R_{ESR2} tout en augmentant le couplage k . Un transformateur mono-spires présente aussi l'avantage de ne pas avoir de couplage inter-spires C_{s1} et C_{s2} , et nécessite donc des capacités pour la compensation série-série dont les valeurs sont indépendantes de la charge ou du couplage. Ce qui simplifie significativement le processus de conception.

Dans le cas où la condition (III.3), n'est pas respectée, si la résistance équivalente apportée par les condensateurs est prédominante devant celle apportée par les bobinages et le générateur, le nombre de tours au primaire doit aussi être minimisé, cependant si la résistance des bobinages est prédominante devant celle apportée par les condensateurs, alors le transformateur mono-spire n'est pas forcément la solution optimale. Il est aussi important de noter que dans le cadre d'un transformateur non symétrique, si l'influence sur le couplage n'est pas prise en compte et que l'influence des condensateurs est négligeable, le nombre de tours au secondaire peut avoir une influence positive sur la puissance transmise.

Mais dans notre cas les condensateurs sont les éléments limitants, et le seront encore plus pour une alimentation intégrée. De plus afin de pouvoir parfaitement accorder notre transformateur nous souhaitons garder une symétrie primaire, car cela permet de placer les mêmes condensateurs au primaire et secondaire, puis d'ajuster la fréquence, et ainsi être parfaitement accordé. A cet égard, le fait de placer un ensemble de condensateurs en parallèle permet de s'assurer d'avoir statistiquement une valeur très proche des deux côtés, même si ces derniers ont une tolérance assez large.

Dans le contexte d'une symétrie entre le primaire et le secondaire, où les condensateurs apportent une résistance équivalente série non négligeable face à l'impédance des bobinages et du générateur, la structure mono-spires paraît être la géométrie idéale. Cependant, comme nous le verrons dans le chapitre IV, dans une configuration différente de celle proposée, la structure optimale autant en termes d'efficacité que de transmission de puissance possède en général plusieurs tours au secondaire.

Maintenant que le nombre de tours a été choisi, la largeur des pistes, la fréquence ainsi que la surface à utiliser doivent être définis afin toujours de maximiser la puissance transmise.

Afin de pouvoir déterminer l'ensemble des paramètres optimaux pour la transmission de puissance, nous allons reprendre la fonction développée dans le chapitre précédent permettant d'estimer la puissance transmise.

III.1.2 Fonction permettant de prédire la puissance transmise.

La précision de la simulation FEMM a été confirmée dans le premier chapitre. La fonction utilisée décrite par la figure III-3 a été validée dans le chapitre précédent. Une configuration mono-spires est cependant beaucoup plus sensible aux impédances parasites car l'impédance du transformateur est très faible. Plusieurs réalisations expérimentales proches de la solution optimale ont donc été effectuées afin de confirmer la validité de l'optimisation. Ces prototypes ont mis en évidence l'influence non négligeable de la résistance des condensateurs.

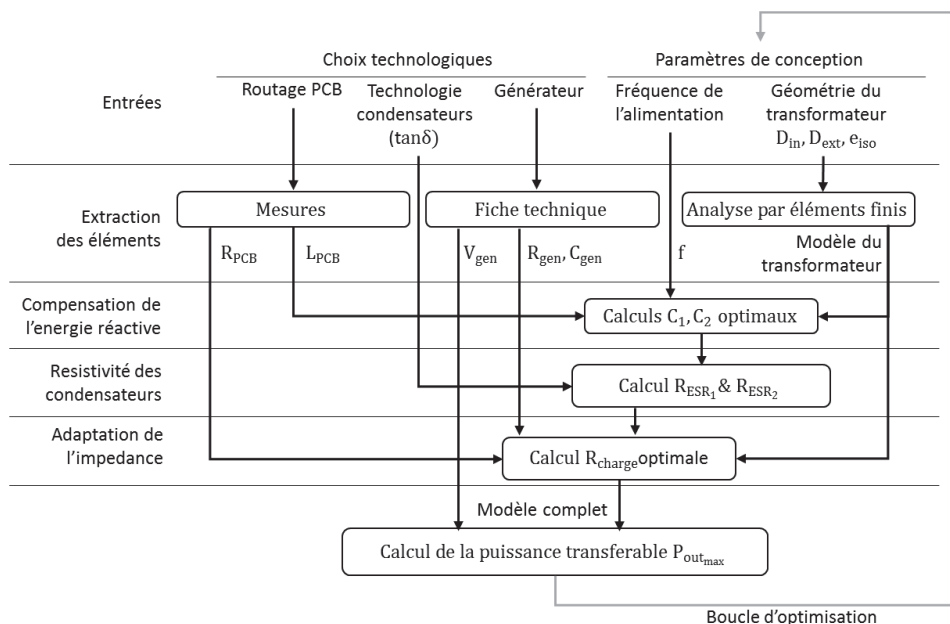


Figure III-3 Procédure de calcul de la puissance transférable

Cette procédure détermine dans un premier temps le modèle présenté à la figure III-4, puis calcule la puissance transmise. Pour les trois prototypes, le générateur utilisé est un bras GaN, alimenté par une tension continue V_{dc} .

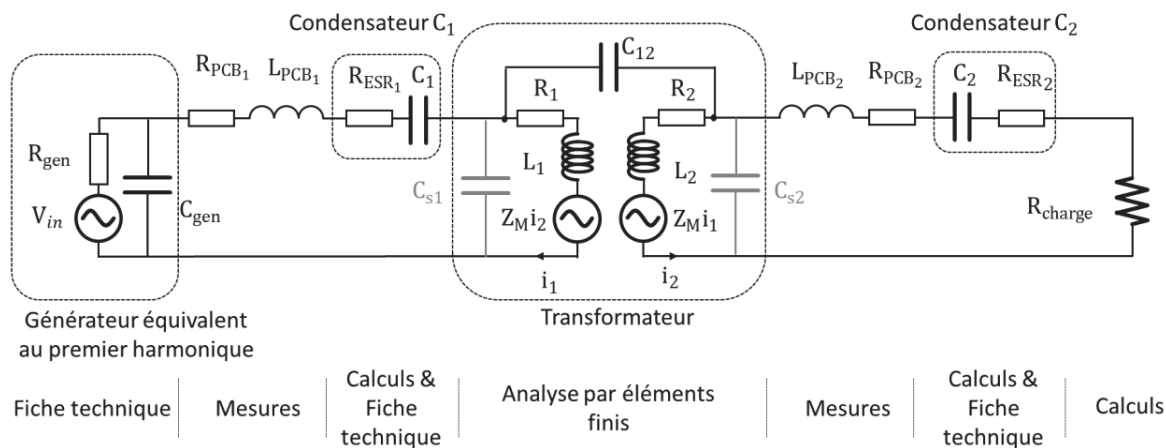


Figure III-4 Modèle complet du convertisseur isolé DC/AC

Les trois prototypes mono-spikes utilisés ont été réalisés avec les deux transformateurs figure III-5. La configuration de chacune des alimentations est décrite par le tableau III-II.

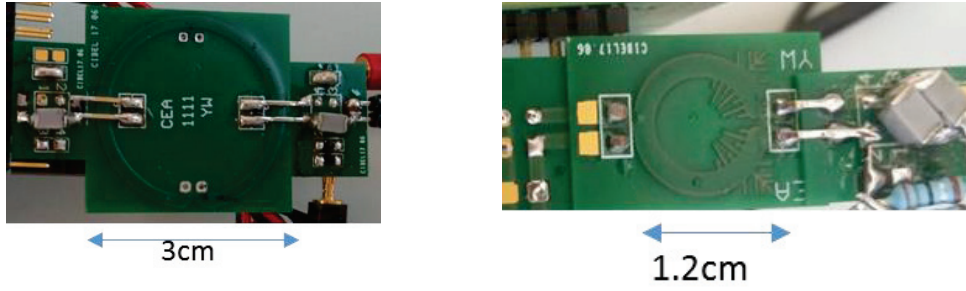


Figure III-5 Transformateurs utilisés

 TABLEAU III-II
 CONFIGURATION DES PROTOTYPES UTILISES

	#1	#2	#3	unités
Générateur utilisé	EPC9004	EPC9031	EPC9031	-
V_{in}	$\frac{V_{dc}\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{V_{dc}\sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{V_{dc}\sqrt{2}}{\pi}$	V
R_{gen}	141	1.5	1.5	m Ω
f	2	1.291	1.436	MHz
C_{gen}	4.14	6.5	6.5	nF
$\tan\delta$.05	0.03	0.03	-
D_{ext}	30	30	12	mm
D_{in}	26	26	8	mm
e_{iso}	1.39	0.39	0.59	mm
w	125	125	125	μm
ϵ_r	4.6	4.6	4.6	-
L_{PCB_1}	10.8	10.8	13.53	nH
L_{PCB_2}	10.8	10.8	10.6	nH
R_{PCB_1}	19.1	19	10.27	m Ω
R_{PCB_2}	19.1	19	10.27	m Ω

Comme le montre le tableau III-III et III-IV, la simulation par éléments finis, a permis pour les trois prototypes, de prédire L_1 , L_2 et L_m , avec une précision de 4.4% et de 12% leur résistance.

TABLEAU III-III
RESULTATS DE L'ANALYSE PAR ELEMENTS FINIS

Elément		Mesuré	Simulé (FEMM)	Unités
#1	L_i	56.01	56.20	nH
	L_m	36.01	36.51	nH
	R_i	6.790	6.95	m Ω
#2	L_i	56.01	56.2	nH
	L_m	47.7	47.77	nH
	R_i	6.38	6.10	m Ω
#3	L_i	13.97	13.4	nH
	L_m	9.03	9.23	nH
	R_i	3.10	2.75	m Ω

TABLEAU III-IV
ERREUR ENTRE L'ANALYSE PAR ELEMENTS FINIS ET LA MESURE

Elément	L_i	L_m	R_i	Unité
#1	0,34	1,39	2,36	%
#2	0,34	0,15	4,39	%
#3	4,4	2,2	12	%

Comme le montre le tableau III-V, la méthodologie présentée a permis de prédire avec une précision de 11% la puissance transférée par le convertisseur isolé. Cette différence peut être expliquée par la légère imprécision de la simulation FEMM, la résistance apportée par les soudures, le fait que l'on néglige C_{s1} et C_{s2} et le fait que l'on ne prenne en compte que le premier harmonique.

TABLEAU III-V

Paramètres calculés et mesurés				
Symbole	#1	#2	#3	Unités
C_i	74	219	446	nF
C_{12}	13	13		pF
R_l	1.1	4	0.365	Ω
f	2	1.291	1.436	MHz
Puissance transmissible à la charge				
Puissance mesurée	0.2	1.10	1.95	W
Puissance calculées	0.21	1.24	2.13	W
Erreur	4.7	11	8.4	%
Pertes				
Générateur	0.19	0.06	0.2	W
Primaire	0.52	1.23	3.78	W
Secondaire	0.02	0.01	0.12	W
Rendement	40	47	41	%

Si l'on se penche plus précisément sur les pertes générées au sein des trois prototypes, les pertes dans le secondaire sont négligeables (inférieures à 5%), la répartition de ces pertes est décrite plus précisément sur la figure III-6. Le premier prototype a été réalisé avec une alimentation 100 fois plus résistive que les deux autres, par conséquent, les pertes sont dues à 60% au générateur. On peut aussi noter que pour les trois prototypes les pertes dues à la résistance des bobinages sont inférieures à 16%.

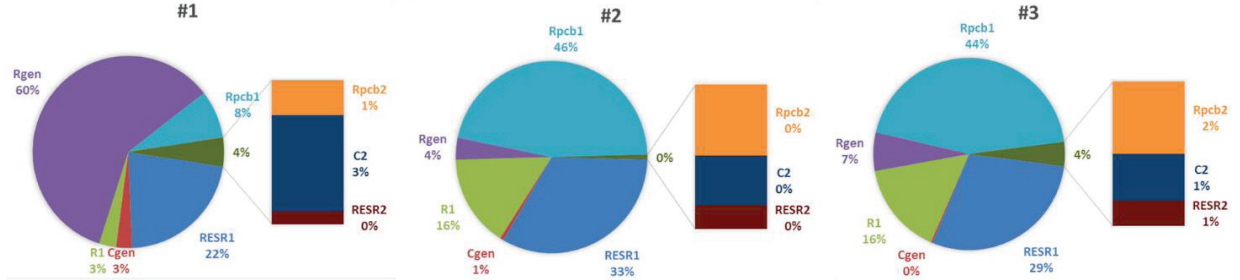


Figure III-6 Répartition des pertes au sein des trois prototypes

Ces prototypes soulignent donc l'influence du générateur et des condensateurs qui génèrent à eux deux plus de 30% des pertes pour les trois prototypes. On observe aussi que pour les prototypes 2 et 3 la résistance des connexions et du PCB génèrent plus de 40% des pertes. Finalement le support utilisé produit plus de pertes que le transformateur. Ces trois prototypes ont été joints aux condensateurs et à la charge optimale de façon à maximiser la transmission de puissance au travers d'un transformateur donné. Il ressort que pour les trois, les pertes sont essentiellement générées par les éléments associés au primaire. Dans une conception industrielle, on peut donc imaginer un prototype non-symétrique et l'utilisation d'un condensateur moins performant au secondaire. On soulignera ici que les prototypes ont été optimisés pour la transmission de puissance et que leurs rendements sont donc assez faibles.

Maintenant que nous avons validé la pertinence de cette fonction d'estimation de la puissance transmise, nous pouvons utiliser un algorithme d'optimisation permettant de déterminer la géométrie optimale pour le transformateur et la fréquence à laquelle travailler.

III.1.3 Boucle d'optimisation

La boucle d'optimisation se fait en deux temps, pour un diamètre extérieur D_{ext} et intérieur D_{in} donnés, la fréquence optimale est déterminée à 5% près grâce un algorithme du gradient. L'ensemble des valeurs possibles pour le diamètre intérieur est ensuite échantillonnés, et un autre algorithme du gradient est effectué sur ces valeurs.

L'ensemble des valeurs possibles pour le diamètre intérieur D_{in} est contraint par l'isolation dynamique requise. Cette dernière étant définie par le couplage maximal entre le primaire et le secondaire C_{12} et la largeur de piste minimale imposée par le fournisseur l_{min} . Le vecteur des valeurs accessibles est donc :

$$D_{in} \in \left[\sqrt{D_{ext}^2 - \frac{4C_{12max}e_{iso}}{\pi\epsilon_o\epsilon_r}}, D_{ext} - l_{min} \right] \quad (III.4)$$

III.1.3.1 Influence du diamètre intérieur

Afin de comprendre l'influence du diamètre intérieur, pour la configuration décrite dans le tableau III-VI, pour chaque diamètre intérieur, la fréquence optimale a été déterminée et la puissance transmissible calculée, afin d'obtenir la courbe de la figure III-7.

TABLEAU III-VI
CONFIGURATION UTILISÉE

Générateur	EPC9031	
V_{gen}	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}$	V
R_{gen}	1.5	m Ω
f	1.291	MHz
C_{gen}	6.5	nF
$\tan\delta$	0.03	-
D_{ext}	30	mm
e_{iso}	0.39	mm
w	125	μ m
ϵ_r	4.6	-
L_{PCB1}	10.8	nH
L_{PCB2}	10.8	nH
R_{PCB1}	19	m Ω
R_{PCB2}	19	m Ω

Si par exemple l'isolation dynamique nécessaire impose un couplage maximum C_{12} de 5pF, alors, comme le montre la figure III-7, il existe un diamètre intérieur permettant de maximiser la puissance transmise, mais celui-ci impose un couplage électrostatique entre le primaire et le secondaire C_{12} bien supérieur à la contrainte de 5pF. Sous cette contrainte, le diamètre intérieur ne peut pas être inférieur à 26mm ce qui affecte la puissance transmise. La contrainte d'isolation dynamique peut donc sensiblement affecter la puissance transmissible.

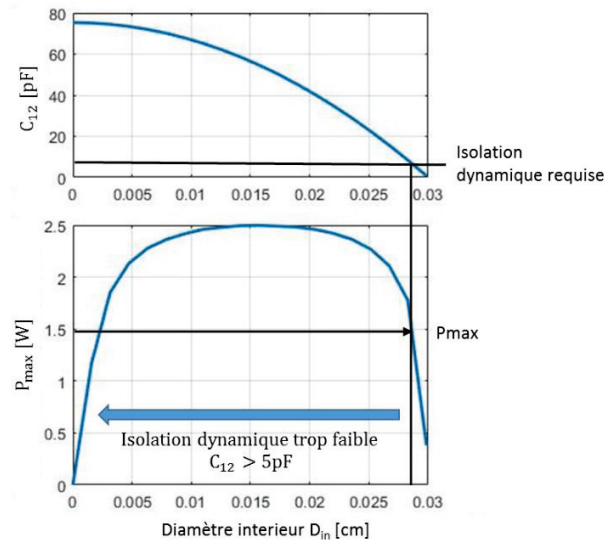


Figure III-7 Effet du diamètre intérieur D_{in}

III.1.4 Choix du diamètre extérieur

Toujours dans les conditions du tableau III-IV, en utilisant l'algorithme complet, autrement dit, pour chaque diamètre extérieur D_{ext} , la fréquence optimale f et le diamètre intérieur D_{in} respectant la contrainte d'isolation dynamique sont choisis de façon à optimiser la transmission de puissance. Comme on peut le voir sur la figure III-8 la contrainte sur l'isolation dynamique affecte ici aussi drastiquement la puissance transmise. On peut observer que sous une forte contrainte de couplage, un transformateur de plus petite taille transmettra plus de puissance.

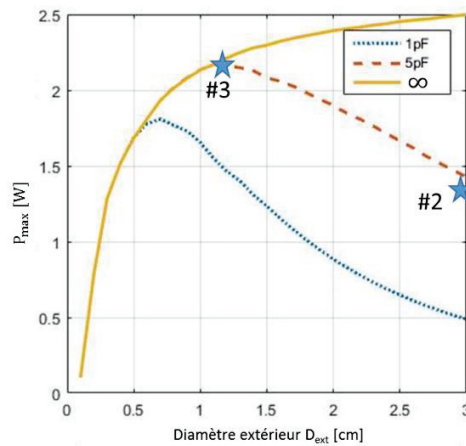


Figure III-8 Puissance transmissible en fonction du diamètre extérieur et de la contrainte sur l'isolation dynamique

Comme le montre la figure III-8, avec une tension d'alimentation de 1V, on peut transmettre 2W avec un transformateur de 2 cm. Par conséquent, une alimentation de 4 V permet donc de monter à 16W, car la puissance transmissible est proportionnelle à la tension d'alimentation au carré (cf équation (III.2)).

III.1.5 Fréquence optimale

Dans les configurations testées, la fréquence optimale déterminée par l'algorithme diminue avec le diamètre extérieur D_{ext} . Cela s'explique par le fait que plus ce dernier est petit, plus la mutuelle d'inductance L_m sera faible. Il est possible de compenser ce phénomène en augmentant la fréquence, au coût de l'augmentation de la résistance des bobinages à cause de l'effet de peau et de l'augmentation de la résistance équivalente série des condensateurs de compensation car la valeur optimale de ces derniers diminue. Par conséquent, plus le Diamètre extérieur est faible plus la fréquence optimale tend à être élevée, comme présenté sur la figure III-9.

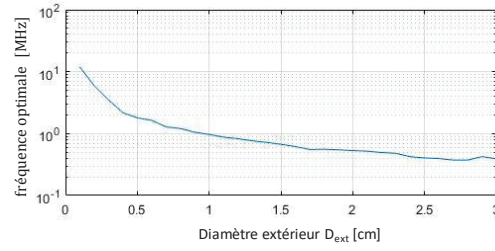


Figure III-9 Fréquence optimale en fonction du diamètre extérieur

Le compromis entre l'augmentation de la mutuelle d'inductance Z_m et l'augmentation de la résistance des éléments peut être étudié grâce au facteur $F_{Z_M} = \frac{R_{t1} \cdot R_{t2}}{Z_{Lm}^2}$ avec $R_{t2} = R_2 + R_{ESR2} + R_{PCB2}$ et $R_{t1} = R_{gen} + R_{ESR1} + R_1 + R_{PCB1}$. L'équation (III.2) nous permet de voir que tant que $F_{Z_M} \ll 1$ la puissance transmissible sera principalement limitée par la résistance du primaire et des éléments associés $R_{g1} + R_{ESR1}$ et est donc indépendante de l'impédance de la mutuelle d'inductance Z_M . Dans ce cas la fréquence optimale est souvent basse de façon à diminuer la résistance des éléments du primaire. Quand $F_{Z_M} \gg 1$, l'influence de Z_M devient non négligeable vis à vis de la résistance des éléments et la fréquence optimale tend à être plus élevée comme le montre la corrélation entre la figure III-8 et figure III-9.

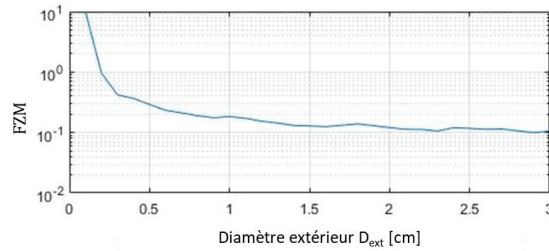


Figure III-10 Calcul du facteur F_{Z_M} en fonction du diamètre extérieur.

Une conception avec un F_{Z_M} faible permet d'être plus robuste vis-à-vis des fluctuations de l'inductance magnétisante et de la fréquence choisie et de la résistance du secondaire. Ce qui peut être utile lorsque l'épaisseur de l'isolant est mal maîtrisée, ce qui est le cas pour les PCB qui sont réalisés par laminage. De plus le fait d'être moins contraint par la résistance du secondaire facilite le processus d'intégration.

III.1.6 Technologie des condensateurs

Un mauvais choix de la technologie utilisée pour les condensateurs peut facilement diviser par 2 la puissance transmissible. Cet aspect clef lors de la conception est trop souvent négligé dans la littérature. Toujours en gardant la configuration du tableau III-VI, avec un diamètre extérieur D_{ext} de 3cm, on peut étudier l'effet du facteur de dissipation des condensateurs sur la puissance transférable (Figure III-11).

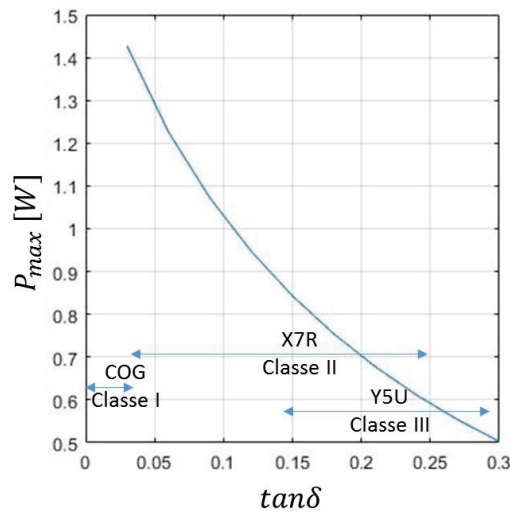


Figure III-11 Effet des condensateurs sur la puissance transmise

Lorsque des condensateurs de piètre qualité sont utilisés, la fréquence optimale tend à diminuer afin d'avoir des valeurs optimales pour les condensateurs de compensation plus basses et donc de diminuer leur résistance. Dans notre cas, le transformateur étant très peu résistif, la résistance des condensateurs tend à être plus élevée que celle du transformateur.

III.1.7 Effet de l'épaisseur d'isolation.

L'étude de l'influence de l'épaisseur d'isolation permet de déterminer s'il est possible de relâcher la contrainte sur la qualité du matériel isolant utilisé. Au premier abord, on peut noter que plus les bobines sont proches plus le couplage entre ces dernières est bon, et par conséquent meilleure sera la transmission de puissance. Mais plus ces bobines sont proches, plus le couplage C12 entre ces dernières sera grand. Or, lorsque le design impose une contrainte forte sur l'isolation dynamique, il est parfois plus rentable d'éloigner les deux bobines afin de pouvoir faire des pistes plus larges, même si cela diminue le couplage. Par conséquent s'il n'y a pas de contrainte sur l'isolation dynamique, plus les bobines seront proches plus la transmission de puissance sera grande, cependant lorsqu'une isolation dynamique est imposée, la meilleure solution n'est pas forcément de placer les bobines le plus proche possible. Par exemple en reprenant le design précédent, comme le montre la figure III-12, pour une contrainte de couplage entre le primaire et le secondaire de 5pF ou de 1pF (isolation dynamique) une distance d'isolation de 2mm permettra de transmettre plus de puissance qu'une isolation de 1mm, tout en relâchant la contrainte sur la qualité de l'isolant.

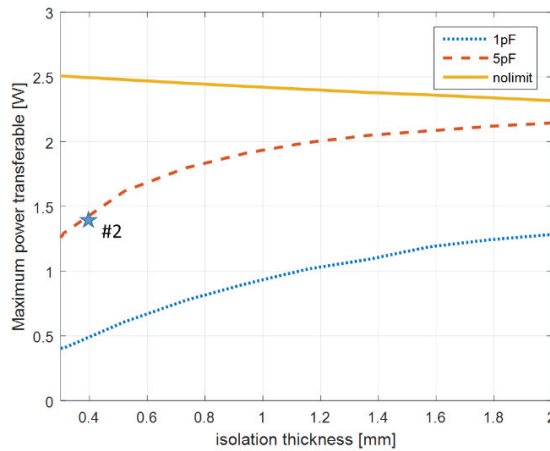


Figure III-12 Effet de l'épaisseur de l'isolant d_{12} sous les conditions du tableau III-VI avec un diamètre extérieur D_{ext} de 3cm

III.1.8 Conclusion

En conclusion, lors d'un design orienté vers la transmission de puissance la contrainte en isolation dynamique est un aspect clef de la conception. Dans le cadre de transformateurs centimétriques, le choix de la technologie utilisée pour les condensateurs affecte significativement la puissance transmissible. La fréquence optimale est souvent proche du MHz pour des transformateurs de l'ordre du cm, mais augmente sensiblement lorsque l'on descend en dessous du cm. Le rendement étant faible, la puissance à dissiper par la chaîne de conversion est non négligeable et peut potentiellement devenir un élément bloquant pour la conception. Nous savons maintenant optimiser la transmission de puissance par une alimentation isolée basée sur un transformateur sans noyau magnétique planaire. Néanmoins, pour répondre à notre besoin initial, il est nécessaire d'ajouter un redresseur.

III.2 Redressement

Afin de pouvoir alimenter l'organe qui va commander la grille du transistor, il faut redresser la tension. Il faut donc mettre un redresseur entre le transformateur et la charge, la chaîne de puissance devient alors celle de la figure III-13.

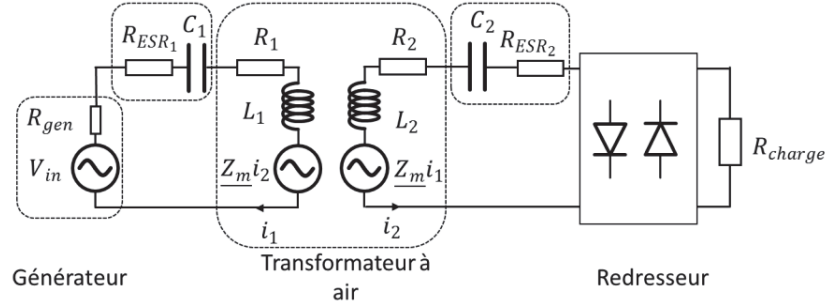


Figure III-13 Chaîne de transmission de puissance avec redresseur

Si l'on suppose que le couple $L_1 C_1$ et le couple $L_2 C_2$ filtrent entièrement les harmoniques générées par le redresseur, et donc que le courant I_1 est strictement sinusoïdal, on peut simplifier le modèle et écrire

$$i_1 = \frac{V_{in} - Z_m \cdot I_2}{R_{eq1}} \quad (\text{III.5})$$

Avec $R_{eq1} = R_1 + R_{gen} + ESR_1$

Dans ce cas le modèle équivalent devient celui de la figure III-14.

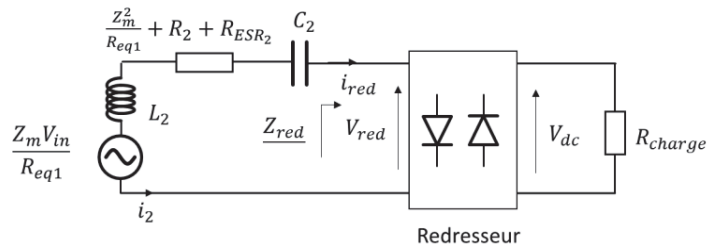


Figure III-14 Modèle équivalent simplifié de la chaîne de transmission de puissance.

Mais avant de choisir le type de redresseur que nous voulons utiliser, il faut comprendre l'origine des pertes au sein d'une diode.

III.2.1 Pertes dans une diode

Une diode dissipe de la puissance lors de sa conduction, lorsqu'elle change d'état, mais aussi lorsqu'elle est bloquée ou passante. Le choix d'une diode est un compromis entre les différentes pertes qu'elle génère selon son cadre d'utilisation, la tension et le courant maximum qu'elle peut supporter. L'efficacité du redressement est un élément à ne pas négliger, car la puissance perdue a dû être transmise en générant la aussi des pertes.

Afin de pouvoir estimer ces pertes nous allons utiliser le modèle équivalent présenté figure III-15. Ce modèle est un modèle simplifié, mais suffisant pour comprendre les principales sources de pertes.

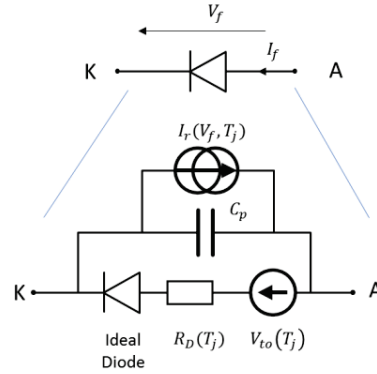


Figure III-15 Modèle équivalent d'une diode

III.2.1.1 Les pertes par conduction

Il est nécessaire d'appliquer une tension V_f à la diode afin qu'elle devienne conductrice, cette tension appelée tension de seuil V_{to} , et au minimum de 0.6V pour une diode en silicium. Si la tension de sortie est de 5V cela représente 12% de pertes. En utilisant une structure métal semi-conducteur, appelée diodes Schottky, cette tension peut être significativement réduite (0.25V pour les diodes au gallium). Cette tension peut être diminuée encore plus grâce à une diode active [1]. Lors de sa conduction, la diode va aussi générer des pertes P_{cond} dues à sa résistance R_D .

$$V_f = V_{to}(T_j) + R_D(T_j) \cdot I_f \quad (\text{III.6})$$

$$V_{to}(T_j) = V_{to}(T_{jref}) + \alpha_{V_{to}} \cdot (T_j - T_{jref}) \quad (\text{III.7})$$

$$R_D = R_D(T_{jref}) + \alpha_{R_D} \cdot (T_j - T_{jref}) \quad (\text{III.8})$$

$$P_{cond} = V_{to}(T_j) \cdot I_{favg} + R_D(T_j) \cdot I_{frms}^2 \quad (\text{III.9})$$

III.2.1.2 Les pertes par courant de fuite

Lorsqu'une diode est bloquée, elle laisse passer un faible courant, appelé courant de fuite I_r . Ce courant est fortement dépendant de la température de la diode T_j , mais aussi de la tension V_f qui est appliquée à la diode.

Ce courant de fuite peut s'exprimer comme :

$$I_r(V_f, T_j) = I_R(V_f, T_j) e^{c(T_j - T_{jref})} \quad (\text{III.10})$$

L'augmentation de la température accroît significativement le courant de fuite, par exemple dans le cas de la diode Schottky BAT54, classiquement utilisée, ce courant est multiplié par 1000 lorsque l'on passe de 25°C à 125°C. Cependant certaines diodes en diamant ont fonctionné sous 800 °C sans montrer un courant fuite significatif ($<10\text{A}\cdot\text{cm}^{-2}$) [2].

III.2.1.3 Les pertes par commutation

Lorsque la diode est fermée avec une forte variation de courant $\frac{di_f}{dt}$, une surtension se crée aux bornes de cette dernière, produisant des pertes. De même, lorsque la diode se bloque avec une forte variation de courant, il faut un certain temps pour que les charges s'évacuent, le courant devient donc négatif, c'est le phénomène de

recouvrement. En conséquence, une surtension se crée aux bornes de la diode produisant de nouveau des pertes. Ces surtensions créent des oscillations qui génèrent des pertes et des perturbations. L'ajout d'amortisseurs ('snubbers') permet de limiter ce phénomène.

III.2.1.4 Le couplage électrostatique

La jonction PN utilisée pour faire la diode présente un couplage électrostatique C_p entre son anode et sa cathode. Dans le cadre d'une commutation dure, ce couplage limite la rapidité de la diode. Lorsque un transistor GaN est utilisé en diode, il a été observé que la résistance de C_p pouvait s'avérer non négligeable [3],[4]. De plus la capacité formée par la jonction dépend de sa polarisation, donc la tension appliquée à la diode, cela rend très difficile de simuler le comportement de cette dernière, notamment au niveau des résonnances.

III.2.1.5 Choix des diodes utilisées et design

Les diodes Schottky permettent de changer d'état plus rapidement, elles possèdent une tension de seuil plus faible et produisent un pic de tension plus faible lors de la fermeture que les diodes au silicium. En revanche elles présentent un courant de fuite plus élevé, une tension de claquage et une température de fonctionnement plus faible [5]. Lors de la conception de la diode, la diminution de la tension de seuil se fait au détriment du courant de fuite et de la température de fonctionnement. Il y a donc un compromis à faire entre :

- La tension de seuil
- Le courant de fuite
- La température maximum de fonctionnement
- La tension de claquage
- La résistivité
- La capacité parasite aux bornes de la diode

C'est pourquoi le choix de la diode est fortement influencé par la structure utilisée pour le redressement, ainsi que la tension désirée pour la sortie. Car par exemple, comme nous le verrons dans la partie suivante, le phénomène de résonance qui a lieu dans un redresseur de classe E augmente sensiblement la tension vue par la diode.

III.2.2 Choix de la structure de redressement

Il existe plusieurs structures de redressements. Les structures les plus connues, à commutation dures (classe D), et les structures permettant des commutations douces (Classe E), présentées par la figure III-16.

Les structures les plus simples sont les structures à commutation dite dure, car la commutation se fait avec un fort dv/dt et di/dt . Ces structures sont vite limitées par les éléments parasites des diodes, couplage électrostatique, inductances de connexion, et ne peuvent donc pas travailler à haute fréquence. Elles génèrent de fortes perturbations électromagnétiques, les capacités parasites des diodes rentrent en résonance avec les éléments inductifs.

Il existe deux classes de redresseur à commutation douce [6], à faible dV_i/dt ou faible dI_i/dt . Les structures à faible dV_i/dt sont obtenues en plaçant un condensateur aux bornes de la diode. Ces structures permettent que la capacité parasite de la diode se charge ou décharge lentement sans créer de surtension et ainsi minimiser les pertes lors de la commutation, le courant en revanche subit en général un saut. Les structures à

faibles dI_t/dt sont réalisées grâce à une inductance en série avec la diode. Le pic de courant est limité lors de la commutation permettant ainsi de limiter les pertes, cependant la tension varie fortement. Cette catégorie ne permet pas d'absorber la capacité de la diode dans la structure de redressement. Cette dernière résonne donc avec les éléments inductifs de la structure. Et il est donc souvent nécessaire d'ajouter un amortisseur afin de diminuer les oscillations générées.

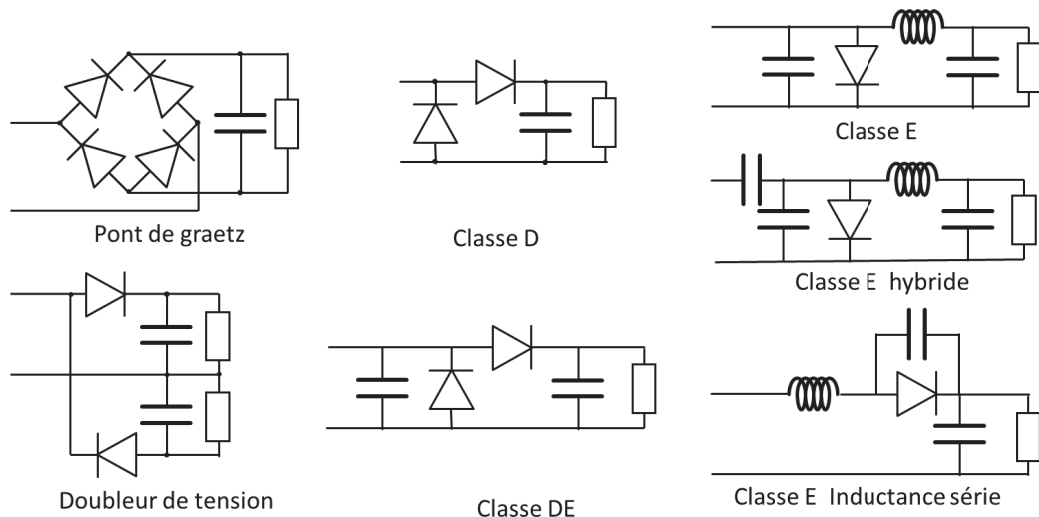


Figure III-16 Redresseurs les plus connus, commutation dure à gauche et douce faible dv/dt à droite

Un condensateur de filtrage est toujours ajouté afin de stabiliser la tension de sortie. Nous avons vu les principales familles de redresseurs, la question maintenant est donc de choisir la structure que nous allons utiliser, et comment la dimensionner. Soit la tension délivrée par le transformateur V_{red} et la tension à la sortie du redresseur V_{out} . Certaines structures permettent d'augmenter la tension et d'autres l'abaissent, l'amplification permise est qualifiée par M_r .

III.2.2.1 Qualification des structures se font grâce à plusieurs critères.

- L'amplification permise $M_r = V_{dc}/V_{red}$ (définis figure III-14)
- Le courant maximum $\max(i_{red})$
- Le courant moyen $\langle i_{red} \rangle$
- La qualité de la commutation (douce ou dure)
- La réactance d'entrée $X = \text{Imag}(Z_{red})$
- L'influence de la charge sur l'impédance vue par le générateur

L'amplification permise est importante, car elle permet de disposer de la bonne tension en sortie, tout en apportant la bonne impédance en sortie du transformateur et ainsi maximiser la transmission. Dans le cadre d'un transformateur 1 tour/1 tour nous chercherons la plupart du temps à maximiser M car la tension délivrée par le transformateur est bien souvent trop faible. Mais dans le cas d'un transformateur avec un rapport de transformation non unitaire, il est possible de nécessiter un M inférieur à l'unité. Par exemple, pour un redresseur de classe D l'amplification permise est : $M \leq \pi/2$.

Il est à noter que les structures résonnantes, dites de classe E augmentent sensiblement plus de 10 fois pour certaines configurations, la tension vue par les composants actifs, dans notre cas la diode, amplifiant du même coup la tenue en tension requise pour cette dernière.

Il est possible de diminuer cette tension en plaçant un filtre LC accordé sur le rang trois aux bornes du composant actif et ainsi former une structure de type ϕ_2 [4]. En dernier lieu, il faut prendre en compte que le fait de travailler avec des structures résonnantes augmente la sensibilité du montage aux variations des composants, ce qui n'est pas le cas des structures à commutation dure.

III.2.2.1.1 Influence de la charge

Un autre aspect non négligeable est qu'une topologie de redressement de classe E agit comme un inverseur d'impédance : plus la charge R_{charge} augmente, plus l'impédance d'entrée du redresseur R_{red} diminue. Alors qu'une structure à commutation dure verra son impédance d'entrée diminuer avec l'impédance de la charge utilisée. Donc dans notre cas, le générateur voit comme impédance Z_{in}

$$\underline{Z}_{in} = \frac{Zm^2}{\underline{Z}_{red} + R_2 + R_{ESR_2} + iL_2\omega + \frac{1}{iC_2\omega}} + \frac{1}{iC_1\omega} + iL_1\omega + R_1 + 4R_{ESR_1} \quad (III.11)$$

Donc à la fréquence de résonance f_o (III.1) :

$$Z_{in} = \frac{Zm^2}{\underline{Z}_{red} + R_2 + R_{ESR_2}} R_1 + 4R_{ESR_1} \quad (III.12)$$

En d'autres termes plus la charge appliquée à la sortie du redresseur R_{charge} augmente, plus l'impédance d'entrée du redresseur R_{red} est faible, plus l'impédance vue par le générateur Z_{in} sera grande. Donc si une charge élevée est utilisée, la chaîne de transmission absorbera moins de courant au niveau du générateur. Adaptant ainsi la consommation du montage à celle de la charge. Alors que dans le cadre d'un redressement de classe D, plus la charge sera élevée plus le courant absorbé coté générateur sera grand.

III.2.2.1.2 La réactance apportée

Un aspect spécifique à notre application est que, dans le cadre d'une transmission par induction la réactance du redresseur associé à la charge vient perturber la résonance et donc désaccorder le système. Si on reprend le modèle de la figure III-5, la puissance transmise et le rendement baisseront car l'impédance du générateur équivalent va être augmentée (cf. chapitre II partie II.1). L'idéal est d'avoir un redresseur présentant une réactance qui ne dépend pas de la charge et qui peut donc être compensée en modifiant C_2 . Par exemple dans le cas d'une structure de type pont de Graetz, l'ensemble redresseur et charge ne va pas se comporter comme une charge purement résistive [7]. Cela est dû au temps de chargement des capacités parasites des diodes (temps de recouvrement), ce décalage n'a que très peu d'influence à basse fréquence, mais lorsque l'on travaille proche du MHz, ce qui est notre cas, la réactance apportée peut devenir non négligeable devant la valeur de la charge diminuant considérablement la puissance transmise et l'efficacité du système entier.

III.2.3 Classe E avec inductance série

Comme expliqué plus haut les redresseurs classe E permettent d'avoir une commutation douce donc moins de pertes et une faible empreinte électromagnétique et possibilité de travail à plus haute fréquence et enfin elles permettent de pouvoir avoir un gain en tension supérieur à 1. Une structure de type E a donc été choisie

pour la suite de ces travaux. Le contexte haute température couplé à la perspective de l'intégration et la contrainte de taille, rendent difficile l'ajout d'une inductance. Je me suis donc orienté vers la structure commandée en tension avec une inductance série [8]–[10], présentée à la figure III-117.

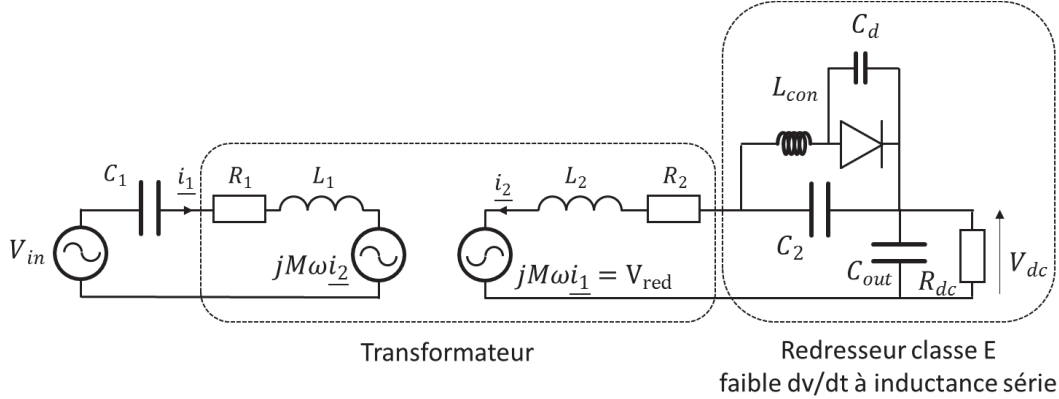


Figure III-17 Redresseur classe E avec inductance série dans son contexte d'utilisation

Cette structure permet d'absorber complètement la capacité de la diode C_d ainsi que l'inductance à vide du secondaire du transformateur L_2 dans la structure de redressement et ne nécessite pas l'ajout d'une autre inductance. La capacité en parallèle avec la diode C_2 permet d'avoir une structure de type classe E à faible dv/dt . Lors de l'ouverture, le courant traversant la diode est proche de zéro et la tension à ses bornes est faible et maintenue par C_2 , évitant ainsi les pertes. L'inductance due à la connexion entre la diode et le condensateur L_{con} doit être minimisée au maximum, car elle va être source d'oscillations avec la capacité de la diode C_d , générant des pertes et des perturbations. Lors d'un design intégré, cette inductance peut être sensiblement minimisée, lors d'une conception sur circuit imprimé, il convient de placer la diode au plus proche du condensateur C_2 . Lorsque la diode se ferme le courant fait un saut idéalement infini, qui dans les faits est limité par l'inductance parasite entre le condensateur et la diode L_{con} . Ce qui n'est pas le cas à l'ouverture de la diode, car elle s'ouvre lorsque le courant s'annule. Le temps de fermeture de la diode multiplié par la fréquence de l'alimentation donne son rapport cyclique de fonctionnement. Un rapport cyclique trop faible impose un courant trop grand au travers de la diode augmentant de ce fait les pertes par conduction.

Lors de la conception de cette structure, le choix des composants influe sur l'amplification en tension $M=V_{dc}/V_{red}$, sur le rapport cyclique de la diode, la puissance transmise et les pertes dans la diode. Le fait que la capacité parasite de la diode C_d soit incluse dans le condensateur C_2 permet de choisir des diodes avec de fortes capacités parasite sans influencer le fonctionnement de la structure ce qui n'est pas le cas pour une structure à commutation dure. De plus la capacité de la jonction PN C_d étant fortement dépendante de la tension à ses bornes, la valeur de l'association des deux sera beaucoup plus stable, et offrira donc un comportement plus prédictible.

Les équations décrivant cette structure, disponibles dans la littérature [11], et que nous utiliserons ne prennent pas en compte la résistance apportée par les pistes, la tension de seuil, la résistance équivalente de la diode ainsi que les inductances de connexion L_{con} , et enfin, la capacité parasite de la diode C_d est incluse dans le condensateur mis en parallèle C_2 . Mais elles permettent d'obtenir une bonne idée du comportement final du redresseur. Lors de la conception plusieurs paramètres doivent être pris en compte : Le ratio A_r entre la fréquence d'utilisation et la fréquence d'auto-résonance du redresseur ω_r , ainsi que le facteur de qualité du redresseur Q_r ,

qui est défini par le ratio entre la charge placée du côté redressé et la réactance apportée à l'entrée du redresseur X , et enfin l'amplification permise M_r , vu précédemment.

$$A_r = \frac{\omega}{\omega_r} \quad (\text{III.13})$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (\text{III.14})$$

$$Q_r = \frac{R_{dc}}{X} \quad (\text{III.15})$$

$$M_r = \frac{V_{dc}}{V_{red}} \quad (\text{III.16})$$

Si nous considérons une efficacité de 100%, nous pouvons retrouver la partie réelle de l'impédance d'entrée du redresseur R_{red} à partir de l'amplification permise M_r , et de la charge placée du côté redressé R_{dc} :

$$R_{dc} = 2M_r^2 R_{red} \quad (\text{III.17})$$

Les structures de classe E permettent d'atteindre des M_r de plus de 10 [11], cependant, plus la tension de sortie est grande (R_{charge} augmente) plus le rapport cyclique diminue. Donc un M_r trop grand induit des fortes surintensités dans la diode créant des pertes non négligeables, augmentant les contraintes sur ces dernières et imposant un surdimensionnement des diodes.

Un autre aspect important est qu'un design optimal permet d'avoir une réactance d'entrée X stable vis-à-vis de la variation de la charge R_{dc} . Cela permet, avec la bonne compensation, de pouvoir apporter la charge optimale sur le secondaire du transformateur. La méthode la plus simple est de travailler avec $A_r=1$, mais dans ce cas plus le rapport cyclique augmente plus l'ensemble redresseur se comporte comme une inductance [10]. Il faut donc légèrement désaccorder le circuit afin de pouvoir avoir une impédance purement résistive lors du fonctionnement. Donc, pour que le redresseur se comporte comme une charge purement résistive, il convient de travailler avec $A < 1$, donc avec $\omega_r > \omega$ donc avec un condensateur C_2 plus faible [12]. Si les parasites de la diode ne sont pas pris en compte, on peut calculer analytiquement les éléments optimaux pour notre circuit.

Afin de limiter les pertes dans la diode, le courant efficace la traversant doit se rapprocher au maximum du courant moyen. Il faut donc limiter les pics de courants et augmenter au maximum le temps de conduction. Si A_r est maintenu entre 0.7 et 1.6, un rapport cyclique inférieur à 0,2 induira un courant maximum plus de 8 fois supérieur au courant moyen. Alors qu'un rapport cyclique supérieur à 0.4 permet d'avoir un courant maximum inférieur à 4 fois le courant moyen. Un rapport cyclique de 0.4 avec $A_r=0.7$ permet d'avoir une impédance d'entrée du redresseur purement résistive, cela sera donc les conditions choisies pour notre alimentation. Les calculs sont détaillés dans le papier suivant [12]. Sous ces conditions $M_v=1$.

L_2 est fixé par le design du transformateur, mais C_2 est accordé afin d'avoir la valeur pour A_r et le rapport cyclique désirés. Pour avoir $A_r=0,7$ il faut une fréquence d'auto-oscillation ω_r plus faible que celle de l'alimentation et donc un condensateur C_2 de plus faible valeur. Le transformateur doit donc être conçu afin d'avoir la tension V_{red} suffisante pour la tension de sortie.

Dans une perspective d'évolution, la diode peut être remplacée par un mosfet, pour former une structure de redressement active et ainsi limiter les pertes générées. La structure peut aussi être évoluée en ϕ_2 en ajoutant un filtre LC accordé sur le troisième harmonique en parallèle avec la diode et ainsi limiter la tension subie par la diode.

III.2.4 Structure classe DE

Le redresseur de classe DE présenté sur la figure III-17, permet de travailler à haute fréquence tout en assurant une commutation douce des diodes. De plus la tension imposée aux diodes est plus faible que dans une structure de classe E ou ϕ_2 [13, p. 7]. L'impédance d'entrée est aussi plus faible que pour une structure de classe E. Mais au prix d'une complexification de la procédure de conception. Comme le montre la figure III-18, cette structure permet cependant de faire une multiplication de la tension de sortie [4].

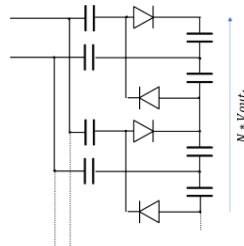


Figure III-18 Structure de redressement de classe DE permettant de multiplier la tension.

III.2.5 Redressement actif et évolutions

Dans toutes les structures précédemment présentées, la diode peut être remplacée ou doublée par un mosfet afin de faire du redressement actif [14], [15] et ainsi diminuer les pertes générées par la diode, mais aussi pouvoir ajuster plus finement la réactance d'entrée et le gain en tension. Cependant l'organe de contrôle doit être suffisamment rapide pour pouvoir travailler à la vitesse imposée par la pulsation de l'alimentation. De plus l'organe de contrôle doit consommer moins que le gain obtenu en utilisant une structure active. Dans les structures de classe E il est aussi possible d'associer une banque de condensateurs afin de modifier la valeur des condensateurs et ainsi agir sur la tension obtenue en sortie ou le rapport cyclique de la diode [16], [17].

Un prototype a ensuite été réalisé afin de valider le fonctionnement du redresseur class E à inductance série.

III.3 Validation expérimentale d'un convertisseur DC/DC

Le transformateur a été alimenté avec une carte d'évaluation EPC9031, des condensateurs COG C4532NPO ont été utilisés. La fréquence choisie est de 1.291MHz. Le redressement se fait grâce à une structure classe E à inductance série. L'inductance du secondaire a donc été utilisée pour réaliser le redresseur.

La diode utilisée est une association de 4 PMEG2020EPK en parallèle, cette diode a un temps de recouvrement très faible, elle peut supporter un courant allant jusqu'à 2A. Cette diode présente une résistance de moins de 1 ohms pour un courant de 0.5A. Le fait de les mettre en parallèle permet de diminuer leur résistance série, sans pour autant la diviser par 4, car sous une tension plus proche de la tension de seuil, la résistance équivalente est plus grande. Cela augmente aussi le courant maximum qu'elles peuvent supporter. De par la

structure résonnante utilisée, la capacité ajoutée a une influence négligeable face à la capacité C_2 . Le schéma de la structure est illustré par la figure III-19 et ses caractéristiques sont décrites par le tableau III-VII.

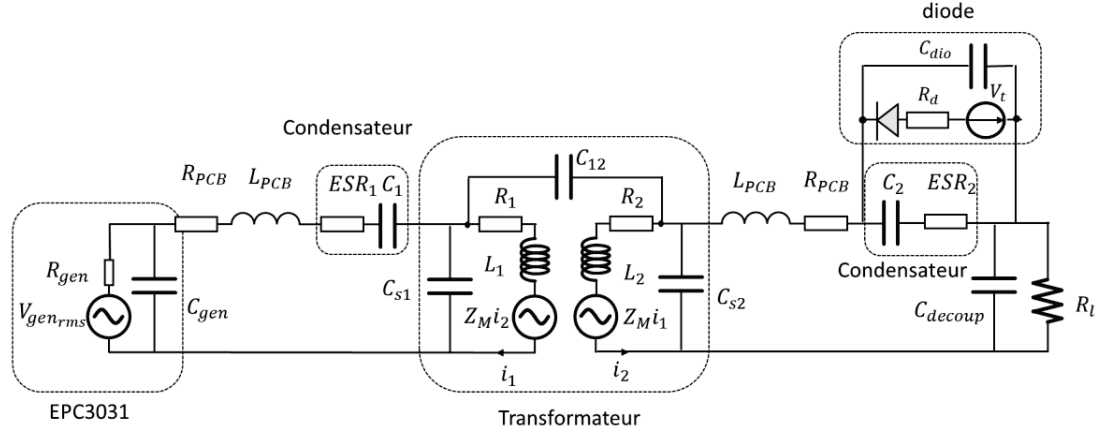


Figure III-19 Modèle équivalent du convertisseur DC/DC

TABLEAU III-VII
PARAMETRES DE L'ALIMENTATION

Elément	Valeur	Unité
C_i	219	nF
ESR_i	13.52	mΩ
L_i	56.01	nH
M	47.7	nH
R_i	2.42	mΩ
$R_{connecteur}$	10	mΩ
C_{12}	13	pF
$R_{supportcapa}$	4	mΩ
L_{PCB}	10.8	nH
R_{gen}	1	mΩ
C_{si}	0.5	pF
C_{gen}	6.5	nF
C_{decoup}	1000+2*100	nF
C_{dio}	400	pF
V_t	400	mV
R_{dio}	300	mΩ

Avec ;

$$R_{PCB} = R_{connecteur} + R_{support} \quad (III.18)$$

Cette architecture, dont le modèle simplifié est décrit par la figure III-20, permet de transférer au travers d'un transformateur de 9cm², 10W avec un rendement de 50% tout en pouvant travailler à haute température et en offrant un couplage entre le primaire et le secondaire inférieur à 15pF. Quelques points de fonctionnement de cette alimentation sont répertoriés dans le tableau III-VIII.

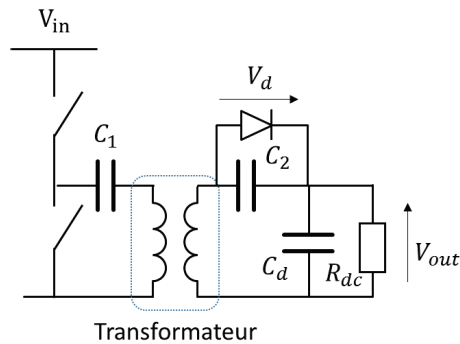


Figure III-20 Modèle simplifié de l'alimentation avec un redresseur de classe E à inductance série

TABEAU III-VII
POINTS DE FONCTIONNEMENT

Point de mesure	Pout [W]	Rendement [%]	Pin [W]	Vout [V]	Vin [V]
#9.1	10	47	21	3	9
#7.1	6.3	49	12.67	2.5	7
#5.1	1.96	42	4.56	1	5
#5.2	1.04	40	2.58	2	5
#5.3	0.54	28	1.92	3	5
#2.1	0.39	36	1.06	0.5	2
#2.2	0.21	35	0.59	1	2
#2.3	0.045	14	0.31	1.5	2

Les points de mesure #5.1-3 et 2.1-3 permettent d'apprécier l'influence de la tension de sortie. Lorsqu'elle est trop haute, la puissance transmise et le rendement chutent drastiquement, cela est dû d'une part au fait que l'on ne travaille plus avec une charge optimale vue par le transformateur, d'autre part au fait que le rapport cyclique chute, imposant des pics de courant beaucoup plus élevés à la diode, augmentant du même coup les pertes qu'elle génère. La tension mesurée aux bornes de la diode lorsque cette dernière est bloquée est la tension aux bornes du condensateur C_2 , elle est donc l'intégrale du courant passant par le condensateur et donc le secondaire. De plus on remarque que le déphasage entre la tension d'entrée et la tension V_d varie en fonction de la tension de sortie (Figure III-21 et III-22). Comme attendu, on remarque aussi que le rapport cyclique de la diode diminue avec la tension de sortie, environ 0.5 pour une tension de sortie de 1V et 0.25 pour une tension de sortie de 3V. On observe aussi que la commutation de la diode se fait de façon douce sans l'ajout de suroscillations.

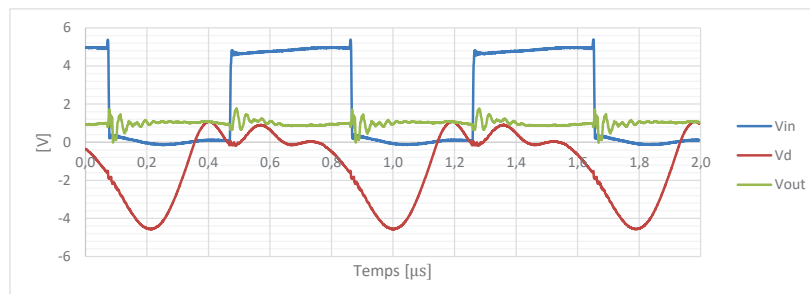


Figure III-21 Mesures effectuées sur le point de fonctionnement #5.1

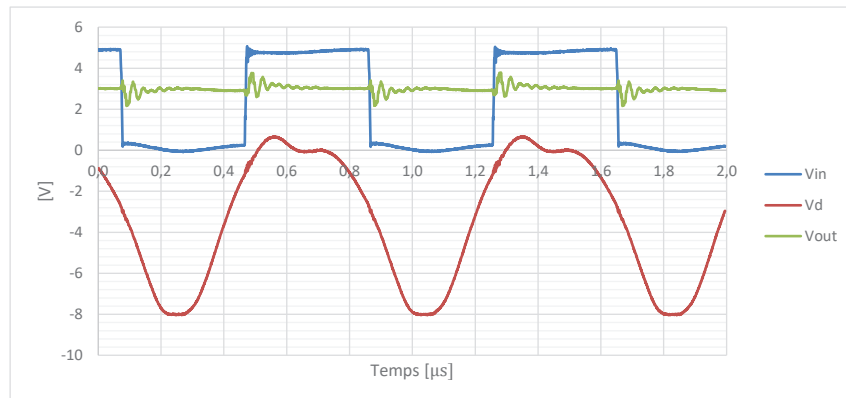


Figure III-22 Mesures effectuées sur le point de fonctionnement #5.3

III.3.1 Analyse thermique

Les pertes produites au sein de cette alimentation engendrent un échauffement du prototype, échauffement que nous avons caractérisés à l'aide d'une caméra thermique, (figure III-23), les points de mesures sur la figure sont donnés dans le tableau III-IX

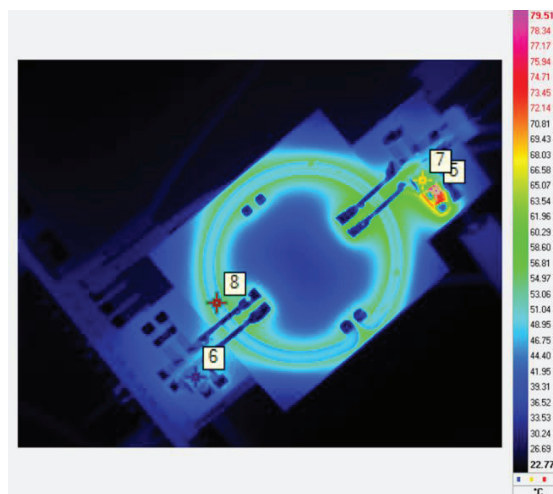


Figure III-23 Image thermique du convertisseur

TABLEAU III-IX
MESURES THERMIQUES

Point de mesure	Température [°]	Élément
5	80.30	Diode
6	46.04	C_1
7	57.45	C_2
8	50.10	Transformateur

Tout comme les trois prototypes présentés au début de ce chapitre, on observe de nouveau que la majorité des pertes dues aux condensateurs de découplage, et ici aussi aux diodes. Les diodes utilisées peuvent être améliorées. De plus ces dernières chauffent beaucoup ce qui limite leur durée de vie et leurs performances, l'ajout d'un radiateur ou d'un pilier thermique dans le PCB serait une amélioration sensible. L'ajout d'un radiateur doit cependant être ajusté de façon à ne pas perturber le champ magnétique, donc soit utiliser un conducteur thermique isolant électrique tel que le INS500, ou une forme adaptée. La surface utilisée pour le transformateur peut ainsi être utilisée pour dissiper la chaleur générée, qui est produite principalement du côté du primaire. Les bobinages n'étant pas les sources principales de pertes, ils peuvent servir de radiateur pour les composants actifs et les condensateurs. Dans une conception idéale, les condensateurs peuvent être placés au milieu de la spire afin de pouvoir en utiliser une partie pour dissiper l'énergie du condensateur et l'autre pour dissiper celle de l'alimentation. De même pour le secondaire, le condensateur de découplage de la tension de sortie peut être placé d'un côté et le condensateur C_2 associé à la diode de l'autre.

Ce convertisseur a été conçu afin de faciliter la mesure, mais en utilisant un routage évitant la spire en court-circuit il est possible d'utiliser le centre du transformateur afin de placer les condensateurs et les éléments actifs. Le fait d'utiliser ce redresseur ne permet pas d'avoir une tension élevée en sortie, mais il est possible d'utiliser un redressement de classe DE multipliant la tension de sortie. Il est aussi possible de faire un secondaire avec plusieurs tours, cela diminuerait le couplage, mais multiplierait la tension de sortie. Et enfin, il est possible d'ajouter un circuit résonnant afin d'élever la tension avant de la redresser mais au coût de l'ajout d'une inductance.

Comme nous l'avons vu il existe une valeur de charge permettant de maximiser le transfert de puissance, lorsque cette charge augmente le rendement diminue drastiquement imposant au primaire un courant très élevé pouvant amener à la destruction des composants et créant des pertes inutiles, une régulation est donc nécessaire. Le couplage entre le primaire et le secondaire de 10 pF est trop élevé pour certaines applications, n'est-il pas possible de créer un design minimisant ce critère ? Qu'en est-il de la stabilité et de la réponse dynamique ? Le système est-il sensible à la variation des composants ?

III.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons mis le doigt sur l'influence des paramètres de conception sur la transmission de puissance d'une alimentation isolée utilisant un transformateur planaire symétrique. Ce chapitre a mis en exergue d'une part l'influence non négligeable de la technologie des condensateurs utilisés et d'autre part celle de la contrainte sur l'isolation dynamique. Le choix de la topologie utilisée pour le redressement a été abordé, et le redressement de classe E à faible variation de tension et à inductance série s'est démarqué car il permet d'intégrer les éléments parasites du transformateur et de la diode dans sa structure, tout en diminuant les pertes produites par commutation ainsi que les perturbations électromagnétiques produites. De plus il offre une marge de manœuvre sur le gain en tension et permet, si bien dimensionné, d'avoir une impédance d'entrée purement résistive. Enfin, l'architecture proposée a été testée grâce un prototype sur circuit imprimé.

Dans ce chapitre nous avons conçu une alimentation isolée permettant de maximiser la transmission de puissance sans pour autant prendre en compte la tension de sortie, sa régulation et les capacités de dissipation thermiques du système, ce que nous allons aborder dans le prochain chapitre.

III.5 Bibliographie

- [1] M. Lipski, Y. Li, M. Misra, and S. Gregori, "A Low Forward Bias Active Diode Circuit for Electrostatic Energy Harvesters," in *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2018, pp. 1–5.
- [2] A. Vescan, I. Daumiller, P. Gluche, W. Ebert, and E. Kohn, "Very high temperature operation of diamond Schottky diode," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 18, no. 11, pp. 556–558, Nov. 1997.
- [3] S. Park and J. Rivas-Davila, "Power loss of GaN transistor reverse diodes in a high frequency high voltage resonant rectifier," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp. 1942–1945.
- [4] S. Park and J. M. Rivas, "Design of a Class-DE Rectifier with Shunt Inductance and Nonlinear Capacitance for High-Voltage Conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2282–2294, Mar. 2018.
- [5] K. Wu and A. Manager, "Introduction To SCHOTTKY Rectifier and Application Guidelines," p. 11.
- [6] S. Birca-Galateanu and A. Ivascu, "Class E low dv/dt and low di/dt rectifiers: energy transfer, comparison, compact relationships," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 48, no. 9, pp. 1065–1074, Sep. 2001.
- [7] M. Fu, Z. Tang, M. Liu, C. Ma, and X. Zhu, "Full-bridge rectifier input reactance compensation in Megahertz wireless power transfer systems," in *2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (2015 WoW)*, 2015, pp. 1–5.
- [8] M. Liu, M. Fu, and C. Ma, "A compact Class E rectifier for megahertz wireless power transfer," in *2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (2015 WoW)*, 2015, pp. 1–5.
- [9] G. Kkelis, J. Lawson, D. C. Yates, M. Pinuela, and P. D. Mitcheson, "Integration of a Class-E low DV/DT rectifier in a wireless power transfer system," in *2014 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, 2014, pp. 72–75.
- [10] A. Ivascu, M. K. Kazimierczuk, and S. Birca-Galateanu, "Class E resonant low dv/dt rectifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, no. 8, pp. 604–613, Aug. 1992.
- [11] G. Kkelis, D. C. Yates, and P. D. Mitcheson, "Class-E Half-Wave Zero dv/dt Rectifiers for Inductive Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8322–8337, Nov. 2017.
- [12] S. Birca-Galateanu and J. L. Cocquerelle, "Class E half-wave low dv/dt rectifier operating in a range of frequencies around resonance," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 42, no. 2, pp. 83–94, Feb. 1995.
- [13] L. Raymond, W. Liang, J. Choi, and J. Rivas, "27.12 MHz large voltage gain resonant converter with low voltage stress," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 1814–1821.
- [14] G. Kkelis, S. Aldhaher, J. M. Arteaga, D. C. Yates, and P. D. Mitcheson, "Hybrid Class-E synchronous rectifier for wireless powering of quadcopters," in *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2017, pp. 1–4.
- [15] G. Di Capua, N. Femia, and G. Lisi, "Impact of losses and mismatches on power and efficiency of Wireless Power Transfer Systems with controlled secondary-side rectifier," *Integration, the VLSI Journal*, vol. 55, pp. 384–392, Sep. 2016.
- [16] Y. Sakai and H. Koizumi, "Half-Wave Class DE Low dv/dt Rectifier Using Common-Grounded Controlled Shunt Capacitor and Its Design Approach," in *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2018, pp. 1–4.

- [17] K. Fukui and H. Koizumi, "Class E Rectifier With Controlled Shunt Capacitor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3704–3713, Aug. 2012.

IV. OPTIMISATION DANS LE CONTEXTE D'UTILISATION & REGULATION

Sommaire

IV.1	Dissipation thermique.....	91
IV.2	Algorithme d'optimisation complet	93
IV.3	Contrôle de la tension de sortie	98
IV.4	Conclusion	101
IV.5	Bibliographie.....	102

Nous pouvons maintenant vérifier que la puissance nécessaire soit transmissible au travers d'une surface donnée, tout en respectant les contraintes d'isolation statique et dynamique. Cependant, le point de fonctionnement maximisant la transmission de puissance, apporte une tension de sortie la plupart du temps inférieure à 5V et dissipe une puissance supérieure à celle transmise.

Etant donné que pour répondre au cahier des charges de l'introduction, il faut assurer une certaine tension de sortie, ainsi que l'intégrité de notre alimentation isolée, il convient de déplacer en conséquence le point de fonctionnement de la configuration au prix d'une diminution de la puissance transmise.

Vis-à-vis de la tension de sortie, l'ajout d'un survolteur est possible à basse température, mais la réalisation d'une inductance dans la gamme de température visée (250°C), serait une contrainte supplémentaire non négligeable. Cependant, la tension de sortie peut être augmentée au coût d'une diminution de la puissance transmise et du rendement en modifiant les paramètres de conception, tels que le rapport de transformation du transformateur, la fréquence utilisée, l'impédance de la charge, ou le dimensionnement du redresseur.

Quant à la puissance perdue au sein de l'alimentation, pour la diminuer, le rendement doit être augmenté. Dans ce but nous étudierons dans un premier temps, les différents vecteurs de dissipation de cette énergie, puis je proposerai une méthode de conception prenant en compte, l'efficacité, la puissance transmise et la tension de sortie. Nous nous pencherons ensuite sur les différentes méthodes de contrôle de la tension de sortie. Et enfin, j'exposerai une structure que j'ai développée permettant de réguler la tension de sortie tout en protégeant le générateur. Essentiellement, ce chapitre est le dernier pas avant la réalisation finale de l'alimentation isolée.

IV.1 Dissipation thermique

Le faible rendement du convertisseur, implique des pertes au sein des composants tels que le générateur, les condensateurs, le transformateur ou le redresseur. Comme montré dans le chapitre III, ces pertes entraînent un échauffement qui peut :

- Augmenter la résistivité des composants et donc augmenter d'autant plus les pertes,
- Réduire leur durée de vie
- Augmenter les courants de fuite au sein des composants actifs

L'énergie perdue lors du fonctionnement doit donc être dissipée afin de limiter la montée en température des éléments. Cette dissipation peut se faire par conduction, convection ou rayonnement.

IV.1.1 *La conduction*

La conduction thermique est le transfert de l'agitation thermique entre les atomes au sein d'un même milieu. Le flux thermique s'exprime alors comme :

$$\phi = \lambda S \frac{dT}{dx} \quad (\text{IV.1})$$

Avec,

- ϕ flux thermique en W
- λ est la conductivité thermique : 390 $\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$ pour le cuivre $\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$ pour le FR4, (isolant généralement utilisé pour les circuits imprimés) et 66.6 $\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$ pour l'étain utilisé pour souder les composants entre eux, et 148 $\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$ pour le silicium.
- S la surface perpendiculaire au flux thermique
- T la température

Dans le cadre d'un convertisseur intégré, la puissance perdue est concentrée sur la puce, il est donc important d'utiliser un boîtier ou support permettant une bonne conduction afin de pouvoir drainer cette énergie.

Si l'on considère seulement la conduction au travers d'une piste de 125 μm d'épaisseur et 3mm de large, alors le transfert de 100mW entraîne une augmentation de 7 degrés tous les cm, cela est dû à la faible épaisseur de cuivre. Pour un transformateur intégré de 2mm², un substrat silicium de 500 μm autorise un transfert de 1 Watt avec une variation de moins de 1 degré.

Les pertes sont principalement produites par les condensateurs et les éléments actifs du primaire, il convient donc de les placer judicieusement afin d'utiliser la conduction produite par les pistes du transformateur afin de répartir la température sur tout le système, et ainsi éviter la destruction des composants.

IV.1.2 *La convection*

La convection est le transfert thermique entre un fluide en mouvement et une paroi solide. Le flux de chaleur entre le fluide et la surface de la paroi peut s'exprimer comme :

$$\phi = h * S * (T_{paroi} - T_{fluide}) \quad (IV.2)$$

Avec

- ϕ le flux thermique en Watt
- S est la surface d'échange considérée
- h est le coefficient d'échanges thermique dans le cadre du transfert cuivre/air en convection naturelle au premier ordre, $h \approx 0.001W.cm^{-2}.^{\circ}C$

L'énergie transmise par conduction au boîtier ou au support est ensuite transmise à l'air ambiant grâce à la convection. Comme montré par l'équation (IV.2) cet échange dépend de la différence de température entre la paroi et l'air, qui dans notre cas sera faible car nous travaillons dans un milieu haute température, du coefficient d'échange thermique qui dépend du matériau et du fluide ainsi que de son mouvement vis-à-vis de la surface. Par exemple l'ajout d'un ventilateur permet d'augmenter le coefficient h . Et enfin de la surface d'échange, c'est pour cela que l'on utilise des radiateurs, qui permettent d'augmenter la surface d'échange.

Dans le cadre d'un transformateur sur PCB, en ne considérant que la convection naturelle, si l'on estime que la conduction permet d'avoir une température en surface uniforme (favorisé par l'utilisation d'un pattern, voir chapitre III), alors la dissipation de 1W par une surface de 9cm² entraîne un échauffement de plus de 110°C en convection naturelle, un échauffement de 10°C ne permet que la dissipation de 90mW. L'ajout d'un radiateur est donc nécessaire. En considérant la conduction parfaite, un radiateur de 100 cm² est nécessaire afin d'avoir un échauffement de moins de 10°C, une autre solution serait d'utiliser une convection forcée avec un ventilateur, ou de ne s'autoriser qu'une dissipation de moins de 90mW.

IV.1.3 *Le rayonnement*

Le dernier mode de refroidissement est le rayonnement, ce refroidissement dépend de l'émissivité du matériau qui compose la surface chaude.

$$\phi = \epsilon\sigma S(T_{surface}^4 - T_{milieu}^4) \quad (IV.3)$$

- Où S est la surface considérée
- σ la constante de boltzman $5.68 * 10^{-8}W.K^{-4}.m^{-2}$.
- ϵ le facteur d'émission de la surface (cuivre 0.05, peinture à l'huile 0.95)

Ce mode ne doit pas être négligé, surtout à haute température. Dans un milieu à 20°C, avec une élévation de 10°C, une surface de 9cm² permet de dissiper 50mW par rayonnement avec de la peinture à l'huile et ce chiffre descend à 2mW sans la peinture. Dans un milieu à 250°C la même surface et toujours une variation de 10°C, avec la peinture à l'huile dissipe 285mW et ce chiffre monte à 588mW si l'on s'autorise une variation de 20°C. Le revêtement utilisé influe significativement ce mode de dissipation, à basse température ce mode dissipe presque deux fois moins que la convection, mais à haute température (250°C), la tendance s'inverse. Ce mode ne doit donc pas être négligé.

IV.1.4 Conclusion

En conclusion, la dissipation thermique limite l'augmentation en température des composants, et doit être prise en compte lors de la conception. L'environnement haute température de l'application finale, rend encore plus petite la marge de sécurité vis-à-vis de l'augmentation en température des composants. Cette limitation de l'augmentation en température se traduit par une efficacité minimum du système. La dissipation thermique est fortement dépendante de l'application, de l'utilisation d'un radiateur, ou des gaz environnant, ainsi que de leur température. Ainsi, une fois que l'environnement de travail, et la température maximale des composants est définie, il est possible de calculer la dissipation possible et donc en fonction de la puissance à transmettre, calculer un rendement minimum.

Lorsqu'un pattern adéquat est dessiné, on peut considérer que la température uniforme sur toute la surface du transformateur. Pour un transformateur de 9cm^2 sur PCB, si l'on considère une conduction parfaite au sein du cuivre, que l'on ne s'autorise qu'une augmentation de 10°C , qu'un revêtement favorisant le rayonnement a été utilisé et en ne considérant qu'un seul côté, la surface peut dissiper 140mW à basse température (20°C) et 375mW à (250°C). Donc pour transférer 1W avec 9cm^2 sous 250°C il faut un rendement minimum de 72% , pour assurer une variation de moins de 10°C , ce rendement doit monter à 84% si l'on veut transférer 2W .

Dans le cadre d'un composant intégré, le boîtier permet une dissipation par conduction et le substrat seul autorise une dissipation de 1W avec une variation de 1 degré, cependant il faut aussi considérer la dissipation thermique à partir du substrat.

IV.2 Algorithme d'optimisation complet

IV.2.1 Fonctionnement

Une fois le rendement minimum, la tension de sortie et d'entrée, l'épaisseur d'isolation requise et la puissance nécessaire définis, nous devons calculer la taille minimale du transformateur. Sur ce point j'ai développé un algorithme permettant de générer des diagrammes de Pareto. Dans cette optique, j'ai utilisé une procédure en deux parties. Dans un premier temps une base de données de modèles de 185000 transformateurs a été générée. La génération des modèles de transformateurs avec des simulations par éléments finis étant la partie la plus coûteuse en temps et en moyens de calculs, la création de cette base permet de pouvoir effectuer la partie la plus fastidieuse une seule fois, puis la réutiliser pour les différents algorithmes d'optimisation. Cette base permet de parcourir l'ensemble des géométries de transformateurs et de fréquences pertinentes pour l'application visée. Elle peut ensuite être agrandie en fonction des applications visées, ou des résultats obtenus. Les différents paramètres utilisés pour la création de la base de données sont décrits dans le tableau IV-I.

Les transformateurs simulés sont composés de bobines circulaires réparties sur deux couches séparées par un isolant d'épaisseur e_{iso} . L'épaisseur de cuivre utilisé w_i est de $125\mu\text{m}$. L'espacement entre les pistes D_{iso} a été pris minimum vis-à-vis des capacités du fournisseur. La plage de fréquence a été choisie en fonction des précédents résultats d'optimisation et de la fréquence maximale admissible vis-à-vis du générateur. Le nombre de tours au primaire a été limité à deux car la majorité des points optimaux sont avec 1 tour au primaire, le

nombre de tour au secondaire a été limité à 12 tours car au-dessus, les pistes deviennent trop fines, pour les transformateurs de diamètre extérieurs à 1cm.

TABLEAU IV-1
PARAMETRES DE CREATION DE LA BASE DE DONNEES

Paramètre		Plage de valeurs	Unités	Nombre de pas utilisés
Nombre de tours au secondaire	N_2	1 à 12	Tours	12
Nombre de tours au primaire	N_1	1 à 2	Tours	2
Diamètre extérieur	D_{ext}	1 à 3	cm	12
Espace d'isolation entre les pistes	D_{iso}	100	μm	-
Diamètre intérieur	D_{in}	0.1 à $D_{ext}-N_i*Diso$	cm	30
Fréquence	f	0.1 à 20	MHz	30
Epaisseur d'isolation	e_{iso}	0.39	mm	-
Epaisseur des pistes	w_i	125	μm	-
Permittivité du support (FR4)	ϵ_r	4.6	-	-
Conductivité électrique du cuivre	ρ_{cuivre}	58	MS/m	-

La deuxième partie de l'optimisation prend en compte la structure de l'alimentation complète et calcule la tension de sortie, le rendement et la puissance délivrée en fonction de la tension d'entrée au carrée. Le générateur utilisé a été simulé avec les mêmes spécificités que l'EPC9031, les condensateurs utilisés possèdent le facteur de dissipation de la technologie COG et les interconnexions L_{pcb1} et R_{pcb1} ont été prises en compte, en se basant sur les valeurs mesurées sur les précédents prototypes. Si l'on reprend le schéma de l'alimentation isolée du chapitre précédent, présenté sur la figure IV-1.

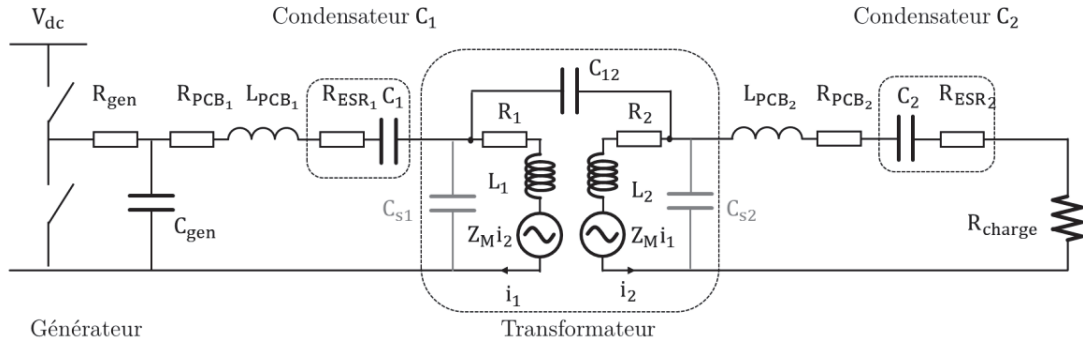


Figure IV-1 Schéma équivalent du convertisseur isolé utilisée pour la simulation

Partant des équations développées précédemment (chapitre II.3), nous savons que la puissance est maximisée lorsque la charge R_{charge} est :

$$R_{pmax} = R_{t2} + \frac{Z_M^2}{R_{t1}} \quad (IV.4)$$

Avec $R_{t2} = R_2 + R_{ESR2} + R_{PCB2}$ et $R_{t1} = R_{gen} + R_{ESR1} + R_1 + R_{PCB1}$

Si l'on néglige les pertes dues à la capacité du générateur C_{gen} , qui sont très faiblement dépendantes de la charge R_{charge} utilisée, nous avons vu que l'efficacité de l'alimentation isolée η_{alim} , sans prendre en compte le redressement se calcule grâce à :

$$\eta_{\text{alim}} = \frac{R_{\text{charge}}}{\frac{R_{t1}(R_{\text{charge}} + R_{t2})^2}{Z_M^2} + R_{\text{charge}} + R_{t2}} \quad (\text{IV.5})$$

Cette efficacité est maximisée quand :

$$R_{\eta_{\text{max}}} = \sqrt{R_{t2}^2 + Z_M^2 \frac{R_{t2}}{R_{t1}}} \quad (\text{IV.6})$$

En se basant sur la base de données générée précédemment, toutes les charges possibles entre $R_{\eta_{\text{max}}}$ et R_{Pmax} ont été testées afin de pouvoir créer des courbes de Pareto permettant de définir le design optimal. Les paramètres utilisés pour la génération de ces courbes sont donnés dans le tableau IV-II. Le facteur de dissipation des condensateurs correspond à des COG /NPO.

TABLEAU IV-II
PARAMETRES DE L'ALIMENTATION FINALE

paramètre		Valeur	Unité
Tension efficace équivalente	V_{gen}	$\frac{V_{dc} * \sqrt{2}}{\pi}$	V
Résistance équivalente du générateur	R_{gen}	1.5	mΩ
Capacité de sortie du générateur	C_{gen}	6.5	nF
Facteur de dissipation des condensateurs	$\tan\delta$	0.03	-
Inductance rajoutée par la connexion entre l'alimentation et le transformateur	L_{PCB_1}	10.8	nH
Inductance rajoutée par la connexion entre le transformateur et la charge ou le redresseur	L_{PCB_2}	10.8	nH
Résistance ajoutée par la connexion entre l'alimentation et le transformateur	R_{PCB_1}	19	mΩ
Résistance ajoutée par la connexion entre le transformateur et la charge ou le redresseur	R_{PCB_2}	19	mΩ

IV.2.2 Résultats

Les résultats dépendant fortement de la tension V_{dc} utilisée, nous travaillerons avec des puissances réduites et des tensions normalisées.

Nous pouvons donc tracer les courbes de l'admittance de transmission P_s/V_{dc}^2 en fonction du rendement et de la tension normalisée vue par le redresseur de classe E à inductance série ($V_{\text{red}}=Z_m i_1/V_{dc}$), pour différents diamètres extérieurs D_{ext} . Les courbes ainsi tracées (figure IV-2, IV-3) sont associées à une matrice qui stocke les configurations optimales, le point de fonctionnement choisi peut donc facilement être réalisé. Ces courbes ont été tracées en faisant varier les critères de conception notamment la surface maximum utilisée pour le transformateur et la tension de sortie.

Pour transférer 1W, dans un environnement à 250°C, tout en évitant un échauffement de plus de 10°C, avec une surface de dissipation de 9cm², il nous faut un rendement de 72% minimum (partie IV.1). Il existe plusieurs solutions. La première est de travailler avec une tension de 1V DC en entrée, dans ce cas il est possible d'avoir un rendement de 75% avec un transformateur possédant un diamètre extérieur de 1cm et une tension de sortie de 5V, ou un rendement de 85% en utilisant une tension d'entrée de 3V et avec une tension de sortie de 3V. Ce rendement peut être augmenté à 90% avec un transformateur de diamètre extérieur de 3cm.

Finalement la tension d'entrée influe beaucoup sur la puissance transférable et la tension de sortie, et la taille du transformateur joue beaucoup sur la puissance transférable.

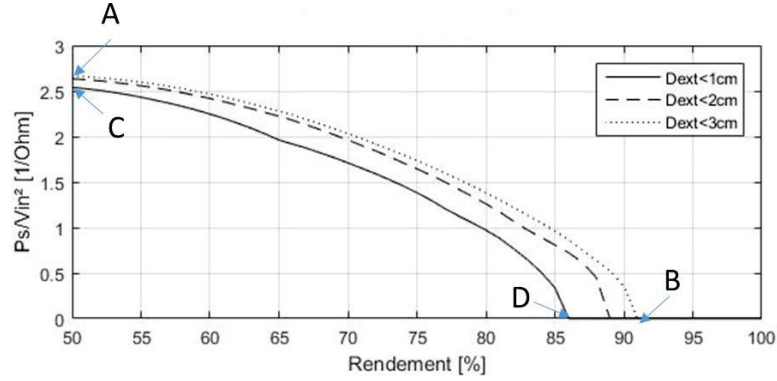


Figure IV-2 Puissance transférable normalisée en fonction du rendement et de l'espace utilisé

Les points optimaux permettant de maximiser la transmission de puissance (Point A et C) ou le rendement (points B et D) sont donnés dans le tableau IV-III, on remarque que l'espace utilisé influe plus sur le rendement que la puissance normalisée.

TABLEAU IV-III
POINTS DE FONCTIONNEMENTS OPTIMAUX SANS CONTRAINTES SUR LA TENSION DE SORTIE

Paramètre		A	B	C	D	Unité
Nombre de tours au secondaire	N_2	12	3	8	5	-
Nombre de tours au primaire	N_1	1	1	1	2	-
Diamètre extérieur	D_{ext}	30	30	10	10	mm
Diamètre intérieur	D_{in}	5,8	18	5	7	mm
Fréquence	f	0,78	1,47	0,78	1,47	MHz
Charge utilisée	R_{charge}	8,08	1,14	2,82	1,60	Ω
Tension de sortie normalisée	V_{red}/V_{dc}	4,86	0,71	2,86	0,84	[-]
Admittance de transmission	P_{out}/V_{dc}^2	2,67	0,64	2,55	0,33	W/V^2
rendement	η	50	92	50	86	%

On observe que pour les deux cas il a fallu augmenter la fréquence de fonctionnement et diminuer la charge pour augmenter le rendement. On observe ici que en augmentant la tension d'alimentation, on peut transmettre facilement 1W au travers d'un transformateur de 1cm de côté tout en ayant un rendement de plus de 80%. Cependant les points de fonctionnement permettant le maximum de rendement ne permettent pas d'avoir une tension de sortie normalisée suffisante. Si l'on contraint une tension de sortie normalisée de 10 de façon à obtenir une tension de sortie de 10V pour une alimentation de 1V en entrée, on supprime une partie des solutions apparaissant dans les diagrammes de Pareto précédemment générés et l'on obtient le résultat de la figure IV-3.

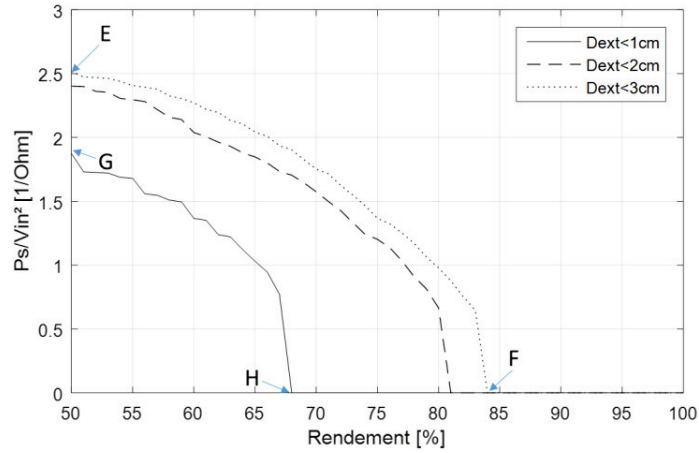


Figure IV-3 Puissance transférable normalisée en fonction du rendement et de l'espace utilisé avec une tension de sortie normalisée de 10V

TABLEAU IV-IV
POINTS DE FONCTIONNEMENTS OPTIMAUX AVEC UNE TENSION DE SORTIE NORMALISEE DE 10

Paramètre		E	F	G	H	Unité
Nombre de tours au secondaire	N_2	12	12	12	12	-
Nombre de tours au primaire	N_1	1	1	1	1	-
Diamètre extérieur	D_{ext}	30	30	10	10	mm
Diamètre intérieur	D_{in}	11,4	20	4,9	4,9	mm
Fréquence	f	0,78	2,15	2,84	9,7	MHz
Charge utilisée	R_{charge}	39	149	55	125	Ω
Tension de sortie normalisée	V_{red}/V_{dc}	10,1	10,05	10,38	10,04	[-]
Admittance de transmission	P_{out}/V_{dc}^2	2,51	0,65	1,87	0,77	W/V^2
rendement	η	50	84	50	68	%

L'influence de la contrainte sur la tension de sortie est clairement visible pour les transformateurs de petite taille, ici aussi l'augmentation de la fréquence permet d'améliorer le rendement, cependant la charge a dû être augmentée, cela ne serait pas le cas si l'on avait gardé la fréquence constante.

Finalement pour notre application, une contrainte aussi forte pour la tension de sortie n'est pas raisonnable, le transformateur optimal serait avec une alimentation plus élevée et un transformateur suffisamment large pour assurer un rendement suffisant, la tension de sortie peut ensuite être légèrement augmentée en jouant avec la résonance du redresseur. Nous observons ici que tous les designs optimaux possèdent plusieurs tours au secondaire, la maximisation de la transmission de puissance se fait avec un seul tour au primaire, mais plusieurs tours au secondaire. Il est à noter que les pertes générées par le redresseur sont à prendre en compte lors de la conception cependant, la majorité des pertes sont produites par le primaire, le secondaire peut ainsi être utilisé pour dissiper son énergie mais aussi celle du redresseur.

IV.2.3 Conclusion

Cette méthode d'optimisation est extrêmement consommatrice de temps, la génération de la matrice contenant tous les transformateurs demande un temps extrêmement important (plus d'une semaine avec un ordinateur de bureau standard dans notre cas) et il faut vérifier qu'aucun point optimal ne soit à la limite de cette matrice. Ici nous avons choisi de faire varier 5 paramètres, mais nous avons considéré que le primaire et le secondaire avaient le même diamètre intérieur et extérieur, ce qui n'est pas forcément la solution optimale, mais rajouter cette variation augmenterait significativement la taille de la base de données. L'avantage de cette méthode est qu'une fois la base de données générée, il est beaucoup plus rapide de pouvoir simuler l'influence de la variation des condensateurs de compensation, de la charge ou du générateur. Cependant un algorithme d'optimisation de type génétique pourrait être mis en place, afin d'augmenter sa rapidité, on peut imaginer qu'il stocke chacun des résultats obtenus par éléments finis dans une matrice et quand il simule un nouveau transformateur vérifie s'il ne l'a pas simulé avant. En imposant des pas de variation possible sur la conception du transformateur, cela peut considérablement réduire le nombre de simulations par éléments finis et donc la rapidité d'exécution du programme.

IV.3 Contrôle de la tension de sortie

IV.3.1 Les structures actuelles

Afin de pouvoir contrôler la tension de sortie, il existe plusieurs techniques, la plus simple est de tout le temps transmettre la même puissance et de dissiper la puissance non consommée par la charge au secondaire, cette méthode présente l'avantage d'être relativement simple et robuste, cependant la dissipation se fait au plus proche des composants réchauffant inutilement ces derniers.

Une autre possibilité est d'utiliser une boucle de retour afin de modifier l'alimentation lorsque la tension de sortie dépasse la tension requise. La régulation de la transmission de puissance peut alors se faire en changeant la tension ou la fréquence du générateur. Le fait d'utiliser une fréquence supérieure à la fréquence optimale f_0 pour une compensation série permet de pouvoir contrôler facilement l'énergie transférée en faisant varier la fréquence d'excitation, il est aussi possible de le faire à plus basse fréquence mais la sensibilité est plus forte rendant le contrôle plus difficile [1]. Cependant cette méthode est limitée par le fait qu'elle nécessite un retour d'information entre le primaire et le secondaire, ce qui rajoute une capacité parasite entre le primaire et le secondaire et diminue donc l'isolation dynamique. De plus la transmission de l'information doit se faire sous isolation et à la température de fonctionnement de l'alimentation, ce qui complexifie significativement la conception du système complet.

Si l'on ne veut pas ajouter de boucle de retour, on peut estimer la tension de la charge en connaissant la consommation du secondaire qui peut être calculée grâce au courant traversant l'inductance magnétisante. Il est possible de déterminer le courant du secondaire en évaluant le courant magnétisant et en le soustrayant au courant primaire. Cela permet de ne pas avoir de boucle de retour et de pouvoir ajuster le contrôle[2]. Cependant cette méthode dépend fortement de la qualité de l'estimation du courant magnétisant et ne permet pas de connaître la tension en sortie. Il est cependant possible d'avoir une bonne approximation du courant magnétisant en rajoutant une troisième bobine [3], ce qui complexifie la structure, mais si bien réalisé n'influence pas l'isolation.

En plaçant une structure de type survolteur à la sortie du convertisseur tel que présenté sur la figure IV-4, il est possible de réguler la tension de sortie, mais aussi de contrôler le courant absorbé par le transformateur au niveau du générateur [4]. Cependant cette technique nécessite l'ajout d'une inductance, ce qui est difficilement envisageable pour ces gammes de température.

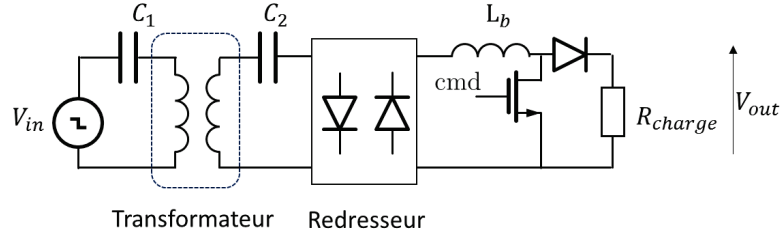


Figure IV-4 Contrôle de la tension de sortie grâce à un survolteur

Dans le cadre de ma méthode, compensation série-série, parfaitement compensée, si la charge R_{charge} baisse, on rentre dans la zone de séparation de fréquence [5], on abaisse la puissance transmise à la charge, cependant, on augmente l'impédance vue par le générateur Z_{in} , et potentiellement le rendement, le tout sans créer de perturbations électromagnétiques.

IV.3.2 Un contrôle par modulation d'impédance

IV.3.2.1 Principe

Le transformateur agit comme un inverseur de charge, lorsque la charge augmente, l'impédance vue par le générateur diminue.

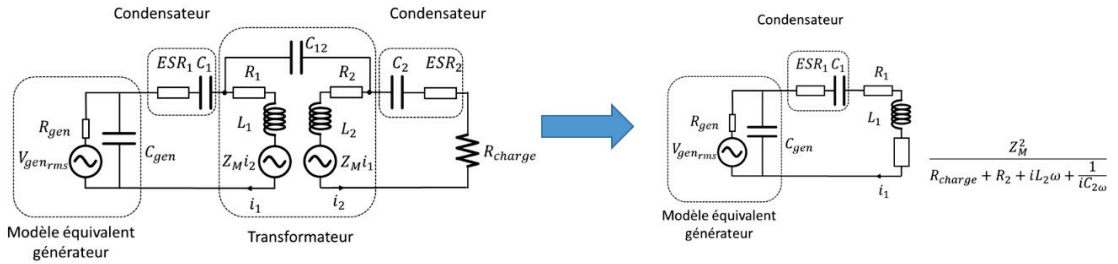


Figure IV-5 Modèle équivalent de l'alimentation isolée ramenée au primaire

En se basant sur le modèle équivalent du système présenté par la figure IV-4, on peut calculer le courant absorbé par le transformateur :

$$I_1 = \frac{V_{gen_rms}}{R_{ESR1} + R_1 + iL_1\omega + \frac{1}{iC_1\omega} + \frac{Z_M^2}{R_{charge} + R_2 + iL_2\omega + \frac{1}{iC_2\omega}}} \quad (IV.7)$$

Si l'on travaille avec des condensateurs de compensation accordés, on se retrouve avec :

$$I_1 = \frac{V_{gen_{rms}}}{R_{ESR1} + R_1 + \frac{Z_M^2}{R_{charge} + R_2}} \quad (IV.8)$$

Si la charge n'absorbe plus de courant, son impédance tend vers l'infini et I_1 devient non négligeable $I_1 = \frac{V_{gen_{rms}}}{R_{ESR1} + R_1}$, pouvant entraîner la destruction du générateur.

Si une interface de régulation est ajoutée et court-circuite le secondaire avec un condensateur de la valeur de C_2 alors dans ce cas I_1 tend vers :

$$I_1 = \frac{V_{gen_{rms}}}{R_{ESR1} + R_1 + \frac{Z_M^2}{R_2}} \quad (IV.9)$$

IV.3.2.2 Mise en application

Dans le cadre d'une structure complète, avec un redresseur classe E avec inductance série cette régulation peut être déclenchée par une diode Zener, ou directement par le circuit de contrôle du transistor qui sera la charge finale. Le chaîne du convertisseur sera alors telle que présentée à la figure IV-6. Lors du démarrage, le condensateur C'_2 va se charger au travers de la diode du transistor T utilisé, lors que la tension de sortie V_s atteint la valeur désirée, le transistor T va se fermer et ainsi brancher le condensateur C'_2 directement sur le secondaire, la diode D va éviter que le condensateur C_d se décharge et l'impédance d'entrée du transformateur va ainsi fortement diminuer.

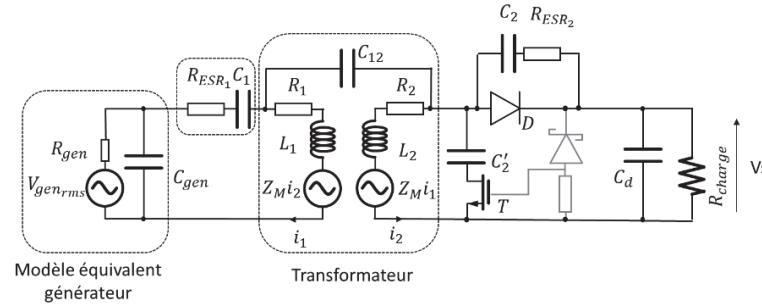


Figure IV-6 Convertisseur DC/DC isolé avec régulation de la tension de sortie.

Une telle régulation permet de pouvoir contrôler la tension de sortie en protégeant l'alimentation de la chaîne de puissance, le tout sans boucle de retour et donc sans rajouter de couplage parasites entre le primaire et le secondaire. Cette régulation est en cours de validation expérimentale avec un prototype sur PCB (figure IV-7). Cette méthode est compatible avec de multiples secondaires.

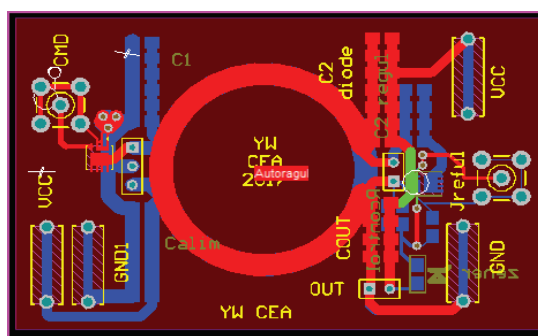


Figure IV-7 Prototype d'autorégulation sur circuit imprimé

IV.4 Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé à la conception prenant en compte le cahier des charges dans son ensemble et non plus la maximisation du transfert de puissance. Dans un premier temps nous avons étudié la dissipation thermique des pertes générées au sein de l'alimentation. Dans le cadre d'un système intégré, la conduction du substrat associé à un radiateur adapté est suffisante pour évacuer ces déperditions. La véritable contrainte est imposée par l'électro-migration (voir chapitre suivant). En revanche pour une alimentation sur circuit imprimé, et dans un contexte haute température, la dissipation par rayonnement devient le principal vecteur de refroidissement, il convient donc de le favoriser en utilisant une peinture spéciale et en augmentant la surface de rayonnement.

Dans un second temps nous avons proposé un algorithme d'optimisation faisant appel à une base de données de modèles de transformateurs simulés grâce à un logiciel d'éléments finis. Cette méthode est améliorable en utilisant un algorithme d'optimisation, mais elle permet d'avoir accès rapidement à des résultats et de pouvoir modifier les paramètres de conception externes au transformateur sans apporter de temps de simulation long en plus. Cet algorithme nous a permis de valider que le cahier des charges peut être respecté avec un transformateur de 1cm de côté, ainsi que la possible intégrabilité d'un tel système.

Pour finir nous nous sommes penchés sur les différentes méthodes de régulation de la tension de sortie et nous en avons développé une nouvelle. Cette dernière permet de réguler la tension de sortie en soulageant le générateur, tout en n'affectant pas l'isolation apportée par le transformateur.

En dernier lieu, afin de compléter cette étude il serait intéressant d'étudier l'influence de la température sur les éléments de la modélisation et étudier la sensibilité du système à ses variations. Des publications ont été faites sur des alimentations qui adaptent leur fréquence en fonction des variations de certains paramètres de l'alimentation, [5], [6]–[13], [14]. Mais cela n'a pas été étudié au cours de nos travaux car nous nous sommes concentrés sur le cas où la température d'utilisation reste stable.

IV.5 Bibliographie

- [1] G. B. Joun and B. H. Cho, "An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1013–1022, Nov. 1998.
- [2] D. A. G. Pedder, A. D. Brown, and J. A. Skinner, "A contactless electrical energy transmission system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 23–30, Feb. 1999.
- [3] S. Ojika, Y. Miura, and T. Ise, "Evaluation of Inductive Contactless Power Transfer Outlet with Coaxial Coreless Transformer," *Electr Eng Jpn*, vol. 195, no. 2, pp. 57–67, Apr. 2016.
- [4] J. T. Boys, G. A. Covic, and A. W. Green, "Stability and control of inductively coupled power transfer systems," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, no. 1, pp. 37–43, Jan. 2000.
- [5] W. Q. Niu, J. X. Chu, W. Gu, and A. D. Shen, "Exact Analysis of Frequency Splitting Phenomena of Contactless Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, no. 6, pp. 1670–1677, Jun. 2013.
- [6] C.-S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.
- [7] D. B. Lin, T. H. Wang, and F. J. Chen, "Wireless power transfer via RFID technology for wearable device applications," in *2015 IEEE MTT-S 2015 International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, 2015, pp. 210–211.
- [8] R. C. Fernandes and A. A. de Oliveira, "Theoretical bifurcation boundaries for Wireless Power Transfer converters," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015, pp. 1–4.
- [9] N. C. Kuo, B. Zhao, and A. M. Niknejad, "Bifurcation Analysis in Weakly-Coupled Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. PP, no. 99, pp. 1–12, 2016.
- [10] "Numerical bifurcation and its application in computation of available transfer capability." [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0096300314016488>. [Accessed: 22-Jun-2016].
- [11] M. Iordache, D. Niculae, L. I. Bobaru, and L. Mandache, "Circuit analysis of frequency splitting phenomena in wireless power transfer systems," in *2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, 2015, pp. 146–151.
- [12] M. Iordache, L. Mandache, D. Niculae, and L. Iordache, "On exact circuit analysis of frequency splitting and bifurcation phenomena in wireless power transfer systems," in *2015 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS)*, 2015, pp. 1–4.
- [13] R. Huang and B. Zhang, "Frequency, Impedance Characteristics and HF Converters of Two-Coil and Four-Coil Wireless Power Transfer," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 177–183, Mar. 2015.
- [14] S. Y. R. Hui, W. Zhong, and C. K. Lee, "A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4500–4511, Sep. 2014.

V. ENFOUISSEMENT DE L'ALIMENTATION ISOLEE

Sommaire

V.1	Avant-propos	104
V.2	L'alimentation	104
V.3	Transformateur d'isolement et redresseur	110
V.4	La technologie XA-035	114
V.5	Conclusion	117
V.6	Bibliographie.....	117

Pour achever cette étude, nous allons nous pencher sur le possible enfouissement du convertisseur isolé. Une alimentation isolée entièrement intégrée permet de placer l'organe de commande au plus proche de l'élément de puissance à commander. Cela permet une densification du système final et une amélioration de la compatibilité électromagnétique, ainsi qu'une diminution des couplages électrostatiques et une simplification de la production. Nous étudierons donc cet aspect de la conception en partant de l'alimentation pour aller jusqu'au redresseur. En dernier lieu nous examinerons une technologie accessible permettant potentiellement de répondre à notre cahier des charges.

V.1 Avant-propos

Tout d'abord il est important de noter que les transformateurs intégrés permettant une isolation supérieure au kV utilisent des processus de fabrication qui ne permettent pas pour l'instant l'implantation d'éléments actifs sur la même puce. Ce choix des fondeurs est justifiable par l'utilisation d'un substrat faiblement résistif, qui ne permet pas l'implémentation d'éléments actifs. Il faut donc réaliser un système basé sur plusieurs puces reliées entre elles grâce à des microsoudures, pour former un assemblage de puces tel que décrit par la figure V-1. Dans certains cas il est possible de grouper certaines puces [1]. Cette configuration permet d'optimiser le choix des processus de fabrication pour chacun des éléments. La puce pour le transformateur nécessite une couche d'oxyde conséquente afin d'assurer l'isolation ainsi qu'un substrat peu conducteur. Alors que la puce pour l'alimentation doit être adaptée pour les composants de puissance. A l'inverse, celle assurant le redressement, la régulation et le contrôle du composant actif requière une plus grande finesse de gravure et un substrat optimisé pour les éléments actifs. Cependant, séparer les puces apporte des inductances, résistances et couplages parasites dus aux interconnexions. Ces éléments sont difficilement reproductibles et doivent être pris en compte dans la conception.

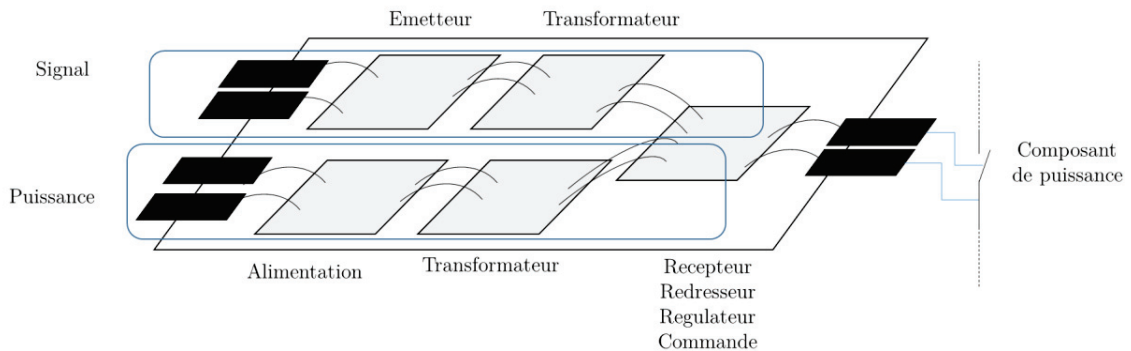


Figure V-1 Une commande de grille intégrée

Dans la suite chaque élément de la partie puissance de la figure V-1 sera analysé, en commençant par l'alimentation.

V.2 L'alimentation

V.2.1 Conception de l'alimentation

L'alimentation de la structure optimisée proposée dans les précédents chapitres doit pouvoir fournir un courant de plusieurs ampères et travailler sous quelques volts. Le fait de travailler en dessous de 5V permet d'une part d'être compatible avec la plupart des processus de fabrication actuels, d'autre part de limiter les pertes dues à la charge et la décharge de la capacité équivalente des couplages entre la sortie de l'alimentation et l'environnement. En effet, ces pertes sont non négligeables aux fréquences de travail visées (dizaines de MHz).

Dans notre cas l'alimentation est constituée de deux transistors formant un bras. Le courant absorbé par le bras étant de plusieurs ampères, l'ajout de condensateurs de découplage est nécessaire pour maintenir une tension stable à l'intérieur de la puce. Toutefois, l'intégration de condensateurs de fortes valeurs nécessite une

place conséquente sur la puce. Par exemple, pour la technologie que nous allons utiliser, (XT-018 de chez X-fab), les condensateurs les plus denses permettent une densité de $7.05 \text{ fF} \cdot \mu\text{m}^{-2}$. Il faut donc utiliser une surface de 0.14 mm^2 de la puce pour un condensateur de 1nF , ce qui entraîne un cout de fabrication supplémentaire. La solution est de placer un condensateur à l'intérieur de la puce et un autre à l'extérieur en minimisant l'impédance apportée par la connexion. Un autre aspect important de la conception est que, afin de générer peu de pertes, les éléments actifs doivent posséder un canal de taille conséquente. Ce qui induit une capacité de grille non négligeable. Pour maintenir une vitesse de l'ordre de la dizaine de MHz, la commande de cette grille nécessite un courant conséquent, et donc un bras d'alimentation possédant des éléments possédant une résistante équivalente suffisamment faible (et donc disposant eux aussi des canaux suffisamment larges). La solution que nous avons retenue est de la forme de plusieurs bras cascades les uns derrière les autres (cf. figure V-2) avec une division par trois de la taille du canal à chaque étage, cela permet de garder une vitesse de charge des grilles suffisante, tout en limitant la consommation due à la charge des grilles.

Les alimentations des transistors PMOS et NMOS ont été séparées pour pouvoir retarder la fermeture de ces derniers et ainsi éviter qu'ils puissent être fermés en même temps. Cela court-circuiterait l'alimentation et engendrerait des pertes, voire la destruction des composants. La gestion des retards doit être minutieuse, car des retards trop longs et le système sera limité en fréquence et des retards trop courts pourraient engendrer un temps de recouvrement de la fermeture des deux transistors de sortie, car le temps de propagation de la commande est variable (incertitude de production, variation de température ou tensions d'alimentations). La génération des retards se fait en venant volontairement réduire la taille du canal de certains transistors afin d'augmenter leurs résistances équivalentes, retardant ainsi la charge de la grille du transistor du buffer suivant.

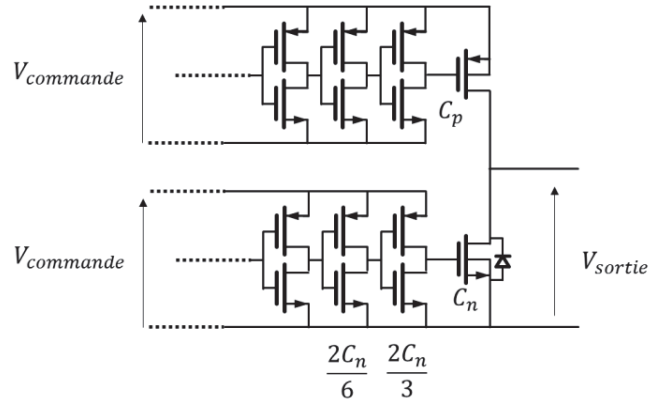


Figure V-2 Commande de l'étage de sortie

Cet ensemble de grilles doit être chargé et déchargé à la fréquence de l'alimentation. Cela induit une consommation non négligeable $P_{commande}$:

$$P_{commande} = C_{grilles} 2\pi f V_{commande}^2 \quad (\text{V.1})$$

Où $C_{grilles}$ représente la capacité totale formée par l'ensemble des grilles, f la fréquence de la commande, et $V_{commande}$ la tension utilisée pour la commande. La taille du canal étant divisée par trois à chaque étage, on peut estimer que la capacité de grille l'est aussi approximativement. La capacité totale des grilles à charger $C_{grilles}$ est finalement définie par la capacité de la grille des deux transistors utilisés pour le bras de l'étage de sortie. Les deux transistors possèdent chacun une commande séparé, donc la capacité totale $C_{grilles}$ s'exprime.

$$C_{grilles} \cong (C_p + C_n) \frac{1 - \left(\frac{2}{3}\right)^n}{1 - \frac{2}{3}} \quad (\text{V.2})$$

Avec C_p la capacité de grille du mosfet canal P, C_n celle du mosfet canal N, et n le nombre d'étages utilisés avant l'alimentation. Le fait d'utiliser des transistors avec un canal conséquent permet de pouvoir limiter les pertes dues à la résistivité de l'alimentation, au prix de nécessiter une puissance importante pour la commande. De plus ce choix requiert une surface de silicium importante, entraînant par la même occasion un surcoût, un compromis entre la résistance des transistors de sortie, la consommation pour les commander et la surface de silicium nécessaire est donc à faire.

V.2.1.1 Circuit intégré d'alimentation

La puce que j'ai conçue pour l'alimentation a été réalisée (avec la technologie XT018 produite par X-fab) selon les spécifications de la figure V-3. Cette puce a été conçue pour pouvoir atteindre des fréquences de plusieurs Mhz, avoir une résistivité de sortie relativement faible ($500m\Omega$), et pouvoir monter jusqu'à 40V en tension de sortie. Cette puce a été optimisée pour être peu influencée par la température (simulé jusqu'à $175\text{ }^\circ\text{C}$) et la tension d'alimentation entre 0 et 40V.

Le corps de l'alimentation est centré autour de l'étage de sortie, les deux transistors de puissance associés à leurs buffers d'alimentation et la génération des retards que nous avons évoqués précédemment. Un décaleur de niveau de tension a été ajouté afin de pouvoir commander les deux transistors 40V qui nécessitent une commande en 5V. Il fonctionne avec deux miroirs de courant (décrits sur la figure V-4) alimentés par une source de courant stabilisée en température que j'ai aussi développé. Cette puce nécessite trois alimentations différentes : Une pour alimenter l'étage de sortie, et deux pour la commande du bras de sortie. La génération de ces trois tensions à partir de l'alimentation principale peut, dans un développement futur, être intégrée au sein de la même puce.

La position des bras générant les retards a été choisie de façon à ne pas perturber le fonctionnement du décaleur de niveau. Les bras sont situés suffisamment au début de la chaîne de commande pour assurer une commutation rapide des gros transistors. Autour de ce cœur, une référence de tension et un oscillateur ainsi qu'une boucle à verrouillage de phase afin de pouvoir multiplier la fréquence ont été rajoutés. Ces trois éléments ont été eux aussi développés pour la haute température dans le cadre d'une autre thèse. Ces blocs permettent de générer l'horloge nécessaire pour l'alimentation, afin de pouvoir ensuite l'utiliser pour commander le bras.

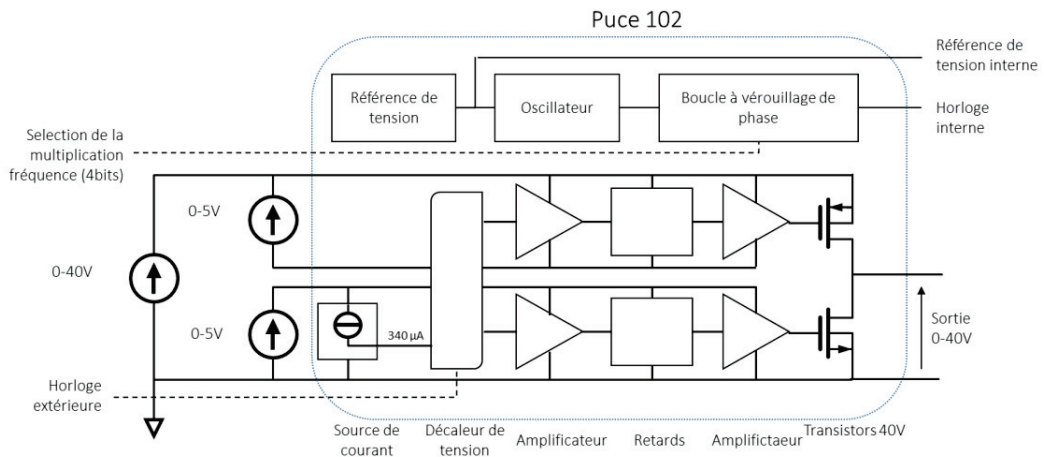


Figure V-3 Schéma de principe du circuit d'alimentation

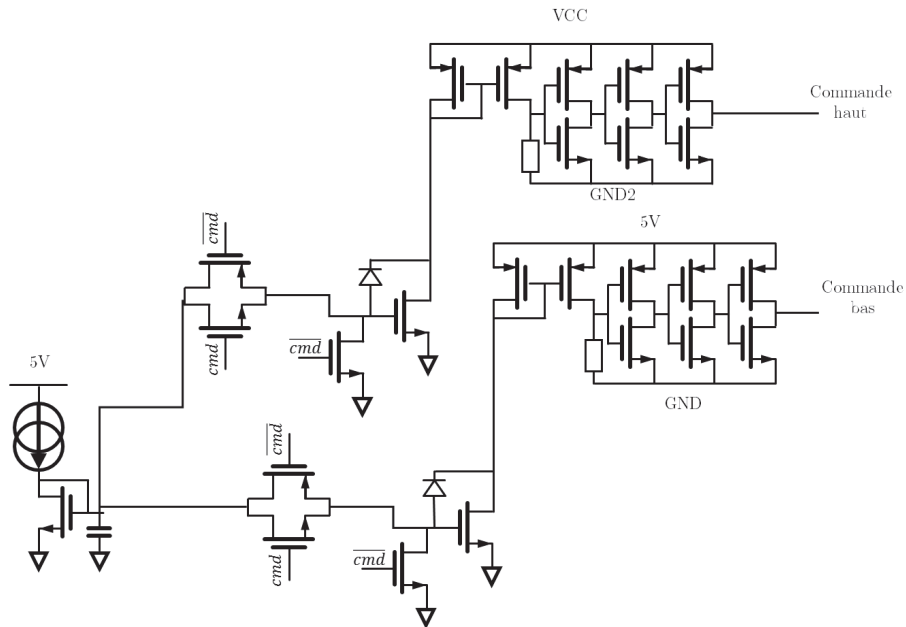


Figure V-4 Décaleur de tension

V.2.2 Carte de test du circuit d'alimentation

La puce finale a ensuite été encapsulée dans un boîtier CLCC44, comme décrit par la figure V-5. La bonne adéquation entre les dimensions de ce boîtier et du circuit intégré permet d'avoir suffisamment de broches, tout en minimisant la taille des microsoudures et donc l'ajout d'inductances de connexion.

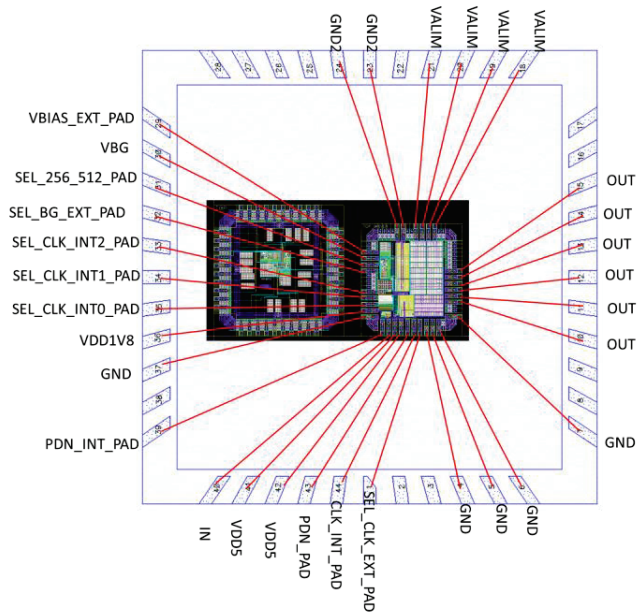


Figure V-5 Diagramme de connexions de la puce d'alimentation dans son boîtier

Afin de tester cette puce, j'ai réalisé le circuit imprimé présenté par la figure V-6. Nous avons choisi de souder directement la puce pour minimiser les impédances de connexions, mais au prix de significativement complexifier la campagne de tests. Cette carte permet, grâce à des alimentations isolées et des régulateurs de tension, de générer les trois tensions requises à partir d'une seule source. Des cavaliers ont été ajoutés pour pouvoir commander la boucle à verrouillage de phase et ainsi faire varier la fréquence générée. Enfin, de nombreux condensateurs de découplage ont été ajoutés pour lisser la tension d'alimentation principale mais aussi les tensions d'alimentation des bras de commande.

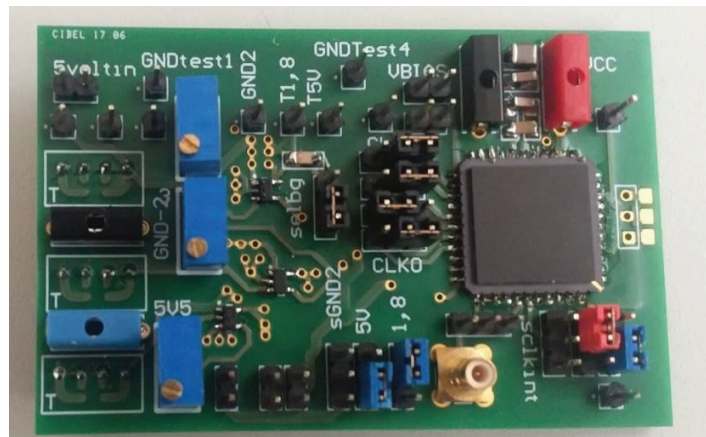


Figure V-6 Circuit imprimé de test de la puce d'alimentation

V.2.3 Caractérisation du circuit d'alimentation

Lorsqu'un circuit intégré est conçu, on ajoute des protections ESD. Ces dernières permettent de protéger les éléments constituant cette puce des décharges électrostatiques. Cependant, la technologie utilisée pour les transistors 40V étant relativement nouvelle, nous avons dû concevoir nous-mêmes ces protections. Or elles se sont avérées ne pas tenir une tension au-dessus de 6V. La puce est donc mise hors service (l'alimentation est court-circuitée par la protection) dès qu'une des tensions dépasse 6V. Cette dernière a donc été testée sous 5V avec des fréquences allant jusqu'à 38MHz. La consommation de la puce sans charge augmente avec la fréquence. Les mesures sont présentées sur la figure V-7. Le courant absorbé correspond à la charge d'une capacité de 180pF pour l'alimentation du bras du canal N, 600pF pour celui du canal P et 62pF pour l'étage de sortie.

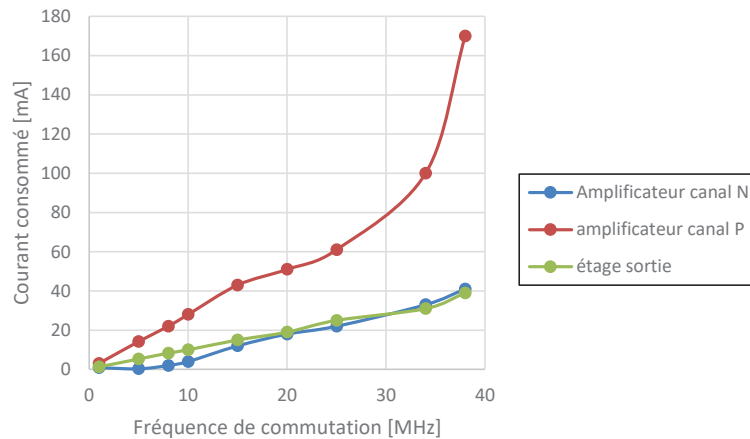


Figure V-7 mesure du courant consommé en fonction de la fréquence

On constate que l'amplificateur pour le canal P consomme significativement plus, que celui pour le canal N. Cela est dû au fait qu'à résistance équivalente et tenue en tension égales, un PMOS doit avoir un canal sensiblement plus large qu'un NMOS. Pour notre alimentation, le mosfet canal P possède une largeur de 500 nm et une longueur de 4.6 mm et le canal N une largeur de 400 nm et une longueur de 1.9 mm. Le transistor canal P nécessite donc une surface de canal 3 fois plus grande que le canal N.

Cette puce consomme à vide 1.25 W sous 38MHz et 220mW sous 10MHz. D'une part ces pertes doivent être dissipées en plus des pertes dues au courant absorbé par la charge, d'autre part ces variations importante de consommation peuvent, si prises en compte dans l'optimisation, sensiblement abaisser le point de fonctionnement optimal. Cette puce a été caractérisée à vide (Figure V-8)

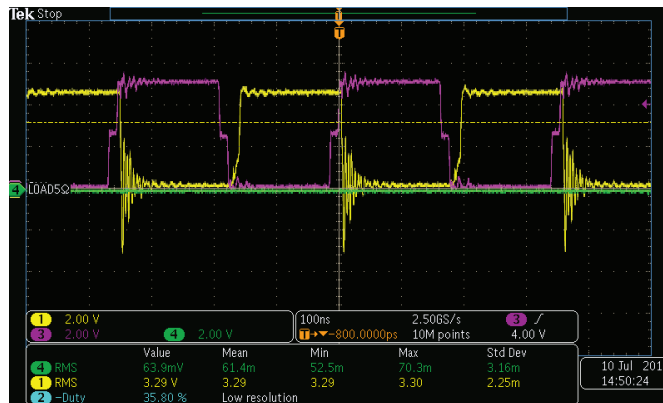


Figure V-8 Caractérisation de la puce d'alimentation, jaune tension de sortie, violet horloge de commande

V.2.4 Conclusion

J'ai réalisé cette puce au début de mes travaux, en me basant sur une optimisation préliminaire, ne prenant pas en compte les pertes des condensateurs, ni l'optimisation de la charge. L'optimisation complète, présentée dans le chapitre III et IV amène le plus souvent vers une solution basse tension (5V) et plus haute fréquence (300MHz) et avec une résistance sensiblement plus faible (<10mΩ). Les transistors utilisés pour l'étage

de sortie sont donc surdimensionnés en tension, entraînant des capacités de grilles supérieures à notre besoin et une capacité de sortie qui engendre une surconsommation.

Plusieurs paramètres peuvent être modifiés afin de diminuer la consommation de la puce. Remplacer le mosfet canal P par un canal N permettrait de diminuer significativement la capacité de grille et de sortie du transistor, ainsi que l'espace utilisé sur la puce. Avec pour conséquence une division par plus de deux de la puissance nécessaire à la commande (cf équation V.2). Mais une telle configuration nécessiterait de référencer la commande haute sur la tension de sortie, apportant ainsi une capacité non négligeable en plus sur la sortie du bras qui engendrera des pertes en plus.

Le décaleur de niveau peut aussi être déplacé pour diminuer le nombre d'amplificateurs doublés. Enfin, l'utilisation de composants externes pour l'alimentation est aussi envisageable. Cela permettrait de diminuer le coût du produit final et d'utiliser des structures déjà optimisées et développées.

Au regard des résultats obtenus, la partie alimentation aurait pu être séparée du support pour le boîtier. Cela faciliterait grandement le protocole de test et le passage d'une puce à l'autre. Une évolution possible et tout à fait envisageable serait de micro-souder la puce directement sur le circuit imprimé : cela permettrait de minimiser les parasites apportés par les connexions, en particulier dans le cas de l'utilisation d'un transformateur non intégré.

V.2.5 Condensateur de compensation du primaire

Comme nous le verrons dans la partie V.3, le condensateur de compensation du primaire, appelé C_1 doit être intégré dans la puce d'alimentation. Cependant, les condensateurs intégrés dans la technologie choisie possèdent un facteur de qualité faible qui est lié à la densité du condensateur. Pour la technologie XT018, le plus grand facteur de qualité atteignable est de 200 qui est faible devant ceux atteignables avec des condensateurs COG (>1000). Un condensateur intégré aura donc une résistance équivalente série plus de cinq fois plus grande que celle obtenue avec un condensateur externe. De plus, pour la technologie XT018, les condensateurs ayant un bon facteur de qualité possèdent une densité très faible $1\text{fF}\cdot\text{m}^2$. Par exemple, un condensateur de 300pF (valeur utilisé par la suite partie V.3), nécessitera une surface de 0.3mm^2 , entraînant un surcoût non négligeable pour sa fabrication. Une structure hybride avec un condensateur CMS serait donc plus performante qu'une solution entièrement intégrée. De plus, l'inductance apportée par les connexions n'est pas reproductible. L'intégration du condensateur ne permet pas de modification de sa valeur. Afin de travailler dans des bonnes conditions de résonance, il faut soit pouvoir modifier la valeur de condensateur soit utiliser un banc de condensateur intégré permettant de faire varier sa valeur avec une complexification non négligeable du processus de fabrication. Une autre solution serait d'adapter la fréquence de l'alimentation à la résonance du primaire, puis de compenser au secondaire en jouant sur le redresseur. L'ajout d'un condensateur externe en parallèle n'est pas possible car les inductances de connexions seront trop grandes.

V.3 Transformateur d'isolement et redresseur

Dans un second temps, je me suis penché sur la réalisation du transformateur aussi en technologie XT018. Cette technologie ne permet pas des tenues en tension de plus de quelques centaines de Volts entre le primaire et le secondaire. Elle n'est pas adaptée à la réalisation d'un transformateur car elle est bien plus chère qu'une technologie moins fine qui serait tout à fait convenable. Mais cette réalisation a pour but de valider la simulation

et la possible intégration d'une telle structure. Pour pouvoir réaliser un transformateur, je me suis dans un premier temps penché sur la réalisation d'inductances intégrées. La plupart des réalisations dans la littérature utilisent un bouclier électromagnétique, nous allons donc aborder sa conception dans le paragraphe suivant.

V.3.1 Bouclier électromagnétique

Comme évoqué dans le premier chapitre, lorsque le substrat est conducteur, d'une part, les couplages électrostatiques entre le substrat et les pistes [35], [2], [3], d'autre part les champs magnétiques produits par les bobinages induisent des pertes dans ce dernier. L'utilisation d'une épaisseur d'isolant entre les deux ou l'augmentation de la résistivité du substrat permettent de diminuer sensiblement ces pertes [4]–[6]. Mais ces paramètres sont contraints par le fondeur. L'utilisation d'un bouclier électrostatique permet de bloquer le champ électrique et de découpler ainsi les pistes du substrat [7]–[9],[10], [11]. Une amélioration du ratio $L\omega/R$ de 33 % [12] et de 45 % [9] a été observée. Il est à noter que ce gain est plus élevé quand un substrat de faible résistivité est utilisé et que la fréquence d'utilisation est supérieure au GHz.

Le bouclier utilisé est une structure à potentiel flottant. Cette dernière est découpée afin de ne pas interagir avec le champ magnétique et de limiter les courants la traversant [12]. Comme expliqué dans le premier chapitre, les points clés de l'inductance sont les terminaux car ce sont les points où le potentiel électrique est le plus élevé, ce qui augmente l'influence des couplages. Une telle structure diminue les courants générés dans le substrat, mais au prix d'une réduction de la fréquence d'auto-résonance car le bouclier rajoute des couplages entre les spires. L'utilisation d'un bouclier rend le circuit moins sensible aux variations de la résistivité du substrat et donc de la température [8]. Ce point est non négligeable dans notre cadre d'étude (structure résonnante, haute température). Le bouclier est réalisé grâce aux couches de métaux les plus proches du substrat. En ce qui nous concerne, notre prototype utilise un faible nombre de tours et une tension faible, limitant le champ électrique et donc l'influence des couplages électrostatiques. De plus, la fréquence d'alimentation est bien inférieure au GHz, par conséquent les pertes dues aux couplages électrostatiques sont négligeables vis-à-vis de celles générées par les courants induits par les champs magnétiques du transformateur qui eux ne peuvent pas être isolés sans pertes. Cependant, le fait de dessiner des jonctions PN dans le substrat et de rajouter des barrières d'isolation permet de substantiellement limiter les chemins de courant en surface [13]. De plus les zones dopées possèdent une résistivité plus faible, limitant d'autant plus le passage des électrons. Partant de ce fait, une structure en forme d'étoile centrée sur le transformateur a été choisie, avec des barrières d'isolation et des dopages, afin de limiter les pertes à la surface du substrat. La forme d'étoile a été choisie car elle permet d'apporter un maximum de résistance dans le sens du courant induit par le champ magnétique.

V.3.2 Perturbations apportées par les plots

Un point important lors de la conception d'une puce est l'ajout nécessaire de plots '*Dummies*' et de trous dans les pistes '*slot*'. Ces derniers sont inévitables car ils permettent, lors de la fabrication, d'uniformiser les dépôts de métaux et d'isolant, et donc de fiabiliser la production. Cependant les trous augmentent la résistance des pistes, et les plots génèrent des pertes non négligeables. Si on considère le cas simple décrit par la figure V-9, où la bobine supérieure est parcourue par une courant i_1 et la bobine inférieure n'est pas alimentée. Si l'on suppose le champ uniforme au centre de la bobine de rayon R_{bob} , que l'inductance du primaire est L_1 et que le substrat n'influence pas le champ, le champ magnétique s'exprime :

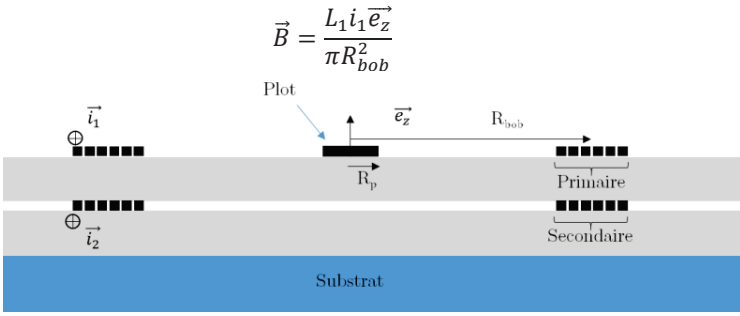
$$\vec{B} = \frac{L_1 i_1 \vec{e}_z}{\pi R_{bob}^2} \quad (V.3)$$


Figure V-9 Modèle du transformateur intégré avec un plot au centre

Or les pertes joules s'expriment comme :

$$P_{joules} = \iiint \vec{j} \cdot \vec{E} \, dv = \iiint \gamma \vec{E} \cdot \vec{E} \, dv \quad (V.4)$$

Avec γ la conductivité du plot, or d'après la loi de Maxwell-faraday

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \Rightarrow \oint \vec{E} \, dl = -\iint \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \, ds \quad (V.5)$$

De cette équation on en conclut que :

$$\vec{E} = j\omega L_1 R_p \vec{e}_\theta \quad (V.6)$$

En remplaçant ce terme dans la formule de l'équation (V.4), on obtient :

$$P_{joules} = \frac{\gamma L_1^2 \omega^2 I_1^2}{8} \left(\frac{R_p}{R_{bob}} \right)^4 \quad (V.7)$$

Cette formule est obtenue suite à de nombreuses approximations (champs uniforme, résistivité uniforme, néglige l'effet des courants générés), cependant elle permet de se rendre compte de l'influence non négligeable des plots conducteurs placés au centre, les pertes générées dépendent du carré de la surface recouverte par le plot. Une matrice de plots apportera donc moins de pertes qu'un gros plot au centre. Il existe dans la littérature des publications sur les dispositions optimales des plots pour minimiser leur effet [14], [13].

Pour notre prototype, le processus de fabrication autorisait le centre de transformateur à ne pas contenir de plot, mais le problème reste valable pour une piste passant au-dessous ou au-dessus du transformateur, où les parties conductrices sont placées à proximité du transformateur.

V.3.3 Réalisation du transformateur et du redresseur

J'ai réalisé une structure de transformateur intégrée telle que celle développée dans le chapitre III (un transformateur mono-spire). Nous avons utilisé la technologie XT018 à laquelle nous avons accès. Cependant, elle ne permet pas d'assurer une isolation suffisante ($> kV$) pour notre transformateur. Cette technologie permet, néanmoins, de placer des éléments actifs sur la même puce, j'ai donc réalisé le redresseur au sein de la même puce.

L'avantage d'une structure mono-spire est que les bobinages peuvent être réalisés sur la même couche et qu'il n'y a pas de résistance ajoutée par l'utilisation de connexions entre les couches. Nous pouvons donc utiliser la couche supérieure pour l'arrivée de l'énergie, et les couches du dessous pour le secondaire et le redressement. Cependant, l'utilisation d'une seule couche du côté primaire ne permet pas de réaliser des condensateurs. Le

condensateur de compensation du primaire C_1 , doit donc être déporté sur l'alimentation ou placé en extérieur comme évoqué précédemment. Le primaire arrive donc sur la couche la plus haute, et le secondaire sur la couche en dessous. Dans notre cas, nous avons utilisé des plots pour faciliter la production. Pour que le dispositif puisse résister à des tensions de plusieurs centaines de volts, il aurait fallu faire des connexions directement sur le métal du dessus.

Des spires circulaires de diamètre extérieur 1 mm et intérieur 0.5 mm ont été utilisées car, comme évoqué dans le chapitre I, cette forme maximise l'inductance pour une longueur de fil, donc résistance donnée. Cela permet ainsi de diminuer la résistance de la bobine pour une inductance donnée. Le condensateur du secondaire C_2 a été intégré avec le redresseur. Le primaire est alimenté par huit fils de microsoudure afin de limiter au possible la résistivité apportée, et de limiter le courant traversant ces derniers. Afin d'éviter le phénomène d'électromigration, nous nous sommes limités à une densité de courant inférieure à 10^6 A.cm^{-2} . Pour la technologie utilisée, la couche supérieure fait $3\mu\text{m}$ d'épaisseur, et la spire du primaire a une largeur de $250\mu\text{m}$, sa section est donc de $750 \mu\text{m}^2$. Le courant maximal admissible au niveau du primaire pour éviter l'électro-migration est de 7.5A. Cependant, les effets de peau et de proximité concentrent le courant sur l'extérieur de la spire. La densité de courant sera donc supérieure à l'extérieur, ce qui réduit le courant d'alimentation maximal.

Le processus de fabrication n'étant pas totalement maîtrisé, la valeur de l'inductance, du condensateur de compensation C_2 et de la résistance équivalente des composants peuvent varier considérablement. Je me suis donc orienté vers un redresseur non résonnant du type doubleur de tension (présenté dans le chapitre III). Afin de compenser les variations de la valeur des composants, j'ai rajouté des connexions permettant d'alimenter directement le secondaire, et ainsi pouvoir mesurer la fréquence de résonance de L_2 et C_2 . Ainsi, si l'on alimente le secondaire compensé entre VMID et S2 et que l'on mesure la tension entre VSS et OUT10V, on peut mesurer la fréquence de résonance du secondaire compensé. A la résonance est atteinte, le secondaire compensé agit comme un court-circuit et la tension entre VSS et OUT10V s'annule. Il convient donc ensuite de mesurer l'inductance du primaire avec les connexions (microsoudure et circuit imprimé ou support), puis de calculer le condensateur de compensation C_1 permettant d'avoir la même fréquence de résonance et pour finir, alimenter le tout à la fréquence de résonance.

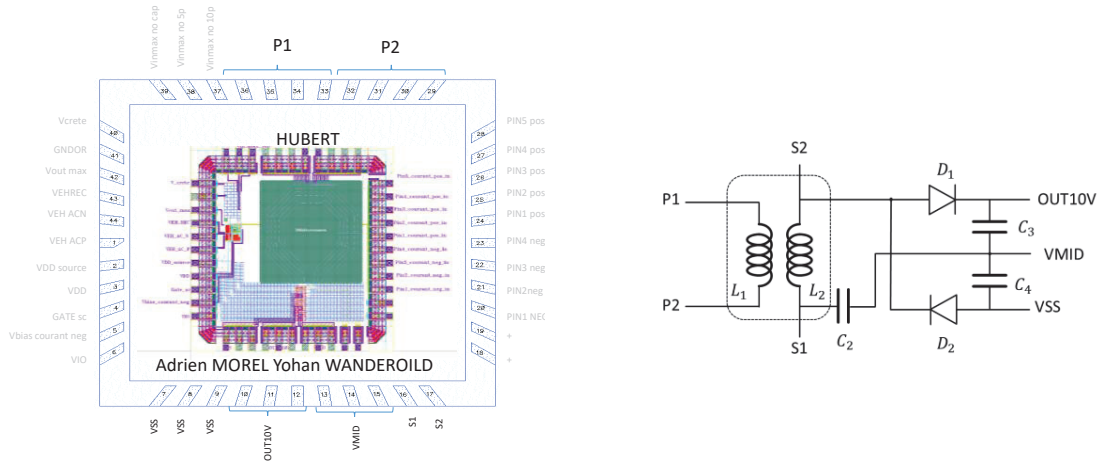


Figure V-10 Puce contenant le transformateur et schéma équivalent, $C_2=394\text{pF}$, $C_3=C_4=302\text{pF}$.

La puce ainsi réalisée (cf. photo sur la figure V-11) a elle aussi été encapsulée dans un boîtier CLCC 44. Un circuit imprimé a été réalisé pour alimenter le transformateur et assurer les mesures (figure V-11). Elle n'a cependant pas pu être caractérisée.

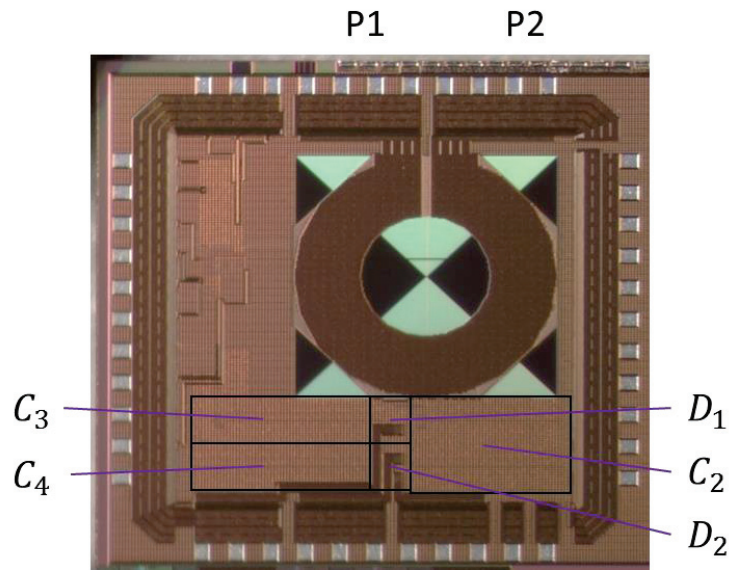


Figure V-11 photographie de la puce ainsi réalisée.

V.4 La technologie XA-035

Afin d'étudier la possible tenue en tension d'une telle structure, je me suis penché sur le module ISL récemment proposé pour la technologie XA-035 de chez X-fab. Cette technologie permet de réaliser des transformateurs permettant une isolation de l'ordre du kV. Cependant, la tenue en tension est fortement dépendante de la géométrie des bobines, des connexions ainsi que du boîtier utilisé. Il est à noter que le dessin de l'ensemble doit minimiser la valeur maximale du champ électrique au sein de la structure. Pour cela il faut éviter la présence d'angles qui concentrent le champ (effet de pointe) et optimiser la position du secondaire par rapport au primaire. Cette technologie permet d'avoir la disposition des couches donnée par la figure V-12. Si les quatre couches de métal inférieures sont utilisées (M1-M4) l'épaisseur d'isolation est de $10.7 \mu\text{m}$. Cette épaisseur peut être augmentée jusqu'à $13,66 \mu\text{m}$, si seulement les couches M1 et M2 sont utilisées. Cette épaisseur est contrainte par le processus de fabrication, le fait de mettre une isolation plus épaisse rendrait impossible la réalisation de plot permettant d'accéder à la couche M4 et à celles en dessous. De plus, la couche STMET qui permet de réaliser le primaire ne peut pas être plus épaisse que $3 \mu\text{m}$. Les couches du dessous sont moins épaisses, mais comme nous l'avons vu dans le chapitre III la résistance du secondaire a un impact moindre sur les pertes générées.

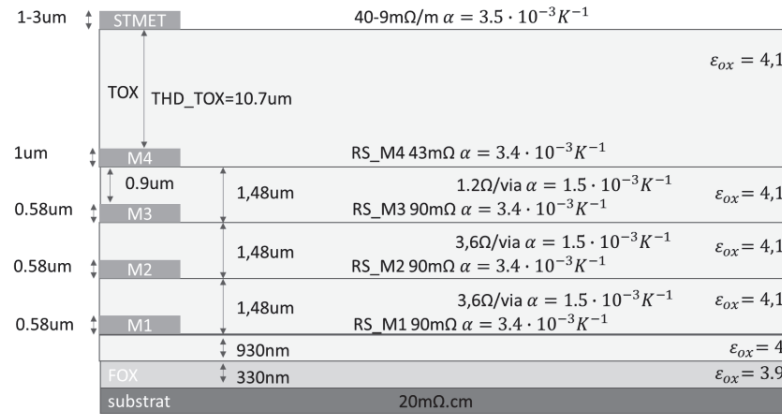


Figure V-12 Disposition des couches de la technologie xA-035 avec le module ISL

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, la tenue en tension peut être évaluée par différents critères. Le critère qui nous intéresse (mais n'a pas encore été testé par X-fab) est la tenue en tension sur le long terme. Sur une période de 1 minute, une épaisseur de 10.7 μm permet de tenir 2.5 kV et 13,66 μm résiste sous 4 kV. Il est important de noter que cette tenue est fortement influencée par le boîtier utilisé, il faut donc prévoir dans la conception un boîtier apportant l'isolation nécessaire tout en résistant à la température visée.

Le primaire étant réalisé sur une seule couche, si il est réalisé sur plusieurs tours un des deux plots de connexions doit être réalisé au centre. Comme vu dans la partie V.3.2, le fait de placer un élément conducteur au centre du bobinage crée des pertes. Or, la taille de ce plot est contrainte par la technologie et par la nécessité de venir coller un fil dessus. Les plots de connexion actuels doivent avoir un diamètre extérieur de 250 μm minimum, ce qui peut considérablement influencer le champ magnétique produit.

En se basant sur le modèle de la figure V-13, le comportement de l'alimentation a été simulé au premier harmonique.

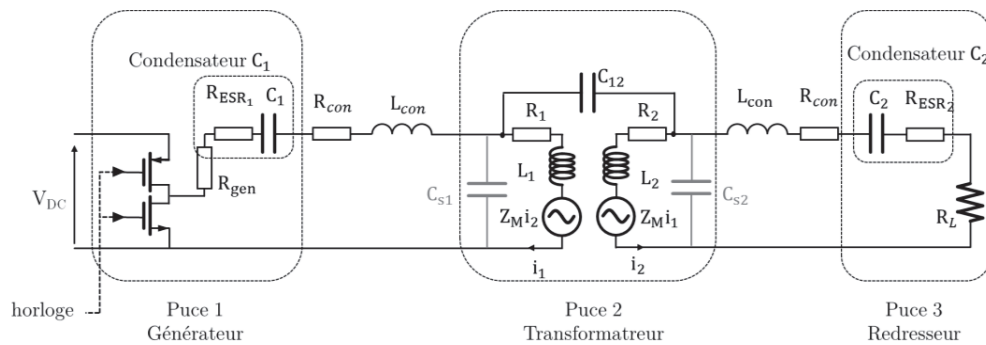


Figure V-13 Modèle utilisé pour la simulation

On simule un transformateur de 1mm de diamètre extérieur. Il est alimenté sous une fréquence de 300 MHz par un générateur ayant une impédance de sortie de 10mOhms, avec au primaire une seule spire de diamètre intérieur 0.5 mm et 10 spires au secondaire. On utilise des capacités MIM pour C_1 et C_2 avec un facteur qualité de 200. On compte que les connexions entre puces rajoutent 1 nH et 10 mOhms (L_{con} et R_{con}). Nous n'avons pas pris en compte les pertes créées par la capacité de sortie du générateur (C_{gen}). Nous avons testé les configurations décrites par le Tableau V-I. Les configurations #2, #3 et #4, ne sont pas réalisables avec la technologie actuelle mais permettent de se rendre compte de l'influence du substrat et de l'épaisseur de cuivre du secondaire.

Tableau V-I
Description des configurations simulées

Paramètre	Configuration					Unités
	#1	#2	#3	#4	#5	
Primaire	STMET	STMET	STMET	STMET	STMET	
Secondaire	M4	M4	M2	M2	M2	
Epaisseur de la piste au secondaire	1	1	1	1	0.58	μm
Epaisseur d'isolation	10.7	10.7	13.66	13.66	13.66	μm
Substrat	oui	non	oui	Non	oui	

Ces configurations ont été simulées sur FEMM. Les valeurs optimales des condensateurs et de la charge ont été calculées afin de définir la puissance maximum transmissible, le courant traversant le primaire, ainsi que l'efficacité et la tension vue par le redresseur ($V_{\text{rect}}=Z_{M1}$) sous ce point de fonctionnement. Les résultats sont donnés dans le tableau V-2. On remarque que la présence du substrat divise par deux la puissance transmissible et diminue sensiblement le rendement. On observe aussi que le choix des couches pour le secondaire n'influe que peu la puissance transmissible, tout comme l'épaisseur de la deuxième couche.

Tableau V-2
Configurations testées et résultats des simulations

paramètre	configuration					unités
	#1	#2	#3	#4	#5	
Paramètre du transformateur (simulation FEMM)						
L_1	0.64	0.79	0.64	0.79	0.64	nH
L_2	64.6	91.8	64.5	82	64.6	nH
M	5.75	7.3	5.6	7.24	5.6	nH
R_1	380	111	380	114	0.38	m Ω
R_2	71.40	40	72	40	99	Ω
C_1	439	356	439	356	439	pF
C_2	4.35	3.06	4.36	3.43	4.36	pF
Résultats obtenus par simulation						
R_{primaire}	400	142	407	142	407	m Ω
$R_{\text{secondaire}}$	72	41.754	73.12	41.596	99	Ω
R_{ESR1}	15.4	16.8	15.4	16.8	15.4	m Ω
R_{ESR2}	619	780	617	784	618	m Ω
$P_{\text{out}}/V_{\text{PP}}^2$	99	344	98	344	91	mW/V 2
η	33.4	48	32	47	29	%
V_{rect}	7.2	22	7.1	22	7.4	V
I_1	0.66	1.62	0.67	1.62	0.69	I/V

A la vue des faibles rendements obtenus, une optimisation plus orientée vers le rendement apparaît nécessaire. Cependant, cette simulation permet de valider la faisabilité d'un tel système. On remarque que la tension de sortie est utilisable pour commander un mosfet, et peut être redressée sans trop de pertes. De plus,

le courant traversant le primaire est bien en dessous de la limite imposée par l'électromigration. Une configuration telle que #5 permettrait, avec une alimentation de 2.5 V, de transmettre 500 mW. Une telle alimentation produirait 1.39W de pertes, ce qui est non négligeable, mais dissipable avec un radiateur approprié. Le fait d'utiliser un substrat parfaitement isolant réduirait la puissance à dissiper à 563 mW, divisant par plus de 2 la taille du système de refroidissement nécessaire.

V.5 Conclusion

Pour clore ce chapitre, il paraît nécessaire d'approfondir la faisabilité d'une structure intégrée au travers de réalisations expérimentales. Il apparaît que les récents progrès au niveau de composants actifs en termes de rapidité et de résistivité ont ouvert de nouvelles perspectives vis-à-vis de l'intégration d'une telle structure. On observe par ailleurs que les fondeurs, notamment X-fab avec lequel nous avons échangé pour ce dernier chapitre se penchent de plus en plus sur cette perspective. Une structure totalement intégrée assurant une isolation de 600 V paraît réalisable, mais de nombreux verrous restent à lever. Les obstacles majeurs sont : la résistivité du substrat, l'épaisseur de l'isolant, ainsi que l'épaisseur des couches métalliques. L'utilisation d'un condensateur non intégré pour le primaire permettrait de diminuer sensiblement les pertes produites par l'alimentation. L'utilisation d'un micro-transformateur imprimé intégré dans le boîtier me paraît être une perspective à développer.

V.6 Bibliographie

- [1] D. Krakauer, "Digital Isolation Offers Compact, Low-Cost Solutions to Challenging Design Problems," p. 3.
- [2] W. B. Kuhn, X. He, and M. Mojarradi, "Modeling spiral inductors in SOS processes," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 51, no. 5, pp. 677–683, May 2004.
- [3] J. R. Long and M. A. Copeland, "The modeling, characterization, and design of monolithic inductors for silicon RF IC's," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 3, pp. 357–369, Mar. 1997.
- [4] M. Park, S. Lee, H. K. Yu, J. G. Koo, and K. S. Nam, "High Q CMOS-compatible microwave inductors using double-metal interconnection silicon technology," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 7, no. 2, pp. 45–47, Feb. 1997.
- [5] J. Y. C. Chang, A. A. Abidi, and M. Gaitan, "Large suspended inductors on silicon and their use in a 2- μ m CMOS RF amplifier," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 246–248, May 1993.
- [6] A. C. Reyes, S. M. El-Ghazaly, S. J. Dorn, M. Dydyk, D. K. Schroder, and H. Patterson, "Coplanar waveguides and microwave inductors on silicon substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 9, pp. 2016–2022, Sep. 1995.
- [7] A. Sahu, B. Grayczyk, M. Almalkawi, V. Devabhaktuni, and P. Aaen, "High-Q spiral inductors with multilayered split-ring resonator (SRR) patterned ground shields," in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, pp. 346–347.
- [8] C. P. Yue and S. S. Wong, "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF ICs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 5, pp. 743–752, May 1998.
- [9] T. S. D. Cheung and J. R. Long, "Shielded passive devices for silicon-based monolithic microwave and millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 5, pp. 1183–1200, May 2006.

- [10] F. Mernyei, F. Darrer, M. Pardoën, and A. Sibrai, "Reducing the substrate losses of RF integrated inductors," *IEEE microwave and guided wave letters*, vol. 8, no. 9, pp. 300–301, 1998.
- [11] H. Jiang, Y. Wang, J. L. A. Yeh, and N. C. Tien, "On-chip spiral inductors suspended over deep copper-lined cavities," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2415–2423, Dec. 2000.
- [12] R. L. Haner, S. Krishnan, and S. T. Burns, "Spiral inductors with projected floating shields: An alternative method for RF shielding," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009*, 2009, pp. 1771–1774.
- [13] C. A. Chang, S.-P. Tseng, J. Y. Chuang, S.-S. Jiang, and J. A. Yeh, "Characterization of spiral inductors with patterned floating structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 5, pp. 1375–1381, May 2004.
- [14] A. Tsuchiya and H. Onodera, "Patterned Floating Dummy Fill for On-Chip Spiral Inductor Considering the Effect of Dummy Fill," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 3217–3222, Dec. 2008.

VI. CONCLUSION

Les récents progrès apportés par les matériaux à forte bande interdite permettent de travailler dans les environnements haute température ($>250^{\circ}\text{C}$) rencontrés dans certaines applications de pointe telles que l'aéronautique, le forage ou l'aérospatial. Le fait de placer l'organe de commande au plus proche des éléments de puissance permet d'améliorer la rapidité, la fiabilité ainsi que l'efficacité du système final, tout en le densifiant. Il convient donc de faire en sorte que l'ensemble (organe de commande + transistor de puissance) puisse travailler dans cet environnement. Aujourd'hui le principal élément limitant est l'alimentation isolée, qui doit assurer l'alimentation des composants de puissance (quelques Watts) tout en protégeant la partie basse tension grâce à une isolation statique (kV) et dynamique ($<10\text{pF}$). Une structure basée sur un transformateur à air permet d'offrir l'isolation requise sans être limité par la température de Curie d'un composant magnétique.

Afin d'étudier la faisabilité d'une telle alimentation isolée, il est nécessaire de comprendre l'élément central, les inductances couplées. Le premier chapitre a donc été centré autour de l'établissement d'un modèle électrique du transformateur à air. Une attention particulière a été portée à l'appréciation des différents phénomènes influant la transmission de puissance entre deux bobinages couplés. Nous avons abordé la résistance des bobinages en tenant compte des effets de peau et de proximité, ainsi que les effets des couplages électrostatiques. La répartition des courants au sein des conducteurs étant dépendante de la fréquence d'utilisation, le modèle choisi pour ces travaux n'est valable qu'à une seule fréquence. Nous avons donc souligné l'importance d'estimer et de mesurer le modèle à la fréquence de travail désirée. Une méthodologie de mesure du modèle a ensuite été présentée. Enfin, nous avons abordé les différentes méthodes d'estimation des éléments du modèle choisi. En second lieu les résultats obtenus ont été comparés avec des mesures effectuées sur des prototypes. Les estimations analytiques permettent d'estimer précisément l'inductance à vide des bobinages, mais s'avèrent être de piètre qualité pour la détermination de l'inductance mutuelle et de la résistance des bobinages. Suite à cela, nous avons analysé comment assurer une isolation statique avec un transformateur à air. Les différentes formes possibles de transformateur à air ont été explorées. Dans notre cas, la géométrie optimale était deux spirales coaxiales planaires empilées. En effet, une structure planaire permet d'envisager une possible intégration. Des bobinages empilés permettent de placer un isolant entre le primaire et le secondaire afin d'assurer l'isolation requise. Enfin, des spires circulaires coaxiales permettent de maximiser le couplage tout en minimisant la résistance des bobinages, ce qui améliore la transmission de puissance. Pour clore ce chapitre, nous avons étudié des structures permettant de transmettre de l'énergie grâce à un transformateur à air avec notamment une structure *flyback*. Nous avons conclu que l'utilisation d'une structure résonnante est nécessaire.

Pour former une structure résonnante et ainsi compenser l'énergie réactive absorbée par le transformateur, des condensateurs sont ajoutés en série ou en parallèle avec le transformateur. Les quatre configurations possibles ont été analysées dans le chapitre II. Une méthode de calcul de la valeur des condensateurs de compensation et de la charge permettant de maximiser la transmission de puissance a été présentée. L'approche exposée dans ce chapitre permet de prendre en compte les capacités inter-spires ainsi que les pertes générées par les condensateurs de compensation. Nous avons ensuite comparé les quatre principales topologies formées. Lorsque l'on néglige les capacités inter-spires et la résistance équivalente série des condensateurs, tant que l'on utilise des condensateurs de compensation et une charge adéquate, la puissance maximale transférable est affectée par la compensation choisie pour le primaire, mais pas par le secondaire. Tant que la résistance interne du générateur est faible devant celle du bobinage primaire, une compensation série du

Conclusion

primaire permet de transmettre plus de puissance qu'une compensation parallèle. De plus, l'impédance d'entrée du transformateur compensée avec un condensateur en série au primaire est élevée en dehors de la fréquence de résonance, ce qui empêche l'absorption de courants sur les harmoniques et sur la composante continue, diminuant ainsi la génération de pertes et de perturbations électromagnétiques. À l'inverse, un transformateur compensé avec un condensateur en parallèle puisera du courant sur la composante continue et sur les harmoniques. Cela génère de fortes perturbations ainsi que des pertes, en particulier si l'alimentation est non sinusoïdale. Enfin les valeurs des condensateurs maximisant la transmission de puissance pour la compensation série-série ne dépendent pas des éléments du modèle les plus difficiles à estimer (le couplage et la résistance des bobinages). Cette compensation a donc été choisie pour la suite des travaux. Un prototype a ensuite été présenté afin de valider la modélisation.

Une fois la topologie de compensation choisie, nous nous sommes penchés sur le choix de la géométrie du transformateur. Nous avons étudié dans le Chapitre III l'influence des différents paramètres de conception en nous restreignant à une géométrie symétrique. Nous avons vérifié la validité de notre modélisation au travers de différents prototypes mono-spires. Ces prototypes ont mis en exergue d'une part, l'influence significative de la résistance du générateur et du condensateur utilisé pour la compensation du primaire, d'autre part que 95% des pertes sont générées au primaire. Nous avons retrouvé ces phénomènes par la suite en simulation. En se basant sur les calculs de compensation proposés dans le Chapitre II, nous avons utilisé un algorithme permettant de déterminer pour un diamètre extérieur du transformateur donné, la fréquence et le diamètre intérieur maximisant la transmission de puissance. Grâce aux résultats obtenus, nous avons étudié l'influence de la contrainte d'isolation dynamique, de l'épaisseur de l'isolant et de la technologie des condensateurs. Chacun de ces paramètres peut si inadapté diviser par plus de deux la puissance transmise. Suite à l'étude de la génération des pertes au sein d'une diode, les différentes architectures de redressement ont été abordées en séparant ces dernières selon leur classe E et D. La structure de classe E à faible variation de tension et inductance série a finalement été choisie et validée grâce à un prototype. Cette dernière assure une commutation douce de la diode, intègre les éléments parasites (inductance du bobinage, capacité de la diode) dans sa structure et permet une augmentation de la tension de sortie. Pour finir, nous avons mis l'accent sur l'échauffement substantiel des composants du prototype.

Dans le Chapitre IV, nous avons étudié les différents vecteurs de dissipation de la chaleur générée par les pertes. Dans une première partie, un algorithme de génération de courbes de dimensionnement a été présenté. La méthodologie présentée permet de définir la surface nécessaire, tout en s'assurant que la puissance transmise, le rendement ainsi que la tension de sortie conviennent. Dans une seconde partie, une méthode de contrôle de la tension de sortie via la modulation de l'impédance du secondaire a été présentée.

Le cinquième chapitre porte sur le possible enfouissement de l'alimentation isolée. Une puce d'alimentation a été réalisée et caractérisée. Puis nous avons conçu le deuxième étage de l'alimentation isolée, un transformateur sur un substrat silicium. Nous avons observé que l'utilisation d'un bouclier électromagnétique n'est pas nécessaire. Car pour la gamme de fréquences visée, les pertes sont principalement générées par les courants de Foucault dans les matériaux conducteurs et non par les couplages électrostatiques. En revanche le fait d'ajouter d'un motif à la surface du substrat permet d'augmenter sa résistivité et diminue donc les pertes générées. Nous avons ensuite évoqué l'influence des plots placés près du transformateur. On rappelle que ces derniers sont nécessaires pour assurer un dépôt de métal uniforme lors de la production, mais ils interfèrent avec le champ magnétique généré par les bobinages et créent des pertes. En se basant sur la modélisation développée pour les circuits imprimés, à partir d'une technologie adaptée, nous avons validé la faisabilité d'une telle structure, tant au niveau de la dissipation thermique que de la puissance transmise, mais aussi de la tension délivrée en sortie. Nous avons mis en évidence le fait que la présence du substrat doublait les pertes générées, et que

Conclusion

L'augmentation de l'épaisseur de couches de métaux permettait de diminuer de quelques pourcent la génération des pertes.

VII. PERSPECTIVES

VII.1 En continuité de mes travaux

La réalisation de l'alimentation complète, correspondant au point de fonctionnement défini dans le chapitre IV, comprenant le redressement et avec la régulation est en cours de réalisation mais n'a pas été testée. Le comportement de l'alimentation n'a pas été évalué sous de haute température au cours de mes travaux. Or la température influe sur la valeur des condensateurs, la résistivité des bobinages et le comportement des éléments actifs. Etudier la sensibilité de cette dernière à la variation des composants permettrait d'une part d'assurer son fonctionnement en haute température mais aussi de vérifier sa robustesse vis-à-vis des tolérances du processus de fabrication et du vieillissement. La caractérisation de la variation des composants avec la température, ainsi que du système complet me paraît être la suite logique de ces travaux.

Le chapitre V a montré que l'amélioration de la production de transformateurs pour la puissance sur puce silicium permettrait d'augmenter sensiblement les performances obtenues. Cela peut notamment être réalisé en utilisant des substrats plus résistifs, des conducteurs plus épais ou de meilleurs isolants.

Il est aussi possible d'utiliser une microstructure constituée de deux petits bobinages en cuivre séparés par une céramique qui serait insérée entre la puce d'alimentation et la puce de redressement. Cela permettrait une intégration de toute la structure dans un seul boîtier sans être limité par les faibles performances d'un transformateur sur silicium.

Enfin, pour clore ce manuscrit, j'aimerais présenter plusieurs idées en cours d'expérimentation.

VII.2 Bouclier électrostatique

Les courants traversant la capacité entre le primaire et le secondaire peuvent être déviés grâce à un bouclier électrostatique. A cet effet, le primaire et le secondaire peuvent être séparés par une spire ouverte, utilisée comme un bouclier, comme décrit sur la figure VI-1

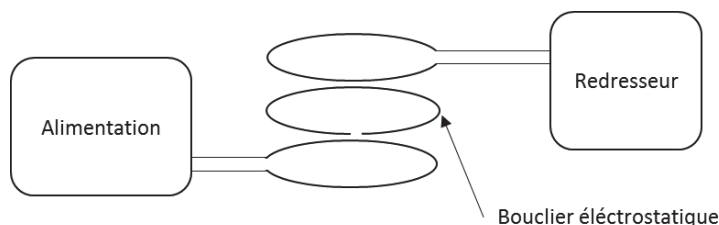


Figure VII-1 implémentation du bouclier électrostatique

Ce bouclier permet alors de dévier les courants parasites vers un chemin choisi minimisant les perturbations générées et les surtensions produites au niveau de la commande, comme décrit par la figure VI-2.

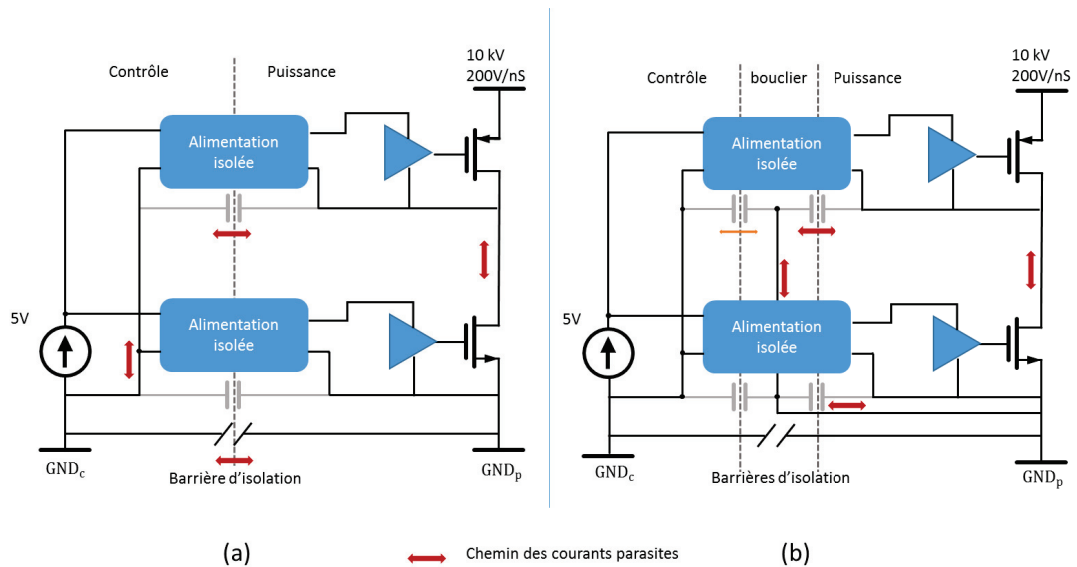


Figure VII-2 Schéma de la structure classique (a) et la structure proposée (b) avec les principaux chemins de courant

Une évolution possible serait de relier ce bouclier à un condensateur. L'ensemble (bouclier + condensateur) se comporterait comme une bobine résonnante, ce qui pourrait améliorer la transmission de puissance. De nombreuses publications portent sur ce sujet, notamment pour augmenter la distance de transmission [1]–[4]. Dans notre cas, les deux bobines sont déjà proches, le fait de rajouter une bobine vient rajouter un chemin de courant et donc dans la plupart des cas augmenter les pertes. De plus, la valeur optimale de la capacité dépend de la charge, ce qui rend la conception d'autant plus difficile. Mais cette bobine peut être utilisée pour alimenter le bras du bas tout en assurant l'isolation, ce qui permettrait de densifier considérablement l'alimentation tout en assurant une élimination des courants parasites. Elle peut aussi être utilisée pour équilibrer le champ électrique au travers de l'isolant, améliorant ainsi sa tenue en tension. Enfin, elle reste utile lorsque la distance requise pour l'isolation est conséquente.

VII.3 Alimentation depuis l'extérieur du boîtier

Il est possible d'utiliser le boîtier du composant de puissance comme isolant entre le primaire et le secondaire. L'organe de commande serait alors alimenté par le dessus grâce une spire plaquée sur le boîtier. Le boîtier du composant de puissance intégrerait alors un petit bobinage récupérant l'énergie nécessaire au fonctionnement de la commande encapsulée avec l'organe de puissance. Cela permettrait d'alimenter le composant au plus proche, de pouvoir le changer facilement, tout en assurant une isolation électrique parfaite grâce au boîtier. Dans le cadre d'une application basse température, l'ajout d'une couche possédant une perméabilité magnétique importante entre la spire et le substrat permettrait de diminuer sensiblement les pertes générées par le substrat.

VII.4 Alimentation classe E² compacte

Une structure de classe E utilisant le primaire du transformateur comme inductance permettrait d'utiliser un seul transistor, tel que présenté par Park [5] ou Bertoni [6]. Par rapport au bras utilisé lors de ces travaux, cette configuration diminue sensiblement le courant passant par l'élément actif de l'alimentation (plus de 4 fois, pour certains transformateurs en simulation). Ce montage permettrait donc de réduire les contraintes sur le composant actif. Cette alimentation est compatible avec une structure de classe E à inductance série comme redresseur. Elle est conciliable avec la méthode de régulation de la tension de sortie présentée dans le chapitre IV. Elle peut être évoluée en structure Φ^2 en ajoutant des filtres LC accordés sur le troisième harmonique en parallèle avec les éléments actifs.

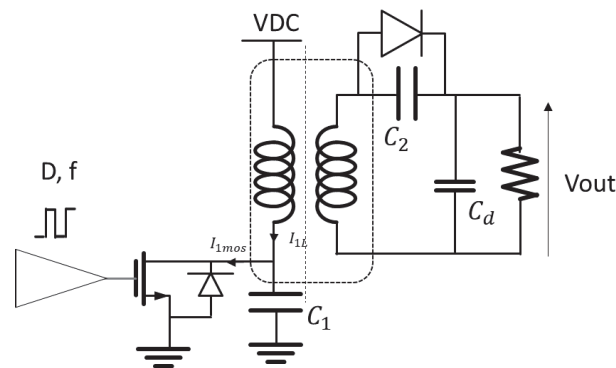


Figure VII-3 Alimentation de classe E² compacte utilisant un transformateur faiblement couplé.

VII.5 Bibliographie

- [1] A. P. Sample, D. A. Meyer, et J. R. Smith, « Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 2, p. 544-554, févr. 2011.
- [2] C. J. Stevens, « Magnetoinductive Waves and Wireless Power Transfer », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 11, p. 6182-6190, nov. 2015.
- [3] S. Cheon, Y.-H. Kim, S.-Y. Kang, M. L. Lee, J.-M. Lee, et T. Zyung, « Circuit-Model-Based Analysis of a Wireless Energy-Transfer System via Coupled Magnetic Resonances », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 7, p. 2906-2914, juill. 2011.
- [4] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, et S. C. Goldstein, « Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 7, p. 1819-1825, juill. 2009.
- [5] S. Park et J. Rivas-Davila, « Isolated resonant DC-DC converters with a loosely coupled transformer », in *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2017, p. 1-7.
- [6] N. Bertoni, G. Frattini, R. G. Massolini, F. Pareschi, R. Rovatti, et G. Setti, « An Analytical Approach for the Design of Class-E Resonant DC-DC Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 11, p. 7701-7713, nov. 2016.