

Transmission d'énergie par couplage inductif. Applications aux capteurs biomédicaux intégrés

Laroussi BETTAIEB¹, François COSTA^{1,2}, Chaker OMRI¹ et Jean-Christophe LOURME³

¹SATIE, ENS de Cachan – 61 avenue du président Wilson, 94230 CACHAN

²UPEC-ESPE, Place du 8 mai 1945, St Denis

³ValoTec – 94 rue Marcel Bonnet, 94320 CACHAN

RESUME - Les méthodes de récupération d'énergie reçoivent actuellement une attention très significative de la part de la communauté de la recherche. En particulier, dans le cas des dispositifs médicaux implantables où le transfert d'énergie sans fil est devenu la méthode principale dans ce genre d'applications. En effet, Cette méthode de transfert d'énergie écarte tout risque d'infection au niveau de la peau, ainsi que la nécessité de chirurgie invasive pour un changement de pile. Cet article veut faire le point sur ce principe de transfert d'énergie par lien inductif. Un modèle analytique original de calcul des paramètres électriques du circuit équivalent aux bobines utilisées a été développé. Par ailleurs, une nouvelle structure composée de trois bobines visant à améliorer le rendement énergétique du lien inductif a été étudiée. Les résultats obtenus sont bien meilleurs que ceux obtenus par l'usage de deux bobines.

Mots-clés—*Transfert d'énergie sans fil, couplage magnétique, modélisation électromagnétique, dispositifs médicaux implantables, rendement énergétique, coupleurs intermédiaires.*

1. INTRODUCTION

La dernière décennie a connu une poussée dans l'utilisation des systèmes électroniques implantables tels que les capteurs et les neuro-stimulateurs biomédicaux intégrés. En effet, cette catégorie de systèmes, en pleine expansion, suscite de nos jours un grand intérêt dans le monde de la recherche scientifique. On peut trouver alors différentes applications ayant recours à ces systèmes. À titre d'exemples, on note la mesure de divers signaux physiologiques, la restauration des fonctions motrices d'organes affectés à la suite d'un accident ou d'une maladie, la stimulation des muscles et l'allègement des effets de certains types de maladies [1, 2]. Afin d'obtenir un système implantable portable et autonome, les circuits électroniques de l'implant doivent être de taille réduite et consommer peu de puissance. L'alimentation en énergie des implants est donc l'aspect le plus déterminant dans la conception des implants électroniques dans le domaine biomédical. La transmission de l'énergie par lien inductif paraît alors la meilleure solution qui répond à ce déficit [3, 4]. De plus, cette méthode permet d'obtenir un lien de communication avec le monde extérieur. En effet, un lien inductif peut être utilisé à la fois pour transmettre l'énergie nécessaire à l'alimentation et les données simultanément [5]. Cependant, la complexité de la géométrie des bobines couplées dans les liens inductifs rend très difficile, voir impossible, l'extraction des expressions analytiques générales pour des

caractéristiques importantes du lien comme le rendement en puissance ou encore la tension au secondaire. En effet, pour déterminer le comportement électrique des bobines couplées, il faut connaître le coefficient de couplage k , les inductances propres, les mutuelles inductances et les capacités parasites. Cet article présente tout d'abord l'architecture principale de la structure des implants électroniques et survole leurs principales fonctions. Ensuite, une méthode analytique originale pour le calcul de grandeurs électriques est élaborée. Une nouvelle structure composée de plusieurs bobines couplées a été étudiée et elle a démontrée un fort potentiel pour ce type d'application.

2. APERÇU DES SYSTEMES ELECTIQUES IMPLANTABLES (SEI)

Une fois installé dans le corps humain, un dispositif électronique implantable est un appareil dédié à remplir des fonctions de stimulation électrique ou d'observation et, d'une façon générale, on peut classer les applications de ce système en deux grandes catégories :

- ✓ Le prélèvement et la transmission des signaux physiologiques utiles pour l'étude de certains types de maladies et la surveillance ou le suivi des maladies,
- ✓ L'établissement des fonctions motrices de certains organes affectés par des paralysies.

Typiquement, un système électronique implantable (SEI) est principalement composé d'une partie allant dans le corps humain (unité interne) et d'une unité de commande externe ou contrôleur externe comme le montre la figure 1.

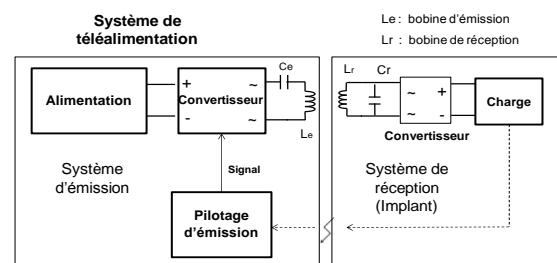


Fig.1 Schéma bloc d'un système de télé-alimentation dédié aux applications biomédicales.

Une fois l'implant placé sous la peau de l'utilisateur, il est destiné à fonctionner d'une manière efficace et autonome durant de longues périodes (plusieurs années) pour ne pas avoir

recours à différentes chirurgies de remplacement de l'implant ou des batteries d'alimentation.

3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN LIEN INDUCTIF

Le comportement d'un lien inductif comprenant un circuit primaire (système d'émission) et un circuit secondaire (système de réception) peut être traité à deux niveaux d'abstraction différents : une description des champs électromagnétiques et une description au niveau circuit. Ces deux abstractions sont complémentaires, cependant il peut être difficile de faire le passage d'une à l'autre. La description électromagnétique est basée sur la géométrie et la composition physique des éléments de liaison, mais elle ne donne pas l'information directe sur la façon dont les signaux électriques se propagent dans le lien de transfert de puissance. Aussi, une description au niveau circuit peut être utilisée pour déduire les caractéristiques du lien, mais les paramètres clés, c'est-à-dire les éléments composant le circuit comme les inductances, les éléments parasites et le coefficient de couplage, peuvent seulement être extraits de la description des champs électromagnétiques. Cette extraction de paramètres n'est pas toujours une tâche facile due à la complexité des équations découlant la géométrie du dispositif. Pour ce faire nous allons présenter une méthode analytique qui permet de calculer ces paramètres électriques dans le cas de deux bobines couplées entre eux et situées arbitrairement dans l'espace.

4. MODELE ELECTROMAGNETIQUE

Dans cette partie, nous allons présenter la méthode analytique que nous avons élaborée et qui permet de déterminer la self-inductance d'une bobine de différente forme (plate, solénoïde, torique) et également la mutuelle inductance entre deux bobines couplées formant un lien inductif et placées arbitrairement dans l'espace. Pour ce faire, nous allons commencer par étudier le cas de deux spires élémentaires.

4.1. Lien inductif entre deux spires

Considérons deux spires situées arbitrairement dans l'espace (désalignements axial et angulaire) et couplées entre eux. La première spire notée l_p de rayon R_p et de centre $O(0,0,0)$. La deuxième spire notée l_s de rayon R_s et de centre $c(x_c, y_c, z_c = d)$ (cf. figure 2).

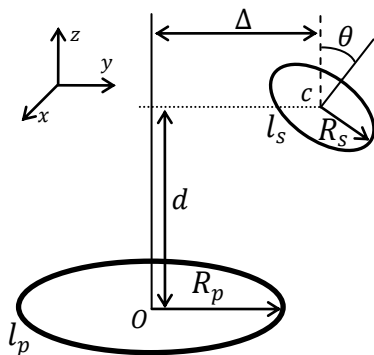


Fig.2 Lien inductif entre deux spires placées arbitrairement dans l'espace (désalignements angulaire et axial).

Chaque spire est équivalente à une inductance L en série avec une résistance R et toutes les deux en parallèle à une

capacité C (cf. figure 3). En effet, R caractérise la résistance interne de l'inductance et C caractérise leur capacité parasite. D'une façon générale, Les paramètres électriques d'une spire dépendent de la fréquence.

Par conséquent, le modèle électrique équivalent à deux spires couplées est représenté sur la figure 3. L_p et L_s étant les inductances propres de spires l_p et l_s respectivement. R_p, R_s, C_p et C_s sont les résistances internes et les capacités parasites de chaque spire respectivement. M_{ps} est la mutuelle inductance entre les deux spires couplées.

Dans la suite nous détaillons le principe de calcul analytique qui permet de déterminer les valeurs de l'inductance propre L et la mutuelle inductance M entre deux spires couplées et situées arbitrairement dans l'espace.

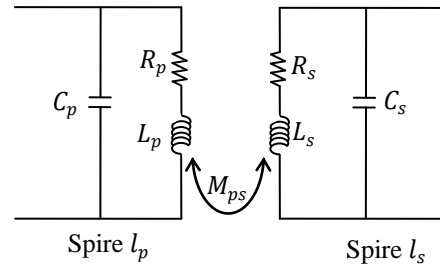


Fig.3 Modèle électrique équivalent à deux spires couplées.

L'inductance propre d'une spire de rayon R et de section a est donnée par [6, 7] :

$$L(a, R) = \mu_0 a (\ln \left(\frac{8a}{R} \right) - 2). \quad (1)$$

Dans le cas général, le coefficient de couplage k entre deux bobines couplées est calculé par la formule suivante :

$$k_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (2)$$

avec M_{12} et la mutuelle inductance, L_1 et L_2 sont les inductances propres de chaque bobine.

Dans un excellent article [8], S. BABIC et all. ont développé une méthode analytique qui permet de calculer la mutuelle inductance entre deux spires couplées et situées arbitrairement dans l'espace (en présence de désalignements axial et latéral). Nous avons utilisé ces résultats pour déterminer la self-inductance L , la mutuelle inductance M et le coefficient de couplage k pour différentes formes de bobines (plate, solénoïde et torique). Les résultats théoriques obtenus par le modèle analytique développé ont été validés par des mesures ainsi que par simulation numérique à l'aide du logiciel COMSOL.

La nouvelle formule de la mutuelle inductance entre deux spires situées arbitrairement dans l'espace est donnée par [8] :

$$M(R_p, R_s, \Delta, d, \theta) = \frac{\mu_0 R_s}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{[P_1 \cos \varphi + P_2 \sin \varphi + P_3] \Psi(q)}{q \sqrt{V_0^3}} d\varphi, \quad (3)$$

avec R_p le rayon de la première spire, R_s le rayon de la deuxième spire. Δ et d correspondent aux désalignements axial

et latéral, et θ au désalignement angulaire. Les autres paramètres sont définis par les relations suivantes :

$$\alpha = \frac{R_s}{R_p}, \beta = \frac{x_c}{R_p}, \gamma = \frac{y_c}{R_p}, \delta = \frac{z_c}{R_p},$$

$$l = \sqrt{a^2 + c^2}, L = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2}$$

$$P_1 = \pm \frac{y_c}{l}, P_2 = \mp \frac{\beta l^2 + \gamma ab}{lL}, P_3 = \frac{ac}{L},$$

$$P_4 = \mp \frac{\beta ab - \gamma l^2 + \delta bc}{lL}, P_5 = \mp \frac{\beta c - \delta a}{l},$$

$$A_0 = 1 + \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 + \delta^2 + 2\alpha(P_4 \cos\varphi + P_5 \sin\varphi),$$

$$V_0^2 = \alpha^2 \left[\left(1 - \frac{b^2 c^2}{l^2 L^2} \right) \cos^2\varphi + \frac{c^2}{l^2} \sin^2\varphi + \frac{abc}{l^2 L} \sin 2\varphi \right]$$

$$+ \beta^2 + \gamma^2 \mp 2\alpha \frac{\beta ab - \gamma l^2}{lL} \cos\varphi \mp \frac{2\alpha\beta c}{l} \sin\varphi,$$

$$q = \sqrt{\frac{4V_0}{A_0 + 2V_0}}, \Psi(q) = \left(1 - \frac{q^2}{2} \right) K(q) - E(q). \quad (4)$$

$K(q)$ et $E(q)$ sont des fonctions de Bessel de premier et deuxième ordre.

La figure 4 représente le modèle électrique équivalent du système de transfert d'énergie. En effet, la charge R_{load} est alimentée par l'intermédiaire du lien inductif de deux bobines couplées. Le rendement de la puissance transmise noté «PTE» (Power Transfer Efficiency) peut être optimisé si les deux coupleurs résonnent à la même fréquence. En effet, deux capacités d'accord sont utilisées (C_1 et C_2) et leurs valeurs dépendent de la fréquence choisie et des inductances propres L_1 et L_2 . Dans ces conditions la fréquence de résonance est égale à $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$, [9 et 10]. Une parfaite connaissance de la valeur de la self inductance L permet de déterminer correctement la valeur de la capacité d'accord C qui fait résonner la bobine à la fréquence choisie f_0 .

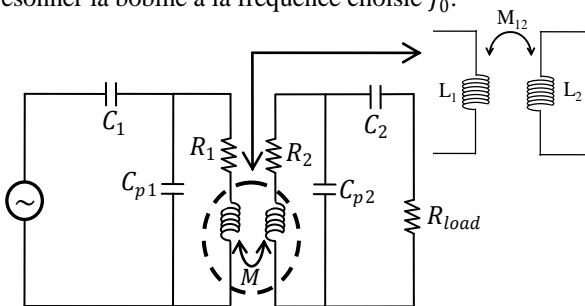


Fig.4 Modèle électrique équivalent du lien inductif entre deux bobines placées arbitrairement dans l'espace (désalignements angulaire et axial).

Une nouvelle structure permet d'optimiser le rendement énergétique d'un système de transfert d'énergie en utilisant des bobines intermédiaires est présentée dans la suite (paragraphe 5). Cette nouvelle structure est composée de trois ou quatre bobines accordées à la même fréquence f_0 (cf. figure 5 (a) et (b)). Les bobines intermédiaires, qui jouent le rôle d'« amplificateurs » de champ magnétique, sont placées entre les deux bobines qui constituent le lien inductif (système d'émission et réception) à des positions bien déterminées. Les résultats de mesures obtenus montrent que le rendement

énergétique est bien meilleur que celui obtenu par deux bobines seulement.

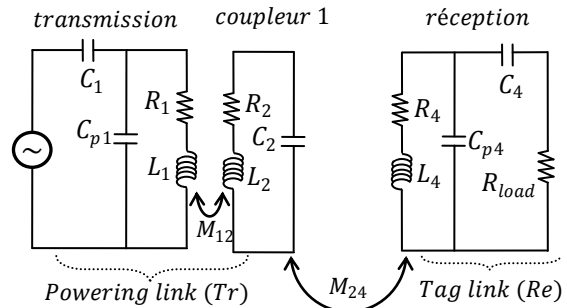


Fig.5 (a) Modèle électrique équivalent au lien inductif entre deux bobines placées arbitrairement dans l'espace (désalignements angulaire et axial) en présence d'un coupleur intermédiaire.

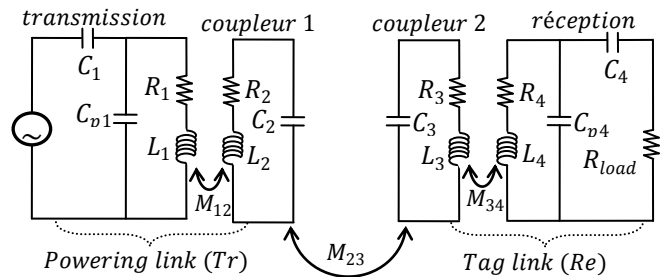


Fig.5 (b) Modèle électrique équivalent au lien inductif entre deux bobines placées arbitrairement dans l'espace (désalignements angulaire et axial) en présence de deux coupleurs intermédiaires.

Dans la suite, nous étudions le coefficient de couplage k entre deux spires placées arbitrairement dans l'espace (cf. figure 2). Les résultats théoriques obtenus ont été comparés aux valeurs obtenues par simulation numérique à l'aide du logiciel COMSOL.

La figure 6 représente la géométrie de deux spires modélisées à l'aide du logiciel COMSOL. Le coefficient de couplage peut être calculé à partir de l'expression (2) après avoir déterminé l'inductance de chaque spire ainsi que la mutuelle inductance entre elles. Ces dernières sont déduites à partir de la valeur de l'énergie totale rayonnée dans l'espace. En effet, pour déterminer les inductances propres L_1 et L_2 , chaque spire est modélisée sous COMSOL toute seule. Dans ce cas, l'énergie totale rayonnée égale à $W_{rayo} = \frac{1}{2} L I^2$. Pour déterminer la mutuelle inductance M_{12} , les deux spires sont simulées ensemble et l'énergie rayonnée totale vaut dans ce cas : $W_{rayo} = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + M_{12} I_1 I_2$.

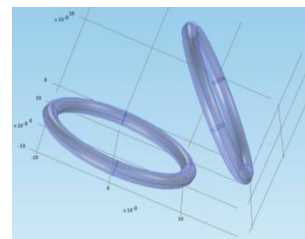


Fig.6 Simulation numérique (via le logiciel COMSOL) de deux spires couplées situées arbitrairement dans l'espace.

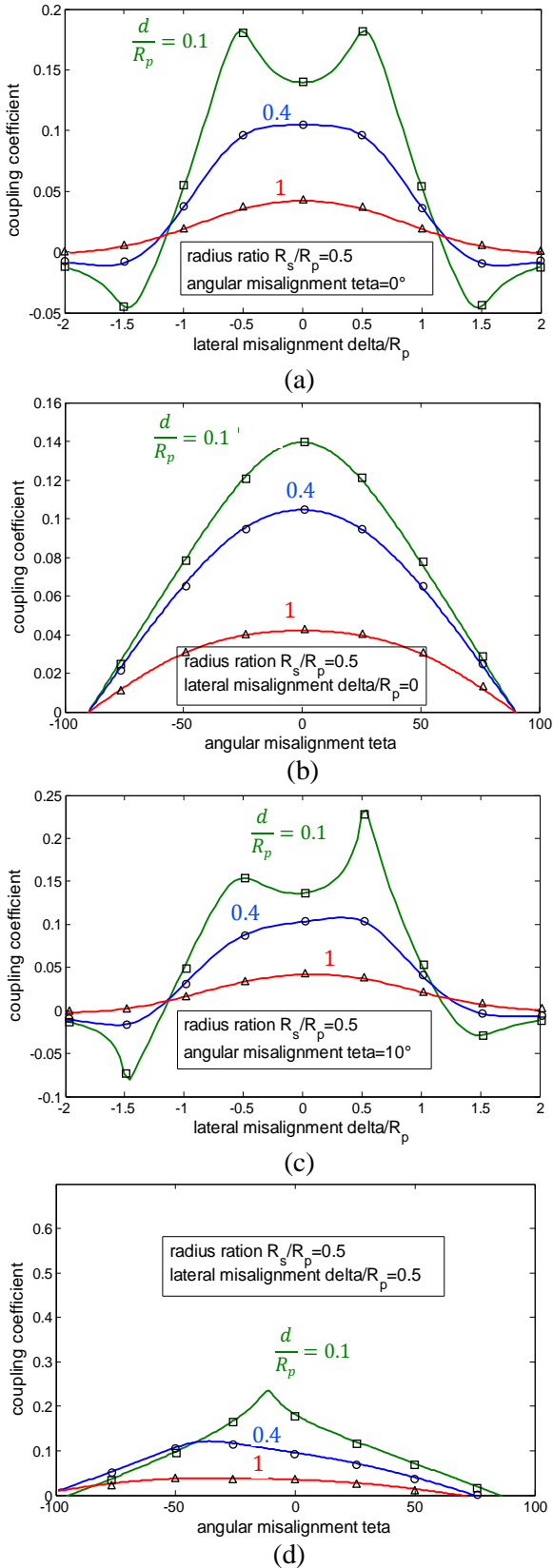


Fig.7 Valeurs de coefficient de couplage k entre deux spires placées arbitrairement dans le plan, obtenues par méthode analytique (traits) et par méthode numérique en utilisant COMSOL (symboles).

Nous avons calculé les valeurs du coefficient de couplage k pour trois valeurs différentes de la distance inter-bobine d normalisée par rapport à R_p (rayon de la spire primaire l_p) : 0,1, 0,4 et 1. Les résultats obtenus sont représentés sur la figure 7.

La figure 7 (a) correspond aux valeurs de k pour $\frac{R_s}{R_p} = 0,5$ et $\theta = 0$ (pas de désalignement angulaire) lorsque la spire secondaire l_s se déplace horizontalement le long de l'intervalle $-2 \leq \frac{\Delta}{R_p} \leq +2$. Par contre, la figure 7 (c) est similaire à la figure 7 (a) mais pour un angle $\theta = 10^\circ$.

La figure 7 (b) représente les valeurs de k en fonction de l'angle θ pour $\frac{R_s}{R_p} = 0,5$ et $\frac{\Delta}{R_p} = 0$ (pas de désalignement latéral). La figure 7 (d) est également identique à la figure 7 (b) mais pour un rapport $\frac{\Delta}{R_p} = 0,5$.

Les résultats obtenus par simulation numérique à l'aide du logiciel COMSOL sont représentés sur les courbes de la figure 7 par des symboles (carré, cercle et triangle). On note que les valeurs de k obtenus par les deux méthodes sont identiques.

4.2. Lien inductif entre deux bobines plates

Considérant maintenant deux bobines plates constituées des spires concentriques de différents diamètres (cf. figure 8). La première bobine (transmission) notée l_p est formée de N_p spires chacune de rayon $R_{p,i}$ ($i = 1, 2, \dots, N_p$). La deuxième bobine (réception) notée l_s est formée de N_s spires chacune de rayon $R_{s,j}$ ($j = 1, 2, \dots, N_s$). Dans la suite nous allons détailler la méthode de calcul qui permet de déterminer la valeur de l'inductance propre L de chaque bobine ainsi que la mutuelle inductance M .

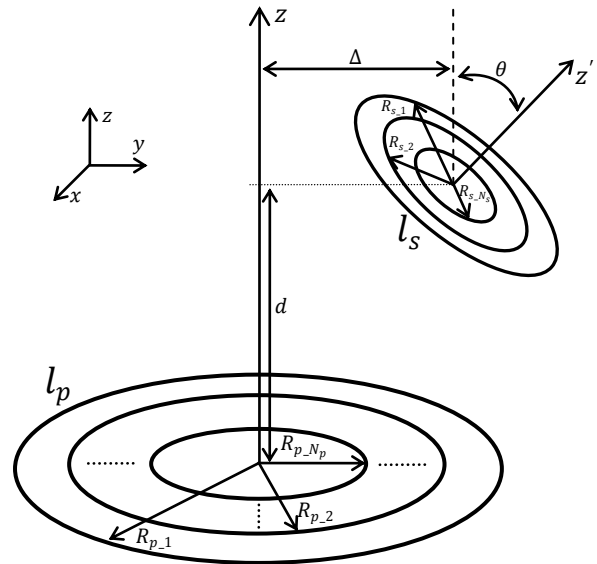


Fig.8 Deux bobines plates couplées entre elles et placées arbitrairement dans l'espace (désalignements angulaire et axial).

Dans le cas d'une bobine plate constituée de N spires concentriques de rayon identiques, son inductance propre L est

équivalente à l'inductance propre d'une seule spire (équation (1)) multipliée par N^2 . Par contre dans le cas d'une bobine plate constituée de N_p spires concentriques chacune de rayon R_i ($i = 1, 2, \dots, N_p$) et de section a (cf. figure 8), son inductance propre L_p est égale :

$$L_p = \sum_{i=1}^{N_p} L(R_i, a) + \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{j=1}^{N_p} M(R_i, R_j, \Delta=0, d=0, \theta=0)(1 - \delta_{ij}), \quad (5)$$

avec $\delta_{i,j} = 1$ pour $i \neq j$ et vaut 0 pour $i = j$.

$M(R_i, R_j, \Delta=0, d=0, \theta=0)$ étant la mutuelle inductance entre les deux spires i et j (de rayon R_i et R_j respectivement) de la bobine plate. Les deux spires se trouvent dans le même plan et donc pas de désalignement latérale et angulaire : ($\Delta=0, d=0, \theta=0$).

La mutuelle inductance M_{ps} entre les deux bobines plates L_p et L_s (cf. figure 8) est donnée par la formule suivante :

$$M_{ps} = \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{j=1}^{N_s} M(R_{p,i}, R_{s,j}, \Delta, d, \theta). \quad (6)$$

Avec $M(R_{p,i}, R_{s,j}, \Delta, d, \theta)$ est la mutuelle inductance entre les deux spires i et j . La spire i appartenant à la bobine L_p et de rayon $R_{p,i}$. Par contre j est une spire de la bobine L_s et de rayon $R_{s,j}$.

Dans [11], les auteurs présentent une formule qui permet de calculer l'inductance propre d'une bobine plate de rayon interne R_1 , de rayon externe R_2 et contenant N spires (cf. figure 9). Cette formule est donnée par l'équation (7) :

$$L = \frac{\mu_0 N^2 R^2}{2(R_2 - R_1)^2} \int_0^{2\pi} \int_{R_1}^{R_2} \int_{R_1}^{R_2} \frac{\cos\theta d\theta r_1 dr_1 r_2 dr_2}{\sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos\theta}}, \quad (7)$$

R étant le rayon moyen de la bobine plate et vaut: $\frac{R_1 + R_2}{2}$.

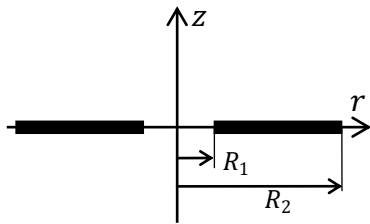


Fig.9 Bobine plate de rayon interne R_1 et rayon externe R_2 (disque).

Dans le tableau 1, nous avons comparé les valeurs des inductances propres d'une bobine plate obtenues par trois méthodes différentes en fonction de ses paramètres géométriques (cf. colonne 1 du tableau). Les résultats obtenus par la formule développée (l'équation (5)) ont été donnés dans la deuxième colonne. La troisième colonne correspond aux valeurs obtenues en utilisant l'équation (7) de l'article [11]. Par ailleurs, la dernière colonne contient les valeurs obtenues par simulation numérique à l'aide du logiciel COMSOL. Les résultats obtenus par ces trois différentes méthodes sont quasiment identiques.

La figure 10 représente la géométrie de deux bobines plates modélisée à l'aide du logiciel COMSOL. En effet, le même principe de calcul du coefficient de couplage k , à partir de l'énergie totale rayonnée a été utilisé (cf. cas de deux spires couplées).

Tableau 1. Valeurs de self inductance d'une bobine plate obtenues par les différentes méthodes (calcul et simulation numérique).

Paramètres géométriques de la bobine étudiée	Equation (5) (μH)	Equation (7) [11] (μH)	COMSOL (μH)
$R_1 = 5 \text{ mm}$ $R_2 = 10 \text{ mm}$	0,41	0,47	0,43
$R_1 = 10 \text{ mm}$ $R_2 = 15 \text{ mm}$	0,88	0,95	0,91
$R_1 = 15 \text{ mm}$ $R_2 = 20 \text{ mm}$	1,42	1,47	1,45

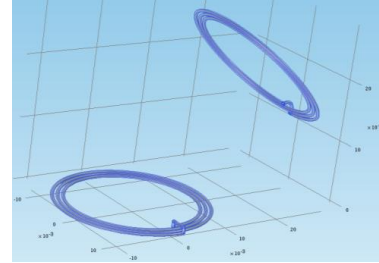


Fig.10 Simulation numérique (via le logiciel COMSOL) de deux bobines plates situées arbitrairement dans l'espace.

La figure 11 représente les valeurs calculées du coefficient de couplage k entre deux bobines plates identiques pour quatre valeurs de distance inter-bobine ($0,1 \times h_p, 0,4 \times h_p, 0,6 \times h_p$ et $1 \times h_p$). Les bobines sont composées de 5 spires possèdent un rayon interne $R_1 = 5\text{mm}$, un rayon externe $R_2 = 10\text{mm}$. h_p étant la différence entre les deux rayons $h_p = R_2 - R_1$. La figure 11 (a) correspond à la valeur $\theta = 0^\circ$ et la figure 11 (b) à la valeur $\theta = 10^\circ$.

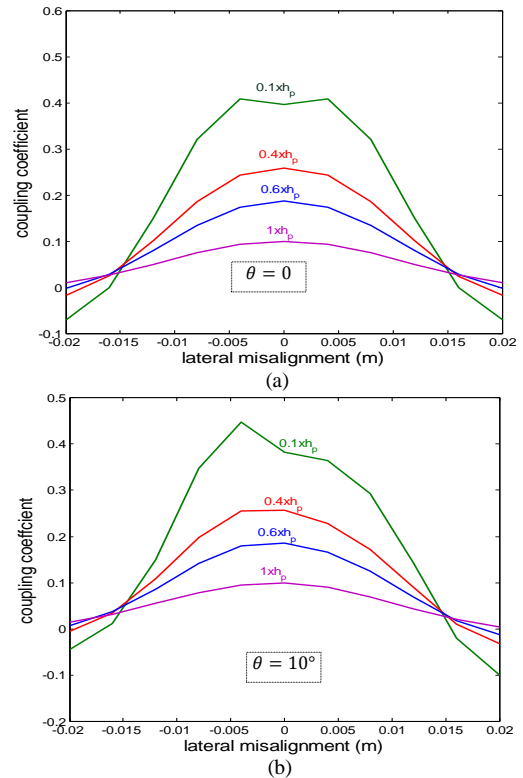


Fig.11 Valeurs de coefficient de couplage k entre deux bobines plates placées arbitrairement dans le plan, obtenues par la méthode analytique développée.

4.3. Lien inductif entre deux solénoïdes

Nous allons étudier maintenant les bobines de forme hélicoïdale. Ces bobines sont rarement utilisées dans les systèmes de transfert d'énergie et surtout dans les applications biomédicales (contrainte de dimensions et de faible portée du champ magnétique). La figure 12 représente deux solénoïdes couplés et placés arbitrairement dans le plan. Le premier, noté l_p , formé de N_p spires identiques de rayon R_p . Le deuxième solénoïde, noté l_s , contient N_s spires identiques de rayon R_s .

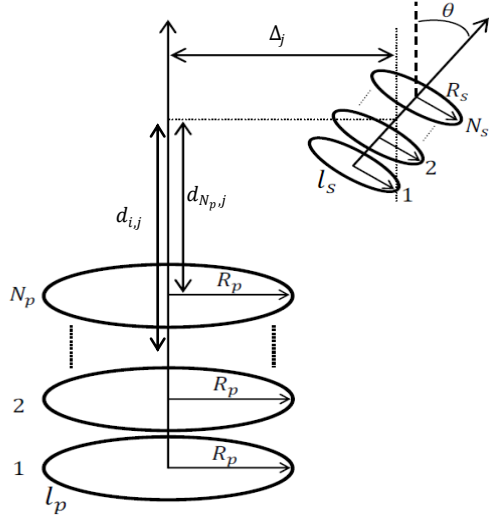


Fig.12 Deux solénoïdes couplés entre eux et placés arbitrairement dans l'espace (désalignements angulaire et axial).

L'inductance propre de la bobine primaire (l_p) est donnée par l'équation (8) :

$$L_p = \sum_{i=1}^{N_p} L(R_p, a) + \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{j=1}^{N_p} M(R_p, R_p, \Delta=0, d_{i,j}, \theta=0)(1 - \delta_{i,j}). \quad (8)$$

Avec a la section de spire, $\delta_{i,j} = 1$ pour $i = j$ et $\delta_{i,j} = 0$ pour $i \neq j$. $M(R_p, R_p, \Delta=0, d_{i,j}, \theta=0)$ étant la mutuelle inductance entre la spire i et la spire j de la bobine l_p ($\Delta=0$ et $\theta=0$). Le terme $d_{i,j}$ correspond à la distance entre les deux centres des spires i et j .

De la même manière que précédemment, la mutuelle inductance entre les deux bobines l_p et l_s , notée M_{ps} , vaut :

$$M_{ps} = \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{j=1}^{N_s} M(R_p, R_s, \Delta_j, d_{i,j}, \theta), \quad (9)$$

Dans [11], les auteurs présentent une formule qui permet de calculer l'inductance propre d'un solénoïde de rayon R , de longueur $2a$ et contenant N spires (cf. figure 13). Cette formule est donnée par l'équation (10) :

$$L_{tws} = \frac{\mu_0 N^2 R^2}{2a^2} \int_0^{2\pi} \int_{-a}^{+a} \int_{-a}^{+a} \frac{\cos\theta d\theta d z_1 d z_2}{\sqrt{(z_2 - z_1)^2 + 4R^2 \sin^2 \frac{\theta}{2}}} \quad (10)$$

Nous avons comparés les valeurs des selfs inductances obtenues par trois méthodes différentes (méthodes analytiques

et méthode numérique en utilisant le logiciel COMSOL). Les résultats de calcul obtenus sont capitalisés dans le tableau 2.

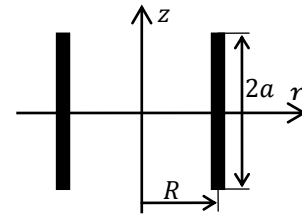


Fig.13 Solénoïde de rayon R et de longueur $2a$.

Les résultats obtenus sont très cohérents et les valeurs de l'inductance propre L de la bobine étudiée trouvées par les trois méthodes sont quasiment identiques.

Tableau 2. Valeurs de self inductance d'un solénoïde obtenues par les différentes méthodes (calcul et simulation numérique).

Paramètres géométriques de la bobine étudiée	Equation (5) (μH)	Equation (7) [11] (μH)	COMSOL (μH)
$R1 = 5 \text{ mm}$ $R2 = 10 \text{ mm}$	0,19	0,27	0,23
$R1 = 10 \text{ mm}$ $R2 = 15 \text{ mm}$	0,52	0,69	0,66
$R1 = 15 \text{ mm}$ $R2 = 20 \text{ mm}$	0,97	1,23	1,17

4.4. Lien inductif entre deux bobines toriques

Considérons maintenant deux bobines toriques de sections rectangulaires et couplées entre elles : La première notée l_p de rayon moyen R_p et comportant N_1 spires. La deuxième notée l_s de rayon moyen R_s ($R_p \geq R_s$), composée de N_2 spires et située arbitrairement à proximité de la première (cf. figure 15).

La section rectangulaire de chaque bobine peut être divisée en plusieurs éléments chacun de surface élémentaire dS ($(2N + 1) \times (2K + 1)$ éléments pour la première bobine et $(2m + 1) \times (2n + 1)$ éléments pour la deuxième). En effet, Chaque élément de surface est équivalent à une spire élémentaire.

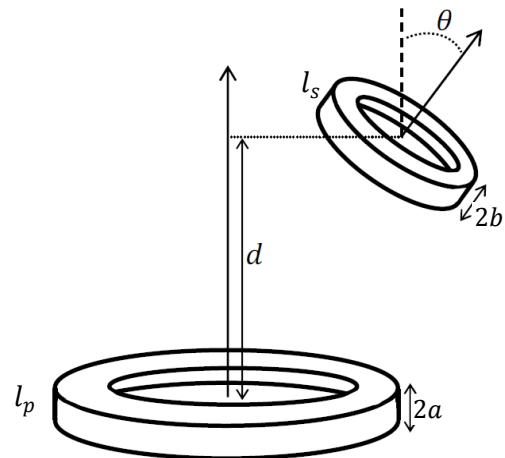


Fig.15 Deux bobines toriques de sections rectangulaires couplées entre elles et placées arbitrairement dans l'espace (désalignements angulaire et axial).

La self-inductance L_p de la première bobine l_p , par exemple, est donnée par la formule suivante (cf. figure 16) :

$$L_p = L + M, \quad (11)$$

avec :

$$L = \frac{N_1 \sum_{i=-K}^{i=K} \sum_{j=-N}^{j=N} L(R_{ij}, \frac{2a}{(2N+1) \times (2K+1)})}{(2K+1)(2N+1)}, \quad (12)$$

$$M = \frac{N_1^2 \sum_{i=-K}^{i=K} \sum_{j=-N}^{j=N} \sum_{l=-K}^{l=K} \sum_{m=-N}^{m=N} M(i,j,l,m)(1-\delta_{ijlm})}{(2K+1)^2(2N+1)^2}. \quad (13)$$

Le terme L dans l'équation (11), correspond à la somme de toutes les inductances propres de N_1 spires contenues dans la bobine l_p . Par contre, M représente toutes les mutuelles inductances entre les N_1 spires de cette même bobine.

Le terme $L(R_{ij}, \frac{2a}{(2N+1) \times (2K+1)})$ est l'inductance propre de la spire ij de rayon R_{ij} et de section $\frac{2a}{(2N+1) \times (2K+1)}$, elle peut être calculée en utilisant l'équation (1).

Le terme $M(i,j,l,m) = \frac{2\mu_0 \sqrt{R_{ij} R_{lm}}}{q} \left[\left(1 - \frac{q^2}{2}\right) K(q) - E(q) \right]$ correspond à la mutuelle inductance entre les deux spires ij et lm de la même bobine l_p . En effet, la spire ij est de rayon R_{ij} et la spire lm de rayon R_{lm} . $K(q)$ et $E(q)$ sont des fonctions de Bessel de premier et deuxième ordre.

Avec (cf. figure 16) :

$$\begin{aligned} R_{ij} &= R_p + \frac{h_p}{(2N+1)} j, \quad R_{lm} = R_p + \frac{h_p}{(2N+1)} m, \\ h_p &= R_2 - R_1, \quad R_p = \frac{R_1 + R_2}{2}, \\ q^2 &= \frac{4a}{(1+\alpha)^2 + \beta^2}, \quad \alpha = \frac{R_{lm}}{R_{ij}}, \quad \beta = \frac{z(i,m)}{R_{ij}}, \\ z(i,m) &= z(l) - z(i) = \frac{2a}{(2K+1)} l - \frac{2a}{(2K+1)} i. \end{aligned} \quad (14)$$

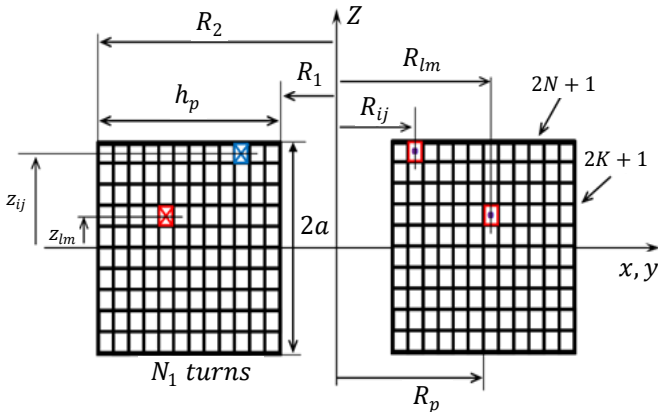


Fig.16 Section rectangulaire de bobine torique divisée en $(2N+1) \times (2K+1)$ éléments dont chacun est équivalent à une spire élémentaire.

Le même principe de calcul a été appliqué pour déterminer la mutuelle inductance, notée $M_{l_p l_s}$, entre les deux bobines toriques de section rectangulaires l_p et l_s .

La mutuelle inductance $M_{l_p l_s}$ est donnée par l'équation suivante (équation (15)) :

$$M_{l_p l_s} = \frac{N_1 N_2 \sum_{g=-K}^{g=K} \sum_{h=-N}^{h=N} \sum_{p=-m}^{p=m} \sum_{l=-n}^{l=n} M(g,h,p,l)}{(2K+1)(2N+1)(2m+1)(2n+1)}. \quad (15)$$

Avec :

$$\begin{aligned} M(g,h,p,l) &= \frac{2\mu_0}{\pi} \sqrt{R_p(g,h) R_s(p,l)} \int_0^\pi \frac{\left(1 - \frac{d}{R_s(p,l)} \cos \varphi\right) \Phi(q)}{q \sqrt{V^3}} d\varphi, \\ q^2(g,h,l,p) &= \frac{4\alpha(g,h,l,p) V(l,p)}{(1+\alpha(g,h,l,p) V(l,p))^2 + \beta^2(g,h,p)}, \\ \alpha(g,h,l,p) &= \frac{R_s(p,l)}{R_p(g,h)}, \quad \beta(g,h,p) = \frac{z(g,p)}{R_p(g,h)}, \\ V(l,p) &= \sqrt{1 + \frac{d^2}{R_s^2(p,l)} - 2 \frac{d}{R_s(p,l)} \cos \varphi}, \\ \Phi(q) &= \left(\frac{2}{q} - q\right) K(q) - \frac{2}{q} E(q), \\ z(g,p) &= d + \frac{a}{(2K+1)} g + \frac{b}{(2m+1)} p. \end{aligned} \quad (16)$$

Dans [11], les auteurs présentent une formule qui permet de calculer la self-inductance d'une bobine torique de section rectangulaire de rayon interne R_1 , de rayon externe R_2 , longueur $2a$ et contenant N spires (cf. figure 17). Cette formule est donnée par l'équation (17) :

$$L = \frac{\mu_0 N^2 \int_0^{2\pi} \int_{R_1}^{R_2} \int_{R_1}^{R_2} \int_{-a}^{+a} \int_{-a}^{+a} r_1 r_2 \cos \theta d r_1 d r_2 d z_1 d z_2 d \theta}{4(R_2 - R_1)^2 a^2}. \quad (17)$$

Avec $r_{QN} = \sqrt{(z_2 - z_1)^2 + r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos \theta}$ la distance entre les centres de deux spires élémentaires notées l_1 de centre $O_1(r_1, z_1)$ et l_2 de centre $O_2(r_2, z_2)$ respectivement (cf. figure 18). N étant le nombre de spires de cette bobine torique de section rectangulaire.

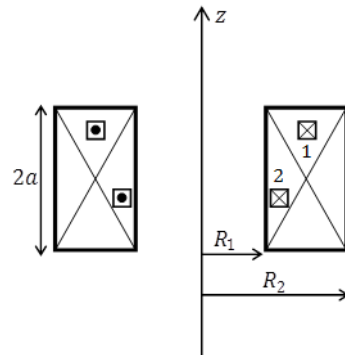


Fig.17 Section rectangulaire de la bobine torique.

Dans le tableau 3, nous avons comparé les valeurs des selfs inductances obtenues par les deux méthodes. La première colonne du tableau contient les caractéristiques géométriques de la bobine étudiée. La deuxième colonne correspond aux résultats obtenus par la formule que nous avons élaborée (l'équation (11)). La troisième colonne correspond aux valeurs obtenues en utilisant l'équation (17). Les valeurs trouvées sont là encore quasiment identiques.

Tableau 3. Valeurs de self inductance d'une bobine torique de section rectangulaire obtenues par les deux méthodes de calcul.

Paramètres géométriques de la bobine étudiée	$\frac{L}{N^2 R_1}$ (notre méthode) ($\mu\text{H/m}$)	$\frac{L}{N^2 R_1}$ obtenus par (17) [11] ($\mu\text{H/m}$)
$R1 = 5 \text{ mm}$ $R2 = 7,5 \text{ mm}$ $2a = 2,5 \text{ mm}$	2,79	2,87
$R1 = 5 \text{ mm}$ $R2 = 15 \text{ mm}$ $2a = 10 \text{ mm}$	2,30	2,53
$R1 = 5 \text{ mm}$ $R2 = 20 \text{ mm}$ $2a = 30 \text{ mm}$	1,74	1,90

5. MODELE EXPERIMENTAL

5.1. Bobine étudiée

Dans la suite nous allons étudier un système de transfert d'énergie composé de bobines plates identiques et accordées à la même fréquence de résonance f_0 . Pour ce faire, nous avons conçus et réalisé quatre bobines spirales (cf. figure 18). Nous avons également choisi de travailler à la fréquence de résonance $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 240\text{KHz}$.

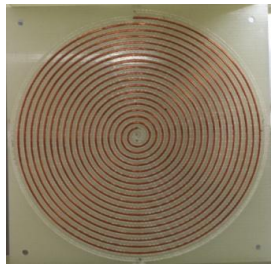


Fig.18 Bobine plate composée de 17 spires.

Le tableau 4 illustre les caractéristiques géométriques (N , δ , a , R_{int} et R_{ext}) et les paramètres électriques (L , R , C et f_1) de la bobine réalisée. Ces derniers sont déduits à l'aide de l'analyseur d'impédance HP4194A. Par ailleurs, les valeurs de l'inductance obtenues par la méthode analytique et par simulation numérique à l'aide du logiciel COMSOL sont quasiment identiques à la valeur obtenue par mesure ($L_{\text{analytique}} = 9,57\mu\text{H}$, $L_{\text{COMSOL}} = 9,42\mu\text{H}$).

Tableau 4. Paramètres géométriques et électriques de la bobine réalisée.

Nombre de spires N	17
Distance inter-spires δ (mm)	1
Section du fil a (mm)	0,55
Rayon interne R_{int} (mm)	2,775
Rayon externe R_{ext} (mm)	30,075
Inductance L (μH)	9,29376
Capacité (pF)	3,26466
Resistance ($\text{m}\Omega$)	246,325
Anti-résonance f_1 (MHz)	28,84
Résonance f_0 (KHz)	240
Capacité d'accord C (nF)	47

5.2. Caractérisation à l'aide de l'analyseur d'impédance

Pour caractériser le système de transfert d'énergie composé de deux bobines identiques et accordées à la même fréquence

de résonance ($f_0 = 240\text{KHz}$), nous avons utilisé l'analyseur d'impédance HP4194A. Les deux bobines sont placées l'une en face de l'autre et écartées d'une distance variable notée d (cf. figure 19). La bobine primaire est fixe et la bobine secondaire peut se déplacer verticalement selon l'axe (Oz).

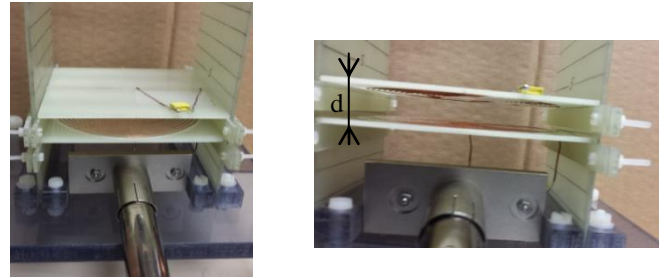


Fig.19 Caractérisation de deux bobines couplées à l'aide de l'analyseur d'impédance.

L'impédance globale ramenée au primaire notée $Z_{\text{ramenée}}$, en tenant compte du couplage entre les deux bobines a été évaluée analytiquement (cf. figure 20).

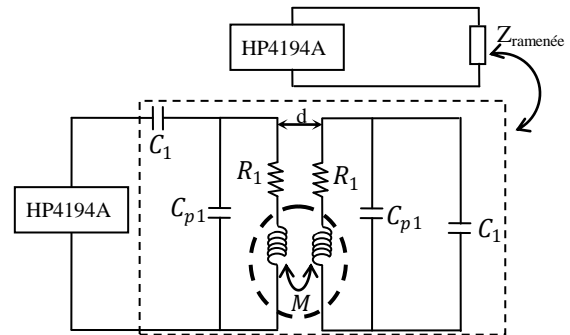


Fig.20 Modèle électrique équivalent de deux bobines couplées ramené au primaire.

Les valeurs analytiques et mesurées des modules de $Z_{\text{ramenée}}$ ont été étudiées pour chaque valeur de d et représentées par les courbes suivantes (cf. figures 21 (a), 21 (b) et 21 (c)). Les résultats obtenus sont cohérents avec ceux obtenus par mesures. L'effet du couplage est observé pour les valeurs de $d \leq 38 \text{ mm}$. Cet effet intervient principalement autour de la fréquence de résonance f_0 . En revanche pour $d = 100 \text{ mm}$, les bobines sont quasi-parfaitement découplées.

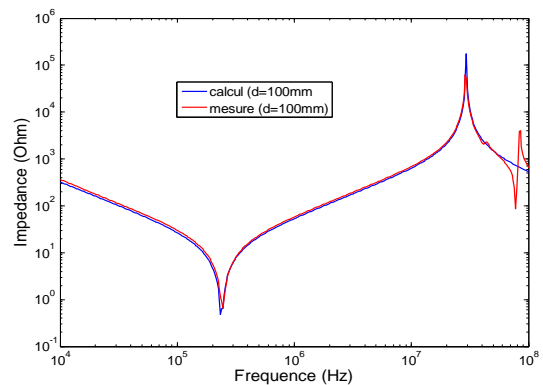


Fig.21 (a) Valeurs calculées et mesurées du module de l'impédance $Z_{\text{ramenée}}$ pour une distance inter-bobine $d=100 \text{ mm}$ (les deux bobines quasi-parfaitement découplées).

Lorsque les deux bobines sont totalement découplées ($d = 100 \text{ mm}$), l'impédance ramenée est pratiquement identique à celle d'une seule bobine. Pour $d = 30 \text{ mm}$, une légère modification de l'impédance ramenée est apparue autour de la fréquence de résonance f_0 .

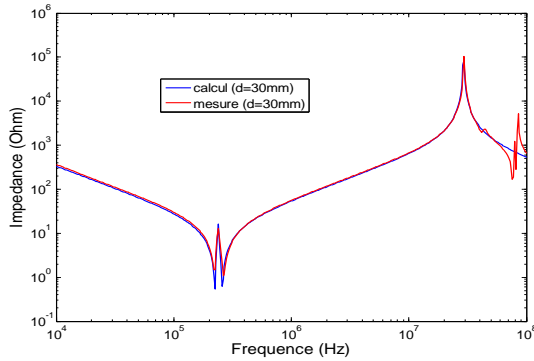


Fig.21 (b) Valeurs calculées et mesurées du module de l'impédance $Z_{ramenée}$ pour une distance inter-bobine $d=30 \text{ mm}$.

Lorsque les deux bobines se rapprochent l'une vers l'autre (la distance inter-bobine d diminue), leur couplage devient plus important et donc son effet sur l'impédance ramenée se manifeste plus (cf. figure 21 (c))

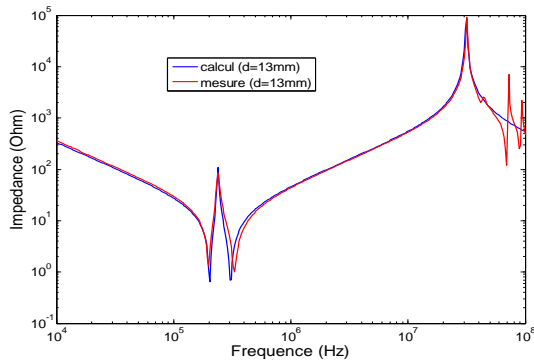


Fig.21 (c) Valeurs calculées et mesurées du module de l'impédance $Z_{ramenée}$ pour une distance inter-bobine $d=13 \text{ mm}$.

5.3. Système de transfert d'énergie et rôle des coupleurs

La figure 22 représente le système de transfert d'énergie que nous avons conçu et réalisé. En effet, le support est fabriqué en plexiglas et en époxy pour minimiser les interactions électromagnétiques. Ces dernières peuvent dégrader le fonctionnement du système réalisé et donc affaiblir son rendement énergétique. La bobine de transmission est fixée sur le support en utilisant des vis en plastique et sa position suivant l'axe vertical (Oz) correspond à la valeur $z = 0$. La bobine de réception est placée en face de la bobine de transmission et à une distance variable dite distance inter-bobine d . Les deux bobines sont identiques et accordées à la même fréquence de résonance f_0 .

Dans la suite, nous étudions le rendement énergétique du système de transfert d'énergie composé de deux bobines (transmission et réception) sans et avec coupleurs intermédiaires. En effet, la bobine de transmission est connectée à un amplificateur de puissance qui débite un signal sinusoïdal à la fréquence de résonance f_0 . La bobine de réception, qui alimente une charge résistif ($R_{charge} = 680\Omega$),

est placée en face de la bobine de transmission et peut se déplacer verticalement selon l'axe (Oz) (d varie). Pour chaque distance inter-bobine d , on note la valeur de la puissance fournie (P_{in}), la puissance reçue (P_{out}) et le rendement énergétique (PTE).

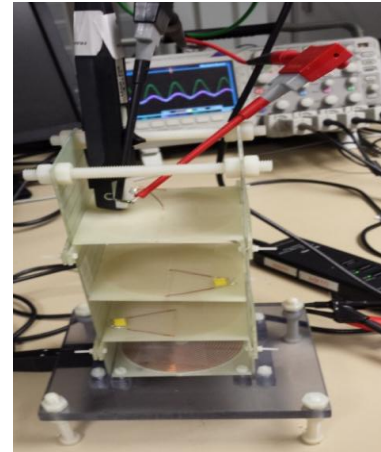


Fig.22 Système de transfert d'énergie par lien inductif en utilisant des bobines plates accordées à la même fréquence.

La puissance fournie est calculée à partir de la puissance instantanée qui vaut : $p(t) = U_{Tr}(t) \times I_{Tr}(t)$, avec $U_{Tr}(t)$ la tension sinusoïdale appliquée aux bornes de la bobine de transmission et $I_{Tr}(t)$ le courant sinusoïdal qui la parcourt. La puissance reçue est déterminée à partir de la formule $P_{out} = \frac{V_r^2}{R_{charge}}$, avec V_r est la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge. Le rendement énergétique peut être évalué par :

$$PTE = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{\langle p(t) \rangle}. \quad (18)$$

Les résultats de mesures obtenus sont représentés sur les figures 23 (a), (b) et (c). Un seul coupleur intermédiaire ou deux à la fois, accordées à la même fréquence de résonance, peuvent être utilisés afin d'optimiser le rendement énergétique. Ces coupleurs intermédiaires sont placés entre la bobine de transmission et celle de réception à des distances bien déterminées. Les résultats de mesure obtenus montrent qu'à partir d'une certaine valeur de la distance inter-bobine d , l'usage de deux coupleurs est bien meilleur en terme de rendement énergétique que celui d'un seul coupleur (cf. figure 24).

D'après la figure 24, le rendement énergétique PTE présente trois zones bien différentes. En effet, pour une distance inter-bobine $d \leq 47 \text{ mm}$, l'usage de deux bobines seulement permet d'avoir un transfert d'énergie plus important que lorsqu'on utilise des coupleurs intermédiaires. A titre d'exemple, pour $d=35 \text{ mm}$, le rendement énergétique dans le cas de deux bobines seulement vaut environ 80%, par contre ce dernier ne dépasse pas 40% en utilisant un ou deux coupleurs intermédiaires.

Pour $35 \text{ mm} \leq d \leq 85 \text{ mm}$, l'usage d'un coupleur-résonateur intermédiaire est bien meilleur que l'usage de deux bobines ou avec deux coupleurs intermédiaires à la fois.

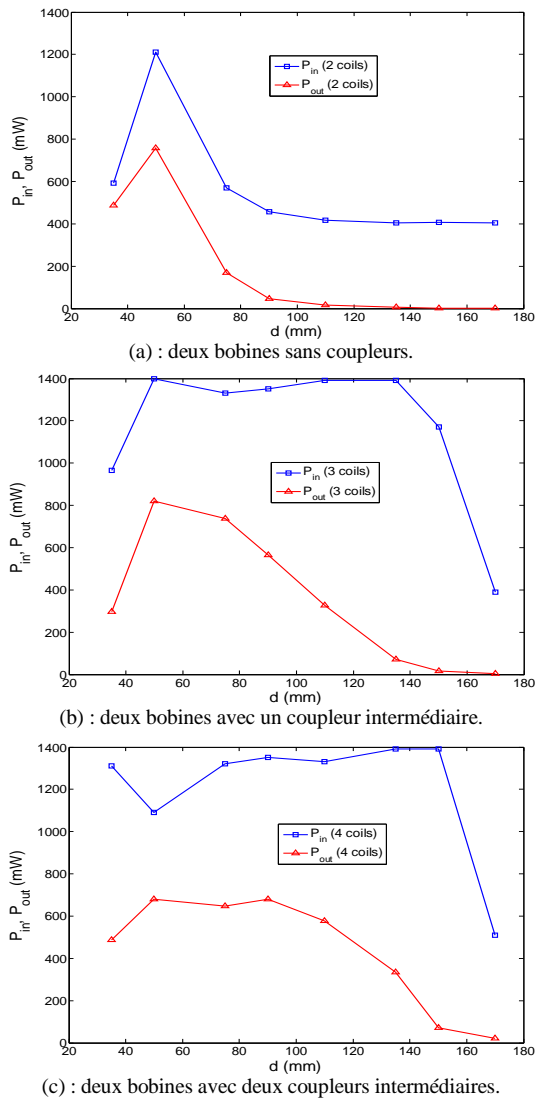


Fig.23 Valeurs mesurées de la puissance fournie P_{in} et de la puissance reçue P_{out} pour différentes valeurs de distance inter-bobine d .

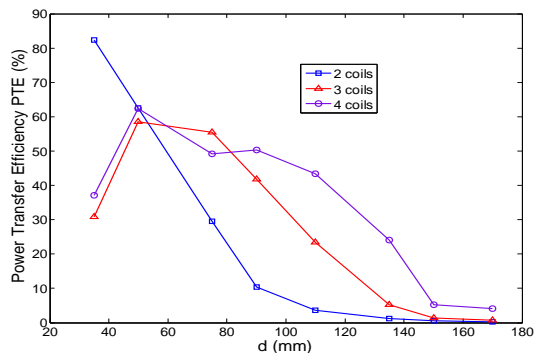


Fig.24 Rendement énergétique PTE pour différentes valeur de distance inter-bobine d dans le cas de deux bobines sans coupleurs, deux bobines avec un coupleur et deux bobines avec deux coupleurs.

Pour $d \geq 85mm$, avec deux coupleurs intermédiaires, le rendement énergétique est meilleur par rapport à deux bobines seulement ou deux bobines avec un coupleur. Ainsi, on peut noter l'intérêt de placer des résonateurs intermédiaires lorsque la distance de transmission s'accroît.

6. CONCLUSIONS

Les travaux présentés dans cet article ont comme objectif la conception d'un système de transfert d'énergie par lien inductif performant et efficace. Pour ce faire, nous avons développé un modèle analytique permettant d'évaluer, avec précision, les paramètres électriques et électromagnétiques ainsi que les performances en termes de rendement énergétique du lien inductif. Ce modèle a été validé à la fois par des méthodes analytiques existantes dans la littérature et par simulation numérique via le logiciel COMSOL, les résultats obtenus sont quasiment identiques. Cette approche analytique autorise le dimensionnement rapidement d'un lien électromagnétique et d'établir son modèle électrique équivalent, mais aussi de permettre l'usage des routines d'optimisation pour la conception. Un système de transfert d'énergie composé de bobines spirales plates a été conçu et réalisé. Il a été caractérisé, dans un premier temps, à l'aide d'un analyseur d'impédance. Des capacités d'accord ont été ajoutées aux bobines pour assurer le fonctionnement du système à une fréquence de résonance bien déterminée (240KHz). Un ou deux résonateurs intermédiaires ont été insérés entre la bobine de transmission et celle de réception, les résultats obtenus sont bien meilleurs que ceux obtenus par l'usage de deux bobines seulement à partir d'une certaine distance inter-bobine. En effet, ces coupleurs, accordés à la même fréquence de résonance, jouent le rôle d'un « amplificateur » de champ magnétique.

7. REFERENCES

- [1] BROWN J., SALMONS S., « Percutaneous switching of an implantable muscle stimulator via an optical link », Journal of biomedical engineering, vol. 3, pp. 206-208, 1981.
- [2] CARBUNARU R., DURAND D. M., « Toroidal coil models for transcutaneous magnetic stimulation of nerves », IEEE transactions on biomedical engineering, vol. 48, pp. 434-441, 2001.
- [3] Uei-Ming JOW, Maysam GHOVANLOO, « Modeling and optimization of printed spiral coils in air, saline, and muscle tissue environments », IEEE transactions on biomedical circuits and systems, vol. 3, n°. 5, pp. 339-347, 2009.
- [4] Mehdi KIANI, Uei-Ming JOW, Maysam GHOVANLOO, « Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission », IEEE transactions on biomedical circuits and systems, vol. 5, n°. 6, pp. 579-591, 2011.
- [5] Yu-Ting LI, Cheng-Hung CHANG, Jia-Jin Jason CHEN, Chua-Chin WANG, Chih-Kuo LIANG « Development of implantable wireless biomicrosystem for measuring electrode-tissue impedance », Journal of medical and biological engineering, vol. 25, n°. 3, pp. 1-7, 2005.
- [6] F. W. Grover, "Inductance calculations," New York, Dover, 1964.
- [7] C. Snow, "Formulas for computing capacitance and inductance," National bureau of standards circular 544, Washington DC, Dec. 1954.
- [8] Slobodan BABIC, Frederic SIROIS, Cevdet AKYEL, Claudio GIRARDI, « Mutual inductance calculation between circular filaments arbitrarily positioned in space: alternative to Grover's Formula », IEEE transactions on magnetics, vol. 46, n°. 9, pp. 3591-3600, 2010.
- [9] U. M. Jow, and M. Ghovanloo, "Design and optimization of printed spiral coils for efficient transcutaneous inductive power transmission," IEEE Trans. Biomedical Circuits Syst. vol. 1, pp. 193-202, Sept. 2007.
- [10] M. W. Baker, and R. Sarpeshkar, "Feedback analysis and design of RF power links for low-power bionic systems," IEEE Trans. Biomedical Circuits Syst., vol. 1, pp. 28-38, Mar. 2007.
- [11] D. Yu, and K. S. Han, "Self-inductance of air-core circular coils with rectangular cross-section," IEEE trans. on Magnetics, Vol. 23, pp. 3916-3921, Nov. 1987.