



HAL
open science

Développement d'un micro-dispositif intègre pour le contrôle de la fréquence de résonance d'une antenne à haute sensibilité pour l'IRM

Jean-Clément Guisiano

► **To cite this version:**

Jean-Clément Guisiano. Développement d'un micro-dispositif intègre pour le contrôle de la fréquence de résonance d'une antenne à haute sensibilité pour l'IRM. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Sud - Paris XI, 2011. Français. NNT: 2011PA112163 . tel-00635971

HAL Id: tel-00635971

<https://theses.hal.science/tel-00635971>

Submitted on 26 Oct 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE DE DOCTORAT

SPECIALITE : PHYSIQUE

*Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des
Télécommunications et des Systèmes »*

**Développement d'un micro-dispositif pour le
contrôle de la fréquence de résonance d'une antenne
miniature à haute sensibilité pour l'IRM.**

Présentée par :

Jean-Clément GUISIANO

Composition du jury :

Mr HEBRARD Luc
Mr GINEFRI Jean-Christophe
Mr MEGHERBI Souhil
Mme BAZIN-LISSORGUES Gaëlle
Mme FAKRI-BOUCHET Latifa
Mr BASROUR Skandar

Président du jury
Co-directeur de thèse
Co-directeur de thèse
Rapporteur
Rapporteur
Examineur

Remerciements

Je remercie tout d'abord MM Jean-Michel Lourtioz et Jacques Bittoun, à qui ont succédé MM Claude Chapert et Luc Darrasse, pour m'avoir accueilli au sein de leur laboratoire.

Je tiens à remercier en particulier Mr Jean-Christophe Ginefri, qui a co-dirigé cette thèse, pour sa disponibilité, ses compétences et sa grande patience notamment lors des (nombreux) moments difficiles que j'ai rencontrés. Je remercie également Mr Souhil Megherbi pour avoir co-dirigé cette thèse.

Je remercie vivement Simon Lambert pour sa grande participation à la réalisation de ce travail, sa disponibilité et sa bonne humeur communicative.

Je remercie Marion Woytasik qui, par sa grande patience et son aide précieuse lors de l'étape de fabrication en salle blanche des résonateurs, a rendu possible la réalisation de ce travail.

Je remercie Magdalena Couty pour ses nombreux conseils, notamment lors de la rédaction de ce manuscrit, et pour avoir égayé la vie de bureau au cours de ces deux dernières années.

Je remercie également MM Elie Lefeuvre, Jean-Paul Gilles, Bastien Roucariès, David Bouville et Ludovic de Rochefort pour leurs différentes contributions à ce travail. Je salue également l'ensemble (ou presque) des équipes Minasys, IR4M et de la CTU.

J'adresse un très grand merci à Iman, Guillaume, Olivier et Pierre pour leur amitié, leur bonne humeur et aussi pour m'avoir supporté (à tous les sens du terme) tout au long de ces années. Les moments partagés avec vous resteront comme les meilleurs souvenirs de ma vie de thésard.

Une grosse pensée pour tous les « précaires » de la recherche, thésards, post-docs ou stagiaires, rencontrés au cours de ces quatre années : Meriam, Katia, Fatma, Anne, Ichraf, Faiza, Edwin, Nhung, Ferial, Seb B, Seb N, Etienne, Romain, Pierre-Etienne, Nicolas, Vincent, Francesco, Hervé, Nhat, Martin, Yifan.. Gardez le moral et serrez-vous les coudes !

Je remercie les différentes entités sans qui l'aboutissement de ce travail n'aurait pas été possible : le CESFO pour m'avoir nourri de manière équilibrée et à bas coût chaque jour, le gymnase du Campus d'Orsay pour m'avoir permis de canaliser mon énergie.

Un grand merci à mon ami Alex et à sa blondinette pour m'avoir toujours soutenu malgré la distance et mes « indisponibilités » téléphoniques.. Je vous embrasse fort !

J'ai également une pensée pour Emilie et Guillaume, où que vous soyez.

Je remercie de tout cœur l'ensemble des familles Guisiano et Olive et en particulier mes grands-parents, pour leur amour et leur soutien. Je sais que ce manuscrit représente beaucoup pour vous et j'en suis fier.

Je remercie avec tendresse Sameh pour avoir partagé sa fin de thèse avec moi et m'avoir soutenu jusqu'au jour J. Je serai là pour toi quand ton tour viendra (et il arrive vite !..).

Evidemment, je remercie mes parents et mon frère Pierrot que j'aime tant et sans qui rien n'est possible.

Pour finir, je souhaite dédier ce manuscrit à la mémoire d'Annie, dont la force et le courage m'ont servi de guide pour mener ce travail à son terme.

Table des Matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I. Contexte et enjeux de l'étude.....	7
I.A. Principes généraux d'IRM	8
I.A.1. Excitation des moments magnétiques microscopiques	9
I.A.2. Phase de relaxation.....	9
I.A.3. Localisation spatiale du signal RMN	10
I.A.4. Détection du signal RMN.....	11
I.B. Sensibilité de détection de l'antenne Radio-Fréquence	12
I.B.1. Antennes de réception	12
I.B.2. Types d'antennes utilisées en IRM	13
I.B.3. Sources de bruit.....	14
I.B.3.1. Pertes dans l'antenne.....	15
I.B.3.2. Pertes magnétiques induites par l'échantillon.....	15
I.B.3.3. Pertes diélectriques induites par le sujet	16
I.B.3.4. Pertes dans l'environnement	17
I.B.4. Domaines de bruit	18
I.B.5. Rapport Signal sur Bruit.....	19
I.B.5.1. Définition	19
I.B.5.2. Amélioration du RSB.....	20
I.B.5.2.1. Augmentation de l'intensité du champ statique B_0	20
I.B.5.2.2. Modification de l'aimantation transversale moyenne.	21
I.B.5.2.3. Amélioration de la sensibilité de détection.....	21
I.B.5.2.4. Antennes cryogéniques.....	22
I.C. Résonateurs monolithiques.....	22
I.C.1. Etat de l'art des résonateurs monolithiques à lignes de transmission	24
I.C.1.1. Lignes de transmission à éléments localisés	25
I.C.1.2. Lignes de transmission à éléments distribués	26

I.C.2.	Résonateurs Multi-tours à Lignes de Transmission	27
I.C.2.1.	Principe de fonctionnement	27
I.C.2.2.	Condition de résonance	28
I.C.2.3.	Calcul analytique semi-empirique des paramètres du résonateur	28
I.C.2.3.1.	Calcul de l'impédance caractéristique d'un RMLT	28
I.C.2.3.2.	Calcul de l'inductance équivalente d'un RMLT	29
I.C.2.4.	Conception	31
I.C.2.5.	Performances	32
I.C.3.	Applications	33
I.D.	Limitation : Accord en fréquence	37
Bibliographie du Chapitre I	40	
Chapitre II. Etude de techniques d'accord originales dédiées aux antennes miniatures à haute sensibilité.	47	
II.A. Réalisations technologiques & caractérisations	49	
II.A.1.	Fabrication de RMLT en cuivre sur saphir	50
II.A.1.1.	Préparation du substrat	51
II.A.1.2.	Sous couche conductrice	51
II.A.1.3.	Lithographie	53
II.A.1.4.	Dépôt électrolytique de cuivre	55
II.A.1.5.	Réalisation de la deuxième face	57
II.A.2.	Paramètres des résonateurs réalisés	58
II.A.3.	Exemples de réalisations.	59
II.A.4.	Caractérisations	60
II.A.4.1.	Caractérisations optiques	60
II.A.4.2.	Caractérisations électriques	62
II.A.4.3.	Fréquence de résonance et facteur de qualité	63
II.A.5.	Fabrication des boucles d'accord en cuivre	64
II.A.5.1.	Préparation du substrat	65
II.A.5.2.	Micromoulage de cuivre	66
II.B. Méthodes et outils d'investigations des techniques d'accord	67	
II.B.1.	Eléments d'accord étudiés	67

II.B.2.	Investigations expérimentales	68
II.B.3.	Simulations numériques	69
II.B.4.	Modélisations	72
II.B.4.1.	Accord diélectrique	72
II.B.4.2.	Accord inductif	73
II.C.	Résultats	76
II.C.1.	Accord diélectrique	76
II.C.1.1.	Cartes de champ électrique	76
II.C.1.2.	Fréquences de résonance simulées.....	78
II.C.1.3.	Fréquences de résonance mesurées.....	79
II.C.1.4.	Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et simulées	81
II.C.1.5.	Modélisation analytique	83
II.C.1.6.	Facteur de qualité mesuré	84
II.C.2.	Accord Inductif	85
II.C.2.1.	Cartes de champ magnétique	85
II.C.2.2.	Fréquences de résonance simulées.....	88
II.C.2.3.	Fréquences de résonance mesurées.....	88
II.C.2.4.	Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et simulées	89
II.C.2.5.	Modélisation analytique de la fréquence de résonance.....	90
II.C.2.6.	Facteur de qualité simulé	92
II.C.2.7.	Facteur de qualité mesuré	92
II.C.2.8.	Comparaison entre les facteurs de qualité mesuré et simulé	93
II.D.	Conclusion.....	94
Bibliographie du Chapitre II.....		96
Chapitre III.	Conception et réalisation d'un dispositif de micro-déplacement.	103
III.A.	Cahier des charges	103
III.A.1.	Compatibilité avec l'environnement de l'expérience d'IRM.....	104
III.A.2.	Gammes de déplacement	104
III.A.3.	Coûts et consommation	104
III.B.	Conception du dispositif	105

III.B.1.	Généralités sur les actionneurs	105
III.B.1.1.	Actionneurs conventionnels	105
III.B.1.2.	Actionneurs à déformation de matériaux	106
III.B.2.	Actionnement piézoélectrique	108
III.B.2.1.	Les matériaux piézoélectriques	108
III.B.2.2.	Constantes piézoélectriques	108
III.B.2.3.	Modes de déformations	109
III.B.2.4.	Limitations du fonctionnement	110
III.B.2.5.	Les différents types d'actionneurs piézoélectriques	110
III.B.2.6.	Actionneurs retenus	112
III.B.2.7.	Caractérisations des actionneurs	113
III.B.3.	Amplification du mouvement	115
III.B.3.1.	Généralités sur l'amplification du mouvement	115
III.B.3.2.	Conception du dispositif et de la membrane retenus	116
III.B.3.3.	Modélisation du fonctionnement du dispositif	117
III.C.	Réalisation de la membrane souple	120
III.C.1.	Gravure humide de Kapton®	120
III.C.2.	Découpe jet d'eau de Kapton®	123
III.D.	Caractérisations sur table du dispositif	123
III.D.1.	Matériel et méthodes	124
III.D.2.	Résultats expérimentaux	125
III.D.2.1.	Caractérisation du déplacement de la membrane.	126
III.D.2.2.	Caractérisations fréquentielles	129
III.D.2.2.1.	Décalages en fréquence accessibles	129
III.D.2.2.2.	Détermination du diélectrique de pré-accord	130
III.D.2.2.3.	Accord à la fréquence de Larmor	130
III.D.2.2.4.	Reproductibilité de l'accord	131
III.D.2.3.	Discussion et conclusion	132
III.E.	Application en imagerie	133
III.E.1.	Matériel et méthodes	133
III.E.1.1.	Résonateur et échantillon	133
III.E.1.2.	Imageur 4,7 T	134

III.E.1.3. Couplage de l'antenne au préamplificateur.....	134
III.E.1.4. Dispositif expérimental	135
III.E.1.5. Accord de la fréquence de résonance	136
III.E.2. Première image de démonstration	137
III.F. Conclusion.....	138
Bibliographie du Chapitre III	140
Conclusion générale	143
Annexe - A : Technique de mesure simple boucle.	147
Annexe - B : Principe de fonctionnement du résonateur à ligne de transmission....	151
Annexe - C : Equipements utilisés.....	155
Annexe - D : CST Microwaves Studio, principes de calcul et approximations.....	157
Annexe - E : Mesure de déplacement par comptage de franges d'interférences.....	161
Table des Illustrations.....	165
Liste des sigles.....	170
Liste des Publications.....	171

Introduction générale

L'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM) est une technique d'imagerie médicale, non invasive et multiparamétrique, utilisée quotidiennement dans le diagnostic en clinique depuis une trentaine d'années. L'IRM a profité de progrès d'ordre technologique pour devenir incontournable dans un très large domaine d'applications. Les performances actuelles des imageurs cliniques ne sont cependant pas suffisantes face aux enjeux présentés par certaines applications phares de la recherche biomédicale, telles que les pathologies cancéreuses, vasculaires ou inflammatoires, nécessitant la réalisation d'images de résolution très élevée (typiquement inférieure à $100 \mu\text{m}^3$) sur des échantillons de petite taille. Ce type d'imagerie, appelé microscopie IRM, a permis, chez l'homme, de nombreuses avancées dans le diagnostic précoce et le suivi thérapeutique de nombreuses pathologies. La microscopie IRM s'avère également essentielle pour le développement de modèles pathologiques humains induits chez le petit animal, car les structures anatomiques à observer sont de fait de taille microscopique. Ainsi, le développement d'outils destinés à l'imagerie du petit animal permet de suivre dans le temps, de par le caractère non invasif de l'expérience, l'évolution d'une pathologie et de vérifier l'efficacité de son traitement.

Néanmoins, compte tenu des très faibles dimensions des structures observées en microscopie IRM, la détection du signal de Résonance Magnétique Nucléaire (RMN) pose un problème critique de sensibilité, l'intensité du signal à détecter étant extrêmement faible. De plus, lorsque les dimensions des voxels constituant l'image deviennent très petites, l'intensité du signal devient comparable à celle des bruits qui l'accompagnent. En présence d'un échantillon biologique, deux principales sources de bruit sont à considérer, la première étant un bruit thermique provenant de l'agitation des charges électriques distribuées dans l'échantillon et la seconde un bruit intrinsèque à l'antenne Radio Fréquence (RF) servant à la détection du signal RMN résultant de l'agitation thermique des porteurs de charges contenus dans le matériau la constituant.

Trois différentes méthodes permettent en IRM d'augmenter la résolution des images réalisées sans dégrader le Rapport Signal sur Bruit (RSB) ni rallonger considérablement la durée de l'expérience. L'une des plus anciennes, toujours largement utilisée aujourd'hui, consiste à mettre en œuvre un champ magnétique statique d'intensité la plus élevée possible. En effet, l'aimantation macroscopique au sein de l'échantillon étant proportionnelle à l'intensité du champ statique, la quantité de signal RMN à détecter est ainsi augmentée. L'augmentation du RSB est alors approximativement proportionnelle à l'intensité du champ. Cette approche est à ce jour limitée par des contraintes à la fois d'ordre financier, le coût de fabrication des aimants étant lui aussi proportionnel à l'intensité du champ souhaitée, et d'ordre technologique. Les appareils de routine clinique fonctionnent généralement à 1,5 T et l'intensité maximale accessible à ce jour en milieu clinique corps entier est de 7 T. Pour la recherche sur le petit animal, un imageur à 21 T est en cours de réalisation. La seconde méthode permettant d'améliorer la résolution consiste à modifier dynamiquement l'aimantation macroscopique de l'échantillon observé. Ceci est réalisable via l'utilisation

d'agents de contraste, permettant d'améliorer le contraste spontané de l'échantillon, ou de gaz hyperpolarisables servant de traceur du transport sanguin ou pulmonaire. La réduction de la quantité de bruit reçue lors de l'acquisition du signal IRM est une troisième méthode très efficace en vue de la réalisation d'images à haute résolution. Selon la source de bruit prédominante (bruit de l'échantillon ou bruit de l'antenne), il est soit possible d'augmenter la sensibilité de détection de l'antenne en réduisant les dimensions de celle-ci, soit d'utiliser des antennes refroidies.

Dans le cas où le bruit induit par l'échantillon est dominant, la réduction des dimensions de l'antenne entraîne une diminution du volume de l'échantillon effectivement « vu » par l'antenne. Ceci permet d'une part de réduire directement la quantité de bruit induit par l'échantillon mais également d'améliorer le couplage magnétique entre celui-ci et l'antenne, renforçant ainsi le signal reçu. La miniaturisation de l'antenne de détection est néanmoins limitée par des contraintes d'ordre technologique. En effet, les antennes conventionnelles en IRM de surface sont constituées d'un enroulement conducteur, servant d'inductance, et d'une capacité rapportée, permettant de rendre le circuit résonant. L'encombrement lié à ce composant discret apparaît très clairement comme un facteur limitant lorsque les dimensions de l'antenne deviennent petites devant celles de la capacité. L'apparition de structures monolithiques auto résonantes, basées sur le principe des lignes de transmission associé aux procédés de fabrication microtechnologique, a permis de repousser les limites de miniaturisation, en s'affranchissant des composants discrets rapportés, et de disposer d'antennes à très haute sensibilité. L'équipe instrumentation du laboratoire Imagerie par Résonance Magnétique Médicale et Multi-Modalités (IR4M, Université Paris Sud, UMR8081) et le département MiNaSys de l'Institut d'Electronique Fondamentale (IEF, Université Paris Sud, UMR8622) poursuivent conjointement cette voie, depuis une dizaine d'années, à travers la réalisation, par des techniques de micro-fabrication en salle blanche, et la mise en œuvre en imagerie de Résonateurs Multi-tours à Lignes de Transmission (RMLT). L'utilisation de résonateur en cuivre a, par exemple, permis d'obtenir une amélioration significative de la qualité d'images in-vivo de la peau chez l'Homme par rapport à celles obtenues à l'aide d'antennes conventionnelles. L'utilisation des technologies de salle blanche a en outre permis d'ouvrir la voie à de nouveaux champs d'application par la possibilité de réaliser des résonateurs sur support souple, permettant d'épouser précisément la forme de l'objet à observer ou d'être implantés au plus près de celui-ci.

Dans le cas où le bruit de l'antenne est dominant, le refroidissement de l'antenne permet de diminuer la résistivité du matériau constituant l'antenne, réduisant ainsi la résistance équivalente de bruit. De plus, la puissance de bruit diminuant avec la température, une deuxième augmentation du RSB est obtenue de cette manière. Des gains considérables en RSB, d'un facteur compris entre 2 et 4, ont ainsi été obtenus pour des antennes de surfaces en cuivre, à bas champs et à champs intermédiaires. Mais les progrès les plus significatifs ont lieu lors de la mise en œuvre d'antennes en matériaux supraconducteurs (HT_c) refroidis. Ces matériaux découverts il y a une vingtaine d'années ont permis, en raison de leurs très faibles pertes, d'améliorer fortement le RSB en imagerie (jusqu'à un ordre de grandeur par rapport à des antennes en cuivre de même géométrie). L'IR4M met ainsi en œuvre, depuis de nombreuses années, des RMLT en YBaCuO, un matériau supraconducteur HT_c . Ainsi, l'utilisation de tels résonateurs, présentant des facteurs de qualité très élevés (de 2000 à 10000 dans les conditions d'imagerie) permet un gain en RSB significatif par rapport aux résonateurs en cuivre de même géométrie.

L'acquisition d'images de résolution toujours plus élevée n'implique cependant pas uniquement la mise en œuvre d'antennes à haute sensibilité, mais également que le traitement et le conditionnement du signal RMN détecté soient optimisés. En particulier, des fonctions électroniques telles que l'accord de la fréquence de résonance, le découplage (c'est-à-dire l'inactivation de l'antenne, lors de la phase d'excitation des spins par exemple) ou l'adaptation d'impédance à la chaîne d'acquisition doivent ainsi être réalisés de manière extrêmement précise. Les techniques classiquement mises en œuvre, basées sur l'utilisation d'éléments discrets rapportés, ne sont cependant que peu compatibles avec la mise en œuvre de structures monolithiques. C'est d'autant plus vrai dans le cas de résonateurs supraconducteurs, « isolés » au sein d'une enceinte cryogénique et qui impliquent donc une réalisation sans contact de ces fonctions électroniques. Il apparaît aujourd'hui essentiel, pour accompagner le déploiement des antennes miniatures, de développer des techniques originales et dédiées aux structures monolithiques, en cuivre ou en matériaux supraconducteurs, permettant la réalisation de ces fonctions électroniques.

Au cours de ce travail, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à l'ajustement de la fréquence de résonance des résonateurs monolithiques à haute sensibilité. En effet, l'utilisation optimale de tels résonateurs nécessite le réglage fin de leur fréquence de résonance à la fréquence de Larmor des protons observés. Le décalage entre la fréquence de résonance mesurée et la fréquence de Larmor visée a des origines diverses, quel que soit le type de structure utilisé. Après fabrication, un résonateur est susceptible de présenter une fréquence de résonance différente de celle prévue en raison de l'imprécision du modèle analytique utilisé pour le concevoir. Des décalages importants, de l'ordre du MHz, peuvent ainsi être observés. Un second décalage en fréquence peut également être observé lorsque le résonateur est utilisé en imagerie. Ce décalage provient d'un couplage diélectrique avec l'échantillon. Il reste cependant faible, typiquement de l'ordre de la dizaine voire centaine de kHz. Enfin, dans le cas de résonateurs en matériaux supraconducteurs, le doigt froid en matériau diélectrique, relié à l'intérieur du cryostat et sur lequel est posé le résonateur, induit un troisième décalage en fréquence, de l'ordre du MHz.

L'objectif global de cette thèse est de développer un micro-dispositif permettant l'accord fin de résonateurs monolithiques miniatures. Nous avons pour cela développé et étudié deux techniques d'accord originales basées sur le déplacement micrométrique d'un élément d'accord à proximité du résonateur. Ce déplacement entraîne, au travers d'un couplage capacitif ou inductif selon le principe d'accord utilisé, une modification de l'environnement électromagnétique du résonateur et ainsi une variation de sa fréquence de résonance. Une étude paramétrique, comprenant des caractérisations expérimentales, des simulations électromagnétiques et des modélisations analytiques, a été réalisée afin de démontrer la faisabilité des deux techniques d'accord proposées. L'ensemble des résultats obtenus (comme les décalages en fréquence accessibles, les cartes de champs électromagnétiques simulées ou l'influence sur le facteur de qualité de chacune des techniques d'accord) a permis de déterminer un cahier des charges pour la conception d'un micro-dispositif chargé d'assurer le déplacement de l'élément d'accord, permettant ainsi de disposer d'un accord en fréquence continu, précis et fonctionnel au sein de l'environnement de l'expérience d'IRM.

Ce document se compose de trois chapitres.

Le Chapitre 1 présente le contexte et les enjeux de cette étude. Nous rappelons tout d'abord les principes généraux de l'IRM. Nous abordons ensuite la problématique de la sensibilité de détection d'une antenne IRM et les différents moyens de l'améliorer. Après un état de l'art

des structures monolithiques utilisées en IRM, nous nous intéressons aux RMLT, à leurs performances et leurs applications. Nous abordons pour finir les problématiques concernant le traitement et le conditionnement du signal RMN et présentons les solutions envisagées pour y répondre.

Le Chapitre 2 présente l'étude de deux techniques d'accord originales dédiées aux RMLT, basées sur le déplacement micrométrique d'un élément d'accord. La première technique se base sur l'interception des lignes de champ électrique à la surface du résonateur par une lame diélectrique. La seconde met en œuvre un couplage inductif entre les pistes du résonateur et une boucle conductrice. Afin de réaliser cette étude, des résonateurs en cuivre sur saphir ont été fabriqués à la CTU MINERVE. Nous présentons et discutons ensuite les résultats de l'étude paramétrique basée à la fois sur des caractérisations expérimentales, des simulations numériques et des modélisations analytiques.

Le Chapitre 3 présente la conception et la réalisation du dispositif d'accord. Un cahier des charges tenant compte des pré-requis imposés à la fois par les résultats obtenus précédemment et l'environnement de l'expérience d'IRM est défini. Nous présentons ensuite les différentes étapes conduisant à l'assemblage du dispositif. Enfin ce dispositif est caractérisé sur table puis mis en œuvre dans un imageur 4,7 T afin de réaliser des images de démonstration.

Chapitre I.

Contexte et enjeux de l'étude

Chapitre I. Contexte et enjeux de l'étude

L'imagerie par résonance magnétique, ou IRM, est une technique d'imagerie non-invasive largement utilisée dans de nombreux domaines cliniques. L'expérience d'IRM se base sur le phénomène de Résonance Magnétique Nucléaire (RMN) des spins nucléaires et consiste successivement à polariser, à l'aide d'un champ magnétique statique, les spins contenus dans l'échantillon observé, puis exciter les spins par l'application d'un champ magnétique Radio-Fréquence (RF), et enfin à détecter, grâce à une antenne de réception, le signal RF émis par ces spins lors de leur retour à l'équilibre thermodynamique. Une étape de traitement informatique permet alors de construire une image à partir du signal détecté. Le phénomène de RMN existe avec des noyaux tels que l'hydrogène ^1H , le carbone ^{13}C , le phosphore ^{31}P , le sodium ^{23}Na .

La sensibilité de détection du signal RMN émis par les spins est un enjeu crucial lors d'une expérience d'IRM, à la fois par la faible intensité du signal à détecter et par la présence de bruits qui accompagnent ce signal. En IRM haute résolution, la taille des voxels est petite et l'aimantation macroscopique contenue dans un de ces voxels est très faible. Le Rapport Signal sur Bruit (RSB) qui en résulte est faible et l'image réalisée inutilisable.

Parmi les différents moyens d'augmenter la sensibilité de réception, l'amélioration des performances de l'antenne de détection a connu de nombreuses avancées au cours des dernières années, notamment par des progrès d'ordre technologique. En particulier, l'utilisation de structures monolithiques auto-résonantes miniatures, réalisées par des techniques de microfabrication, a permis d'obtenir des images de résolution de plus en plus élevée. En effet, la réduction de la taille de l'antenne permet à la fois d'augmenter la quantité de signal RMN détecté, grâce à un meilleur couplage magnétique avec l'échantillon, et de diminuer les pertes induites par l'échantillon grâce à une réduction du volume de l'échantillon effectivement vu par l'antenne.

Dans ce chapitre nous rappelons tout d'abord les principes de base de l'IRM. Nous présentons ensuite les spécificités de l'IRM haute résolution et les différents moyens d'améliorer la sensibilité de détection, en particulier par l'utilisation d'antennes miniatures. Par la suite nous détaillerons les différents types de résonateurs monolithiques ainsi que leurs applications biomédicales en IRM. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux Résonateurs Multi-Tours à Lignes de Transmission (RMLT) utilisés au cours de ce travail. Enfin nous aborderons la problématique du conditionnement électromagnétique et du traitement des signaux RMN, celle-ci ne pouvant pas être résolue par les approches conventionnelles mettant en œuvre des composants discrets.

I.A. Principes généraux d'IRM

Lors d'une expérience de RMN, le moment magnétique macroscopique, \vec{M} , d'un ensemble de spins contenus dans un élément de volume est observé. L'aimantation macroscopique résulte de la somme des moments magnétiques microscopiques $\vec{\mu}$ de chacun des spins. On distingue de manière schématique deux groupes de moments magnétiques microscopiques :

- Ceux dont la projection sur le champ statique \vec{B}_0 est parallèle au champ. Ils correspondent au niveau d'énergie le plus stable. On parle de spins parallèles.
- Ceux dont la projection est dans le sens opposé. On parle de spins antiparallèles.

A l'équilibre thermodynamique, les deux groupes de spins se répartissent selon la loi de Boltzmann. La différence relative entre les deux populations étant très faible, il en résulte une aimantation macroscopique, \vec{M}_0 , parallèle au champ statique et de très faible intensité, ceci rendant son observation directe quasiment impossible. La Figure I-1 schématise l'orientation des moments magnétiques microscopiques et de l'aimantation macroscopique résultante en présence du champ magnétique statique.

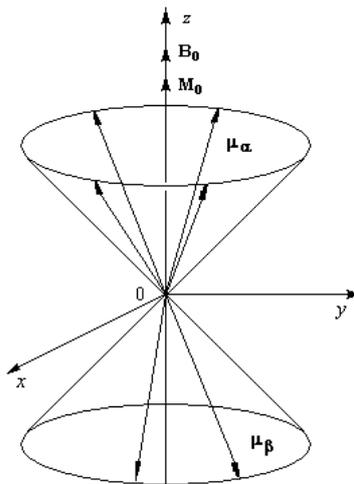


Figure I-1- Orientation des moments magnétiques microscopiques et aimantation macroscopique résultante parallèle à \vec{B}_0 .

Différentes méthodes permettent de mesurer le faible magnétisme nucléaire. En particulier, la résonance permet de rehausser le signal utile à une fréquence déterminée. En RMN, la méthode utilisée consiste en un basculement de l'aimantation macroscopique, par une impulsion RF \vec{B}_1 (on parle de la phase d'excitation) orthogonale à \vec{B}_0 , puis en une mesure, orthogonale à l'axe de \vec{B}_0 , de cette aimantation lors de son retour à l'équilibre (phase de relaxation).

I.A.1. Excitation des moments magnétiques microscopiques

Lorsqu'il est soumis à un champ magnétique statique \vec{B}_0 , le système de spins est susceptible d'absorber de l'énergie provenant d'un champ radiofréquence \vec{B}_1 perpendiculaire à \vec{B}_0 . \vec{B}_1 est un champ tournant à la pulsation ω_0 , dite de résonance ou de Larmor [1] [2] [3]. Cette pulsation est définie par :

$$\omega_0 = \gamma B_0 \quad (\text{I-1})$$

Où B_0 représente l'amplitude du champ \vec{B}_0 , et γ est le rapport gyromagnétique du noyau considéré.

Afin de maximiser l'énergie absorbée par le système de spins, il faut que la fréquence du champ \vec{B}_1 soit exactement la fréquence de Larmor des protons considérés. Il est donc nécessaire que l'antenne RF, qui génère le champ d'excitation, soit finement accordée à la pulsation ω_0 .

Lors de la phase d'excitation, l'aimantation macroscopique s'éloigne de sa position d'équilibre et est animée d'un mouvement de rotation, à la vitesse γB_1 autour de l'axe du champ efficace, \vec{B}_{eff} , résultant de la somme vectorielle de \vec{B}_0 et \vec{B}_1 .

I.A.2. Phase de relaxation

A la fin de l'impulsion RF, l'aimantation macroscopique retrouve son équilibre en décrivant un mouvement de précession autour du champ efficace d'induction à la pulsation ω_0 . Ce retour à l'équilibre est appelé relaxation de l'aimantation. L'évolution au cours du temps de l'aimantation possède une composante longitudinale, à laquelle est associée la constante de temps T_1 (relaxation spin-réseau qui traduit la dissipation d'énergie par couplage entre les spins et leur environnement), et une composante transversale, à laquelle on associe la constante de temps T_2 (temps de relaxation spin-spin, qui correspond à l'échange d'énergie entre les spins eux-mêmes). La Figure I-2 représente le retour à l'équilibre thermodynamique de l'aimantation.

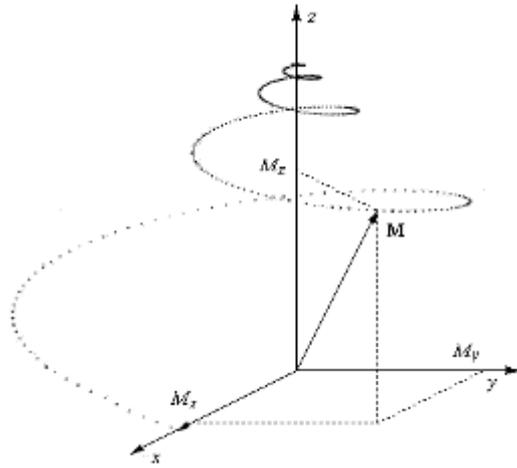


Figure I-2 - Evolution de l'aimantation macroscopique dans le repère fixe.

Lors du retour à l'équilibre, le système émet un champ RF, induit par la composante transversale de l'aimantation, à la pulsation ω_0 . Si une antenne de réception, dont l'axe est perpendiculaire à \vec{B}_0 , est utilisée pour la détection du signal, le champ RF induit, aux bornes de celle-ci, une tension sinusoïdale amortie de pseudo-période correspondant à la pulsation ω_0 . Le signal ainsi obtenu est appelé signal de précession libre ou FID (Free Induction Decay) et décroît avec la constante de temps T_2 [4]. Un exemple de FID est représenté sur la Figure I-3.

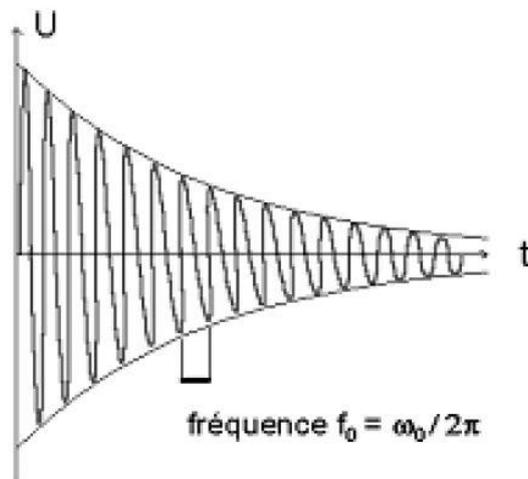


Figure I-3 - Signal de précession libre (« FID »).

I.A.3. Localisation spatiale du signal RMN

Le signal capté par l'antenne de détection provenant de tous les spins contenus dans le volume observé, il est nécessaire, afin de reconstruire une image à partir de ce signal, de localiser le plus précisément possible son origine spatiale. On utilise pour cela des méthodes basées sur

une discrimination des voxels en fonction de la fréquence de Larmor des spins qui le composent. Elles s'appuient sur l'équation (I-1) qui relie la variation spatiale de la fréquence de résonance à celle de l'intensité du champ magnétique.

La localisation spatiale du signal est effectuée à l'aide de bobines de gradient de champ magnétique induisant, dans les trois directions de l'espace, une modulation du champ \vec{B}_0 appliqué à l'échantillon [5].

Le principe général de ce codage en trois dimensions est le suivant : Au moment de l'excitation, un codage en fréquence de l'espace est tout d'abord effectué. On sélectionne ainsi une coupe dans le volume de l'échantillon considéré. On effectue ensuite un codage par la phase, juste avant l'acquisition du signal RMN, puis par la fréquence pendant l'acquisition. On réalise ainsi une acquisition en deux dimensions dans la coupe sélectionnée.

En appliquant un gradient de champ magnétique, \vec{G} , à un volume de spins, chacune des positions \vec{r} du spin se voit attribuer une pulsation de Larmor $\omega(\vec{r})$. Lors du retour à l'équilibre, chaque voxel émet alors un champ RF à une fréquence donnée, prédéterminée par la valeur du gradient de champ magnétique appliqué. Il est alors possible de cartographier l'échantillon observé en éléments de volume, chacun se voyant affecter une valeur moyenne du signal. La transformée de Fourier du signal enregistré, en fonction du nombre d'onde k , permet d'obtenir la carte spatiale du signal. Un balayage de l'espace des k , dans lequel sont définies les fréquences spatiales, permet de reconstruire l'information spatiale à partir des données en fréquence obtenues pour les trois dimensions de l'espace.

I.A.4. Détection du signal RMN

Lors d'une expérience d'IRM, la détection du signal RMN se fait à l'aide d'une antenne RF. Elle repose sur un couplage inductif entre le conducteur constituant l'antenne et l'aimantation locale contenue dans un volume élémentaire δV de l'échantillon observé. La Figure I-4 illustre schématiquement le principe de cette détection.

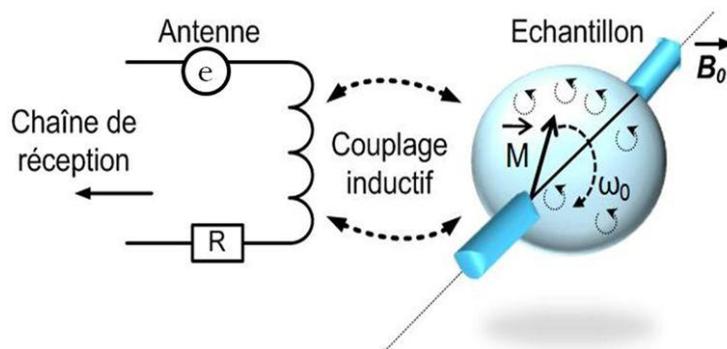


Figure I-4 – Principe de la détection du signal RMN.

La rotation de l'aimantation macroscopique \vec{M}_0 , à la pulsation ω_0 , provoque une variation du flux de champ magnétique induit dans l'antenne de réception. Cette variation de flux se traduit par une force électromotrice (f.e.m) en série dans l'antenne.

Par application du principe de réciprocité [6], on peut alors montrer que le signal RMN capté par une antenne de réception se calcule à partir du champ magnétique qu'elle est capable de créer lorsqu'elle est parcourue par un courant unitaire. Le paramètre B_1/I est appelé coefficient d'induction de l'antenne. Pour une excitation homogène des spins, l'aimantation est alors basculée uniformément. Le signal émis par les spins contenus dans un élément de volume δV , et capté par l'antenne, a pour expression :

$$S = \omega_0 \sin \alpha \cdot \delta V \vec{M}_0 \frac{\vec{B}_1}{I} \quad (\text{I-2})$$

Où α est l'angle de basculement de l'aimantation.

Le coefficient d'induction est un critère d'efficacité pour une antenne d'IRM, traduisant son aptitude à capter un signal de faible intensité. On remarque que le rapport B_1/I ne tient pas compte des phénomènes de dissipation dans l'antenne lors de la circulation du courant.

Un critère plus pertinent d'efficacité d'une antenne, au regard du RSB accessible avec une antenne, appelé sensibilité de détection, peut être obtenu à partir du coefficient d'induction. Toujours d'après le théorème de réciprocité, la sensibilité d'une antenne en réception exprime l'intensité du champ magnétique que l'antenne peut créer par unité de puissance dissipée : B_1/\sqrt{P} . La sensibilité est donc reliée au champ créé par unité de courant par la relation :

$$\frac{B_1}{\sqrt{P}} = \frac{B_1}{I\sqrt{R}} \quad (\text{I-3})$$

Où R représente la résistance équivalente de l'antenne dans son environnement.

I.B. Sensibilité de détection de l'antenne Radio-Fréquence

I.B.1. Antennes de réception

Nous avons vu précédemment que l'amplitude du signal RMN à détecter est très faible. De plus, toute pré-amplification directe du signal est exclue car elle générerait un bruit qui masquerait l'information. Il est donc nécessaire d'utiliser des antennes de réception accordée précisément à la fréquence du signal RMN à détecter. D'une manière générale, les antennes utilisées en IRM peuvent être représentées par un circuit équivalent RLC, où R est la résistance totale, L l'inductance et C la capacité équivalente. Un tel circuit est résonant à la pulsation ω_0 et permet de créer une surtension du signal à la fréquence de résonance. L'inductance et la capacité équivalente de l'antenne sont reliées à la pulsation de résonance ω_0 par :

$$LC\omega_0^2 = 1 \quad (\text{I-4})$$

La qualité d'un circuit résonant se définit comme son aptitude à amplifier fortement le signal à une fréquence donnée, sans l'amplifier aux autres fréquences. L'amplification doit donc se faire dans une bande de fréquence, appelée bande passante, la plus étroite possible autour de la fréquence de résonance. Le paramètre traduisant les performances d'un circuit résonant est son facteur de qualité Q , défini à partir de la réponse en fréquence de l'antenne :

$$Q = \frac{\omega_0}{(\omega_1 - \omega_2)} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3db}} \quad (\text{I-5})$$

Où ω_1 et ω_2 sont les pulsations angulaires, de part et d'autre de ω_0 , pour lesquelles le signal voit sa valeur diminuée de 3dB. $\Delta\omega_{3db}$ est la bande passante à -3dB de l'antenne.

Le facteur de qualité de l'antenne de réception Q est relié aux paramètres électriques équivalents de la ligne par :

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} \quad (\text{I-6})$$

En principe, R représente la somme des résistances de dissipation équivalentes dans l'antenne, c'est-à-dire la résistance propre de l'antenne R_c et la résistance induite par l'objet R_i . Lorsqu'un objet induit des pertes dans l'antenne, on parle alors de facteur de qualité en charge :

$$Q_c = \frac{L\omega_0}{R_c + R_i} \quad (\text{I-7})$$

Par opposition au facteur de qualité à vide, qui est un paramètre intrinsèque à l'antenne de réception et au matériau qui la constitue et est défini par :

$$Q_v = \frac{L\omega_0}{R_c} \quad (\text{I-8})$$

On peut alors déduire la valeur de la résistance de pertes induites dans l'antenne par un objet en mesurant le facteur de qualité en charge et le facteur de qualité à vide.

I.B.2. Types d'antennes utilisées en IRM

Il existe deux grandes classes d'antennes utilisées pour des applications en IRM. On distingue d'une part les antennes de volume, qui entourent complètement l'échantillon à étudier. Celles-ci sont caractérisées par une réponse spatiale homogène. Les antennes de surface, quant à elles, possèdent un champ de vue plus restreint à la surface de l'échantillon et leur sensibilité est intrinsèquement liée à la distance à l'échantillon.

La forme la plus simple d'une antenne de volume consiste en un enroulement conducteur le long d'un cylindre. Le couplage efficace avec l'échantillon lui confère une sensibilité élevée [7]. De par son inductance élevée, ce type d'antennes est utilisé pour des applications en IRM bas champ (< 1 T). L'inconvénient majeur de cette géométrie réside dans le fait que le champ est axial. L'antenne doit donc être placée perpendiculairement à \vec{B}_0 , ce qui peut poser des problèmes de mise en œuvre. On peut également citer l'antenne dite d'Helmholtz comme antenne volumique à champ axial. Cette antenne est constituée de deux spires circulaires parcourues par des courants en phase. Elle permet un accès à l'échantillon plus facile mais sa sensibilité de détection est diminuée d'un facteur 3 par rapport à une antenne de volume de type solénoïde [7]. En IRM clinique à 1,5 T, c'est la géométrie dite « cage d'oiseau » [8] qui est généralement utilisée. Il s'agit d'une antenne à champ transverse, présentant une grande homogénéité. Elle est constituée d'un ensemble de barreaux, disposés autour d'un cylindre, et reliés entre eux à leurs extrémités par des anneaux conducteurs. La présence de condensateurs permet de rendre la structure résonante.

L'un des principaux inconvénients de l'utilisation d'antennes de volume vient du fait qu', en dépit d'une carte de sensibilité homogène, elles collectent du bruit venant de tout le volume de l'échantillon observé, limitant ainsi la sensibilité de détection. L'utilisation d'antennes de surface permet de réduire le volume de l'échantillon effectivement excité. La sensibilité d'une antenne de surface est donc plus élevée que celle d'une antenne de volume, grâce, d'une part, à un facteur de qualité plus élevé et d'autre part à un bruit moins élevé provenant de l'échantillon. Un autre avantage des antennes de surface est la réduction du champ de vue à encoder, ce qui permet de réduire la résolution matricielle, ou le t_{acq} .

Cependant, les antennes de surface possèdent une carte de champ moins homogène que les antennes de volume. Ceci peut s'avérer problématique si l'antenne est utilisée à la fois en réception et en excitation, entraînant un basculement inhomogène des spins nucléaires. Il est alors utile d'utiliser une antenne de volume séparée pour réaliser l'excitation et d'utiliser l'antenne de surface en réception seule.

Les antennes de surface présentent également l'inconvénient de ne pouvoir explorer que localement un grand échantillon. Afin de conserver un volume de sensibilité comparable à celui des antennes de volume tout en tirant profit de la grande sensibilité des antennes de surface, il est possible d'utiliser celles-ci en réseau [9]. Le signal est alors reconstitué en combinant les signaux reçus individuellement par chaque antenne. L'utilisation de réseau permet de plus une diminution des temps d'acquisition. En effet, en raison de la sélectivité spatiale élevée de chacune des antennes du réseau, un encodage spatial intrinsèque de l'origine du signal détecté par chacune des antennes est obtenu.

Nous nous intéressons dans ce qui suit aux différentes sources de bruit présentes lors de l'utilisation d'antennes de surface.

I.B.3. Sources de bruit

La circulation du courant I dans l'antenne de détection s'accompagne d'une dissipation de puissance P , dans l'antenne et dans son environnement conducteur. Le taux de puissance dissipée par unité de courant i appliqué à l'antenne est représenté par une résistance équivalente R_{eq} connectée en série avec la boucle constituant l'antenne. Le champ RF produit

par l'antenne est également en partie absorbé par l'environnement. En particulier, les oscillations du champ \vec{B}_1 , au travers d'un matériau conducteur, tel que des tissus biologiques, génèrent des courants de Foucault, principales pertes de puissance RF en IRM [10].

Au cours d'une expérience d'IRM, on peut distinguer quatre principaux mécanismes de pertes. Ces mécanismes de pertes vont représenter un mécanisme de bruit durant la réception. Le premier de ces mécanismes est une dissipation thermique intrinsèque à l'antenne de détection. Les trois autres sources de bruit sont extérieures à l'antenne et sont induites dans celle-ci par couplage.

I.B.3.1. Pertes dans l'antenne

Les pertes intrinsèques de l'antenne de détection proviennent de l'échauffement du conducteur la constituant. Ces pertes résultent principalement de l'agitation thermique des porteurs de charge dans le matériau conducteur. Le champ RF et le courant pénètrent difficilement à l'intérieur des bons conducteurs. Ce phénomène, connu sous le nom d'effet de peau, augmente la résistance propre de l'antenne en $\omega_0^{1/2}$. On définit la résistance propre de l'antenne, R_c , qui a pour expression, pour une spire circulaire de rayon a , réalisée avec un fil conducteur de rayon r et de résistivité ρ_c :

$$R_c = \rho_c \frac{\xi}{\delta} \frac{a}{r} \quad (\text{I-9})$$

Avec, ξ un facteur de proximité, δ l'épaisseur de peau du matériau, donnée par $\delta = \sqrt{\frac{2\rho_c}{\omega_0\mu_0}}$ dans le cas où le conducteur constituant l'antenne est du cuivre. On définit par épaisseur de peau la distance au bout de laquelle l'amplitude initiale du champ est divisée par e ($e = 2,718$). Pour une réalisation soignée de l'antenne, le rapport $\frac{\xi a}{r}$ est de l'ordre de 40 [7]. La résistance propre de l'antenne peut alors être reliée à la pulsation de résonance par :

$$R_c = \sqrt{\frac{\rho_c \omega_0 \mu_0}{2}} n^2 \frac{\xi a}{r} \quad (\text{I-10})$$

Où n est le nombre de tours du conducteur constituant l'antenne.

Ces pertes constituent un générateur de bruit gaussien, avec une f.e.m équivalente de bruit e_c , et une résistance R_c . Pour une bande passante b_w (en Hz), à la température T_c , e_c s'écrit [7]:

$$e_c = \sqrt{4k_b T_c R_c b_w} \quad (\text{I-11})$$

I.B.3.2. Pertes magnétiques induites par l'échantillon

Une des principales sources de bruit en IRM est extérieure à l'antenne et provient de l'échantillon observé [10][11][12]. Ce bruit est induit dans l'antenne par couplage inductif de

l'échantillon à celle-ci. Ce bruit trouve son origine dans l'agitation thermique des charges contenues dans le volume observé V_s . La fluctuation des charges dans l'échantillon est reçue dans l'antenne par le même chemin que l'aimantation nucléaire observée. On associe à cette source de bruit une résistance de pertes induites, R_i , qui représente la résistance équivalente des pertes de l'échantillon induites dans l'antenne.

La circulation du courant dans l'antenne crée un champ électromagnétique dans l'échantillon qui interagit avec celui-ci. D'après le théorème de Poynting, exprimé sous forme intégrale, la puissance dissipée P_i dans un échantillon de volume V , caractérisé par une conductivité σ et une permittivité complexe $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ a pour expression :

$$P_i = \frac{1}{2} \iiint_V (\sigma + \omega_0 \varepsilon'') \left| \vec{E} \right|^2 dV \quad (\text{I-12})$$

Cette puissance peut être reliée à l'intensité i du courant qui circule dans l'antenne par la relation suivante :

$$P_i = \frac{1}{2} R_i i^2 \quad (\text{I-13})$$

En négligeant les courants de déplacement et en appliquant la loi de Maxwell Faraday pour le potentiel vecteur, on obtient ainsi pour R_i l'expression suivante :

$$R_i = \sigma \iiint_V \left| \frac{\vec{E}}{i} \right|^2 dV \quad (\text{I-14})$$

D'après le principe de réciprocité, la résistance R_i à la température T_i représente le bruit du couplage magnétique à l'antenne. Pour une antenne circulaire de rayon a placée contre un échantillon semi-infini de surface plane, la résistance induite a pour expression [6] [13]:

$$R_i = \frac{1}{3} \sigma \mu_0^2 \omega_0^2 a^3 \quad (\text{I-15})$$

Où σ est la conductivité de l'échantillon. Ces pertes augmentent comme le carré de la pulsation de résonance et dépendent à la puissance 3 de la dimension de l'antenne.

La f.e.m de bruit induite est donc équivalente à celle du bruit de Johnson de la résistance d'amortissement R_i à la température de l'échantillon T_i [7]:

$$e_i = \sqrt{4k_b T_i R_i b_w} \quad (\text{I-16})$$

I.B.3.3. Pertes diélectriques induites par le sujet

Un autre mécanisme de bruit est dû au couplage capacitif entre l'antenne et l'échantillon. Il tend à être plus actif aux hautes fréquences RMN [10]. L'antenne et l'échantillon, placés en

vis-à-vis, se comportent comme deux plaques conductrices en regard l'une de l'autre. Le courant RF parcourant l'antenne crée une différence de potentiel, ddp, entre les deux. L'espace entre l'antenne et l'échantillon est alors traversé par des lignes de champ électrique qui atteignent la surface de l'échantillon et génèrent des pertes diélectriques. Le système antenne/échantillon se comporte alors comme une capacité de couplage distribuée. Le bruit correspondant est dû aux fluctuations thermiques des dipôles électriques distribués à la surface de l'échantillon. Ce bruit ne suivant pas le chemin du couplage inductif utilisé pour la détection du signal RMN, il est en général possible de le diminuer indépendamment. En pratique, il est possible de minimiser ces pertes, c'est-à-dire l'énergie électrique accumulée, à la conception de l'antenne en minimisant son auto-inductance [10]. Il est également possible de diminuer ces pertes en équilibrant correctement le potentiel électrique de l'antenne et en distribuant la capacité d'accord tout le long du conducteur [14].

Dans le cas d'antennes de surface de petites tailles, utilisées à des intensités de champ intermédiaires (1 – 2 T), comme celles utilisées au cours de ce travail, les pertes par couplage diélectrique sont négligeables devant les pertes induites par l'échantillon et celles propres à l'antenne.

I.B.3.4. Pertes dans l'environnement

On peut distinguer deux sortes de pertes dans l'environnement. Les pertes radiatives et les pertes magnétiques.

Les pertes radiatives sont liées aux pertes par rayonnement de l'antenne. On décompose le champ généré par l'antenne RMN en deux parties, le champ proche, utilisé pour la détection RMN et le champ lointain. La résistance de radiation équivalente R_r pour une antenne de surface circulaire de rayon a est donnée par [15]:

$$R_r = \frac{\pi \mu_0}{6 c^3} \omega^4 n^2 a^4 \quad (\text{I-17})$$

En comparant R_r à R_i , décrit dans l'équation (I – 15), on constate que les pertes par radiation sont très inférieures à celles induite par l'échantillon, et ce jusqu'à des fréquences RMN de 1GHz.

Les pertes magnétiques sont essentiellement dues au couplage inductif de l'antenne avec les éléments conducteurs environnants. Ces éléments peuvent être aussi bien des pièces de l'imageur (aimant, bobine de gradient etc..) que des pièces constituant le cryostat dans le cas d'antennes refroidies. De la même manière que pour les pertes radiatives, les pertes magnétiques sont négligeables si les distances entre l'antenne et les objets environnants sont supérieures aux dimensions caractéristiques de l'antenne [7].

Dans la suite on ne considèrera donc que les sources e_i et e_c , associées respectivement à la résistance de pertes propres de l'antenne et à la résistance de pertes magnétiques induites par l'échantillon, qui sont les mécanismes de pertes dominants en IRM.

I.B.4. Domaines de bruit

Afin d'optimiser l'antenne de réception RMN, il est nécessaire d'étudier en détails les contributions des différentes sources de bruit. On cherche en général à se placer dans un domaine où la sensibilité de l'antenne reste satisfaisante tout en minimisant son propre bruit. Ainsi, il faut que son bruit propre, proportionnel à $R_c T_c$, soit négligeable devant le bruit induit par l'échantillon, $R_i T_i$. L'égalité $R_c T_c = R_i T_i$ définit une frontière, en fonction de la taille de l'antenne et de sa fréquence de résonance, qui délimite les zones de dominance soit du bruit de l'échantillon soit de celui de l'antenne.

Nous avons représenté sur la Figure I-5 l'évolution de la frontière $R_c T_c = R_i T_i$ en fonction de la fréquence de travail (reliée à la valeur du champ statique B_0 par l'équation de Larmor), de la taille de l'antenne et de sa température de fonctionnement. Cette figure a été obtenue en utilisant les équations (I-10) et (I-15) définissant respectivement R_c et R_i . Le calcul a été réalisé en considérant un objet conducteur de conductivité $\sigma = 0,66$ S, correspondant à la conductivité moyenne des tissus biologiques, et des antennes en cuivre de qualité standard, dont la résistivité dépend de la température [16], en en YBaCuO.

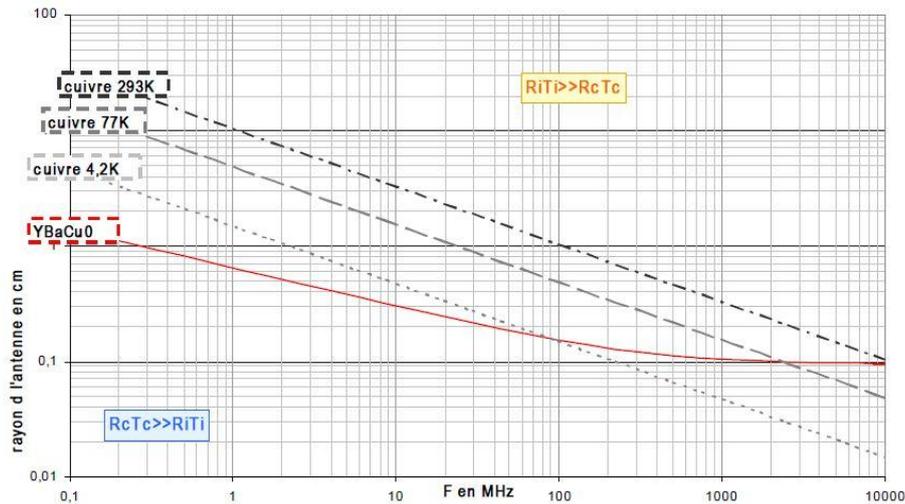


Figure I-5 - Domaines de prédominance du bruit de l'antenne et de l'échantillon en fonction de la température, de la taille de l'antenne et de la fréquence de travail.

On distingue deux domaines de dominance de bruit :

- $R_i T_i \gg R_c T_c$: Les pertes de l'échantillon sont dominantes et la sensibilité de détection n'est pas limitée par l'antenne elle-même. Afin d'augmenter la sensibilité de détection, les dimensions de l'antenne peuvent être réduites, tant que cette condition est satisfaite.
- $R_i T_i \ll R_c T_c$: La présence de l'antenne elle-même dégrade le RSB. Les conditions optimales de détection ne sont plus satisfaites.

Ainsi, pour chaque antenne, le régime de bruit correct se situe dans la partie supérieure droite de la courbe correspondante ($R_i T_i \gg R_c T_c$).

I.B.5. Rapport Signal sur Bruit

I.B.5.1. Définition

Le signal reçu puis transmis par l'antenne de réception est composé à la fois d'une information utile, le signal RMN, et d'un signal parasite, le bruit. La qualité de l'image obtenue dépend donc directement du rapport entre l'intensité relative du signal RMN et celle du bruit. Cette grandeur, appelée Rapport Signal sur Bruit (RSB), est définie comme :

$$\frac{S}{B} = \frac{\text{Amplitude du signal RMN}}{\text{Amplitude moyenne du bruit}}$$

Où l'amplitude moyenne de bruit est la racine carrée de la somme quadratique des tensions de bruits définies au paragraphe I.B.3.

On définit le bruit accompagnant le signal RMN par une résistance de pertes équivalente R_{eq} . Celle-ci prend aussi bien en compte les pertes au niveau de l'antenne que celles ramenées par l'échantillon. La température équivalente de bruit, T_{eq} , se définit comme la moyenne des résistances, de l'antenne et de l'échantillon, pondérées par leur températures respectives. Le RSB s'exprime donc, d'après l'équation (I-2) [7][10]:

$$RSB = F^{-1/2} \frac{\omega_0 B_1/I}{\sqrt{4k_b R_{eq} T_{eq}}} \delta V . M_T \sqrt{\frac{t_0}{t_r}} \sqrt{t_{acq}} \quad (\text{I-18})$$

Où F est un facteur de bruit représentant la dégradation du RSB par la chaîne d'acquisition. La chaîne est dite idéale quand F est égal à 1. M_T représente l'aimantation disponible à chaque observation. Elle dépend de la composition de l'échantillon et du champ magnétique statique appliqué. t_0 et t_r sont d'autres paramètres d'acquisition. $\sqrt{t_0/t_r}$ est la fraction de temps sur laquelle M_T est effectivement collectée.

Cette formulation fait apparaître clairement le lien entre la résolution spatiale, δV , le temps d'acquisition t_{acq} et le RSB nécessaire pour obtenir l'information désirée.

La contribution de l'antenne dans le RSB est attribuée au facteur de sensibilité S_{RF} , et est définie par :

$$S_{RF} = \frac{(B_1/I)\omega_0}{\sqrt{4k_B R_{eq} T_{eq}}} \quad (\text{I-19})$$

Il permet d'évaluer les performances intrinsèques de l'antenne, quel que soit le type de séquence utilisé.

I.B.5.2. Amélioration du RSB

Dans les conditions d'IRM classique, à intensité de champ clinique à 1,5 T, avec une antenne standard, des acquisitions d'une minute permettent de réaliser des images dont la taille des voxels est de 1 mm^3 avec un RSB de plusieurs dizaines. Compte tenu de la définition du RSB donnée précédemment, pour diminuer la taille du voxel à $100 \text{ }\mu\text{m}^3$, ce qui correspond à un facteur 10 dans chaque direction, tout en conservant le même RSB, la durée d'acquisition doit passer d'une minute à environ deux ans. En prenant le problème différemment, réduire le temps d'acquisition d'une minute à 1 ms en conservant le RSB constant impose d'augmenter la taille des voxels d'un facteur 25. Ces deux cas sont évidemment inenvisageables en IRM classique.

Pour s'affranchir de cette limitation en RSB, sans se pénaliser en termes de résolution spatiale ou de temps d'acquisition, il est obligatoire d'augmenter soit l'aimantation transversale moyenne, soit la sensibilité de détection S_{RF} , d'un facteur 1000.

Nous nous intéressons par la suite aux différents moyens mis en œuvre en IRM permettant d'améliorer le RSB.

I.B.5.2.1. Augmentation de l'intensité du champ statique B_0 .

D'après l'équation (I-18), le RSB est relié à l'intensité du champ statique \vec{B}_0 , à travers la pulsation de résonance du signal RMN. Dans le cas où l'on ne considère que le bruit de l'antenne, dans la région de dominance des pertes propres, il apparaît que le RSB est proportionnel à B_0 à la puissance $7/4$. En revanche, dans le cas où les pertes induites par l'échantillon sont dominantes, le RSB varie linéairement avec B_0 et la fréquence de résonance. On comprend ainsi pourquoi l'augmentation du champ \vec{B}_0 a été au départ la voie privilégiée dans le développement de la recherche biomédicale en IRM, entraînant une course aux champs de plus en plus intenses.

De nombreuses applications présentent un fort intérêt à être menées à haut champ. L'augmentation de l'intensité du champ magnétique améliore le compromis entre le temps d'acquisition et la résolution spatiale accessible. L'imagerie du petit animal utilise couramment des champs supérieurs à 4 T, permettant d'atteindre des résolutions spatiales de quelques centaines de microns. Un autre domaine concerné par l'augmentation de l'intensité du champ est l'angiographie. En effet, l'amélioration du contraste, due à l'augmentation des temps de relaxation T_1 des tissus observés, permet une différenciation vaisseau/tissu beaucoup plus aisée qu'à 1,5 T.

Il existe cependant plusieurs limites à cette approche. Le coût de fabrication des aimants permettant de créer le champ statique, ainsi que les difficultés techniques liées à leur réalisation, augmentent avec l'intensité du champ. Des contraintes expérimentales accompagnent également l'augmentation du champ. L'augmentation des T_1 tend à limiter le RSB global de l'image et à augmenter le temps d'acquisition. Une autre limite est la déposition de puissance RF dans les tissus observés : le SAR (Specific Absorption Rate) qui dépend de plusieurs paramètres tels que le temps d'acquisition, le poids du patient ou l'impulsion RF utilisée et qui augmente rapidement avec la fréquence. A RSB égal, le SAR à

3T est quatre fois plus important que celui à 1,5T. Enfin, il reste peu évident de transposer des protocoles de recherche à hauts champs vers des applications en milieu hospitalier, notamment car les T_1 et T_2 changent et les contrastes des images réalisées sont donc différents.

I.B.5.2.2. Modification de l'aimantation transversale moyenne.

Une autre manière d'augmenter significativement le RSB est d'améliorer l'aimantation dynamique. L'utilisation d'agents de contraste permet de modifier le contraste spontané de l'échantillon observé, afin de le mettre plus en évidence. Ces produits doivent être non toxiques et efficaces en concentration faible. Le produit n'est pas observé directement, ce sont ses effets sur l'aimantation des noyaux situés à proximité qui le sont. Différentes approches sont ainsi possibles, selon le type de produit utilisé. Il est, par exemple, possible de modifier les temps de relaxation des tissus. L'utilisation d'agents dits paramagnétiques permet d'obtenir un hyper-signal, en raccourcissant le T_1 . Cette diminution du T_1 permet de récupérer une aimantation moyenne plus grande avec un t_r plus court. Ce signal est observable dans les zones où le produit diffuse, tels que les vaisseaux sanguins, les tissus inflammatoires ou encore les lésions cérébrales. De même, l'utilisation d'agents dits super-paramagnétiques produit un hypo-signal (T_2 court) habituellement utile pour l'observation des reins ou du foie.

Une autre manière de modifier l'aimantation dynamique est d'utiliser le produit de contraste comme traceur. Des gaz nobles, tels que le xénon ou l'hélium, qui possèdent leur propre aimantation et une durée de vie suffisamment longue, sont hyperpolarisés afin d'être utilisés comme traceur du transport sanguin ou de la ventilation pulmonaire [17].

I.B.5.2.3. Amélioration de la sensibilité de détection.

Le facteur de sensibilité, S_{RF} , est une autre des composantes du RSB. En l'améliorant, on améliore le rapport $RSB / (\sqrt{t_{acq}} \cdot \delta V)$, permettant de repousser les limites de résolution accessible. Plusieurs méthodes permettent d'augmenter ce facteur de sensibilité : en augmentant le couplage magnétique entre l'antenne et l'échantillon, ou en réduisant les mécanismes de pertes détectées à l'acquisition, c'est-à-dire en diminuant $R_{eq}T_{eq}$. Dans les applications biomédicales courantes, le bruit intrinsèque à l'échantillon est le bruit dominant et constitue par conséquent une limitation intrinsèque au RSB. Dans ce cas, les lois d'échelle de différentes grandeurs sont récapitulées dans le Tableau I-1.

B_1/I	a^{-1}
$R_i T_i$	$\omega^2 a^3$
$R_c T_c$	$\omega^{-1/2}$
S_{RF}	$a^{-5/2}$
RSB	$\omega a^{1/2}$
Q	$\omega^{-1} a^{-2}$

Tableau I-1- Lois d'échelle.

La diminution de la taille de l'antenne pour l'adapter au mieux à la zone observée est une solution utilisée depuis de nombreuses années [18][19]. En effet, diminuer le champ de vue (équivalent à la surface de l'antenne RF) revient à diminuer la taille effective de l'échantillon δV . Le S_{RF} suit une loi en $a^{-5/2}$. La sensibilité de l'antenne est donc augmentée lorsque sa taille diminue, avec une perte en RSB simplement proportionnelle à $a^{1/2}$ [20].

Le gain en sensibilité dû à la diminution de la taille de l'antenne est indépendant de la fréquence de résonance de celle-ci. Le facteur de qualité sera lui, par contre, d'autant plus grand que l'antenne est petite et sa fréquence de résonance basse.

L'utilisation d'antennes miniaturisées, et les problèmes d'ordre technologique inhérents à leur fabrication, sera abordée au paragraphe I.C.

I.B.5.2.4. Antennes cryogéniques.

Refroidir l'antenne de détection en cuivre est une autre manière de diminuer ses pertes induites. En effet, lors d'applications en champ intermédiaire (1-2 T), une antenne de diamètre de l'ordre du centimètre présente, à 293 Kelvin, une puissance de bruit comparable à celle induite par le sujet. Le refroidissement de l'antenne à 77 K intervient de deux manières sur le RSB. D'une part, la résistivité du matériau constituant l'antenne diminue avec la température, ce qui a pour effet de réduire la résistance équivalente R_c , et ainsi d'augmenter le RSB. D'autre part, la puissance de bruit $R_c T_c$ diminue directement avec la température, entraînant une deuxième augmentation du RSB.

Les premiers travaux concernant le refroidissement d'antennes de réception en cuivre par de l'hélium liquide à 4,2 K ont permis de mettre en évidence, sur un spectromètre 4,3 T, un gain en RSB compris entre 2,5 et 4 [21]. L'utilisation de l'azote liquide à 77 K a quant à elle montré un gain d'un facteur 2 pour des antennes de surface lors d'expériences à bas champ (0,15 T) [22]. Plus récemment, l'équipe de Kovacs a traité l'impact des antennes en cuivre refroidies pour la spectroscopie RMN [23].

Il est également possible d'améliorer les performances de l'antenne en utilisant des matériaux supraconducteurs à haute température critique (HTc) [20]. De par leurs très faibles pertes, l'utilisation d'antennes supraconductrices, apparues il y a vingt ans [24] [25] et largement répandues depuis, a permis une amélioration significative du RSB en imagerie. Les seules pertes étant induites par le sujet, les antennes supraconductrices ont ainsi permis d'augmenter la résolution spatiale accessible. Dans certaines situations, l'utilisation d'antennes supraconductrices HTc a mis en évidence des gains en RSB supérieurs à un ordre de grandeur par rapport à des antennes en cuivre de mêmes géométries à température ambiante [26].

I.C. Résonateurs monolithiques

Les antennes de surface sont classiquement constituées d'un circuit inductif résonant, accordé par une ou plusieurs capacités discrètes soudées sur l'enroulement de l'antenne. La pulsation de résonance ω_0 de ce circuit est alors défini par l'équation (I-4), où L et C sont respectivement l'inductance et la capacité équivalente du circuit. Diminuer la dimension d'antennes conventionnelles entraîne une réduction de la valeur de l'inductance du circuit.

Miniaturiser ces antennes, tout en conservant une fréquence constante, nécessite d'augmenter soit la valeur de la capacité, soit celle de l'inductance en modifiant le nombre de tours du conducteur. Cette dernière solution est possible tant que la réalisation technologique de l'antenne le permet. La Figure I-6 est une photographie d'une antenne de surface classique prévue pour l'imagerie du proton de l'eau à 1,5 T.

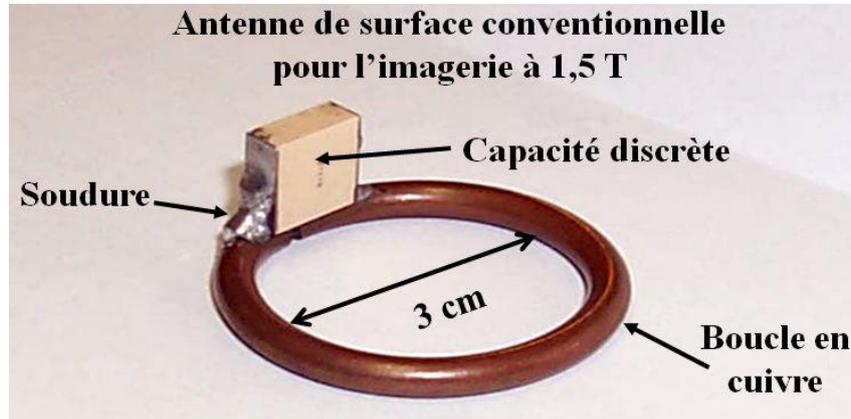


Figure I-6 - Antenne de surface conventionnelle prévue pour l'imagerie du proton de l'eau à 1,5T.

Considérons le cas où la valeur de la capacité, et donc sa taille, augmente. Les lignes de champ électrique créées par la capacité entraînent un déplacement des charges dans l'échantillon. Le courant alors induit génère un champ magnétique, à proximité de la capacité, qui perturbe le champ RF d'excitation. Ce phénomène devient négligeable si on distribue la valeur de la capacité le long du conducteur. Par ailleurs, la réduction des dimensions de l'antenne est rendue difficile par l'encombrement relatif des capacités, ainsi que par la concentration de lignes de champ électrique au voisinage de ces dernières.

Des exemples, tirés de la littérature, illustrant l'encombrement lié à l'utilisation de capacités discrètes sur des antennes de petites tailles sont représentés sur la Figure I-7. Un réseau constitué de quatre antennes de surface utilisé pour l'imagerie de la souris est représenté sur la Figure I-7 (a) [27]. La Figure I-7 (b) représente une antenne de surface utilisée pour l'imagerie du petit animal [28].

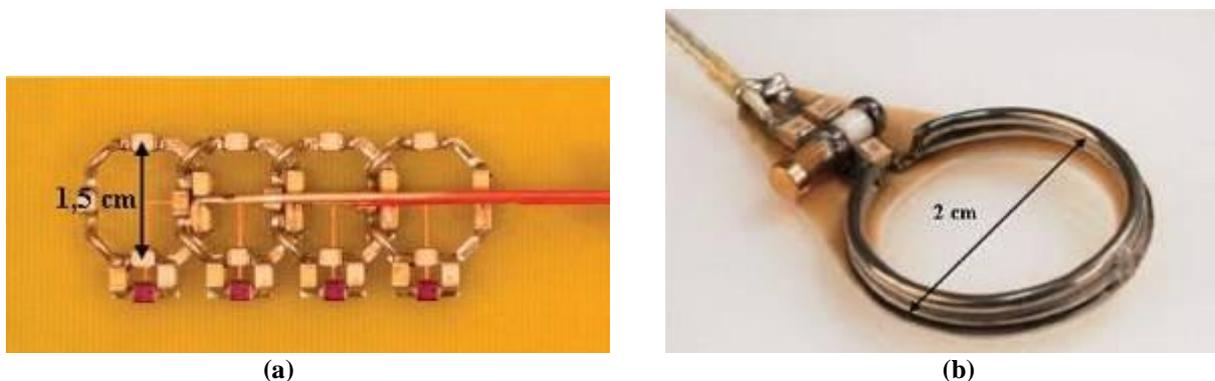


Figure I-7 – Illustrations de l'encombrement lié à l'utilisation de capacités discrètes rapportées pour l'utilisation d'antenne de surface. (a) Réseau constitué de quatre antennes de surface utilisé pour l'imagerie de la souris, tiré de [27]. (b) Antenne de surface utilisée pour l'imagerie du petit animal, tirée de [28].

Une alternative à l'utilisation de ces antennes classiques à éléments discrets est de les remplacer par des antennes monolithiques auto-résonantes. En faisant appels à des technologies de microfabrication, il est possible de réaliser des résonateurs miniatures, sur des substrats diélectriques, aux propriétés excellentes et contrôlées. Dans ce type de résonateurs, la capacité est intégrée au substrat diélectrique et il n'y a plus besoin d'utiliser d'éléments discrets pour fixer la fréquence de résonance.

L'usage des lignes de transmission est largement répandu, dans le domaine de la l'électronique ou des communications, pour assurer le transport d'ondes électromagnétiques, en particulier Micro-Ondes et Radio-Fréquences. Elles servent d'éléments de liaison dans de nombreux composants comme les antennes, les résonateurs ou les filtres. Différents types de lignes de transmission existent. Nous nous intéressons ici aux lignes dites planaires. Dont les différents types sont représentés sur la Figure I-8. Ces lignes planaires ont tout d'abord été réalisées sous forme de lignes triplaques (Figure I-8 (a)), constituées de deux couches diélectriques, identiques et métallisées sur leurs faces extérieures, entourant un conducteur. Des structures plus simples ont ensuite vues le jour comme les lignes microstrip, ou microruban, constituées d'un conducteur métallique gravé sur un substrat diélectrique métallisé en face arrière (Figure I-8 (b)). Les lignes coplanaires, quant à elles, sont constituées d'un conducteur central et de conducteurs coplanaires latéraux faisant office de plan de masse (Figure I-8 (c)).

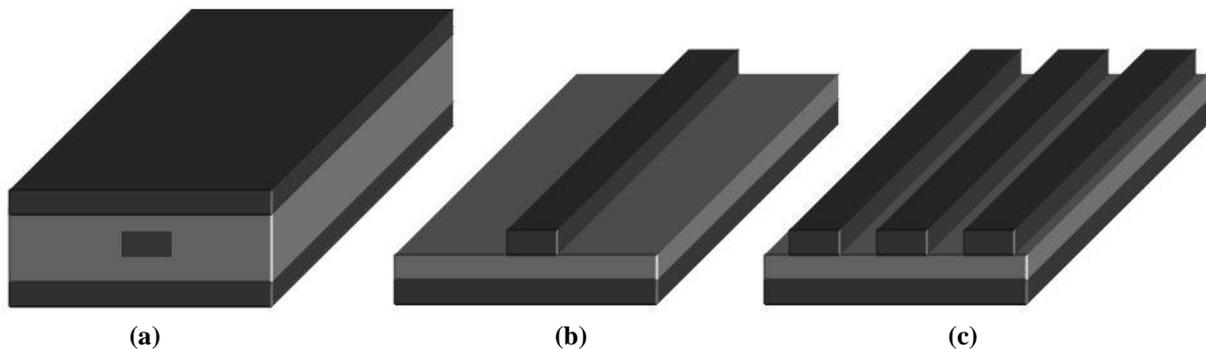


Figure I-8 - Différents types de lignes de transmission. (a) Ligne triplaque. (b) Ligne microstrip. (c) Ligne coplanaire.

I.C.1. Etat de l'art des résonateurs monolithiques à lignes de transmission

Plusieurs principes ont été proposés dans la littérature afin de concevoir des circuits monolithiques auto-résonants. Nous avons vu que la détection du signal RMN nécessitait l'utilisation d'antennes précisément accordées à la fréquence de Larmor des protons observés. Pour chacun des principes proposés, différentes techniques d'accord sont employées pour ajuster la fréquence de résonance, par modification de la capacité équivalente et/ou de l'inductance. Nous présentons les différentes structures qui ont été réalisées pour des applications en IRM.

I.C.1.1. Lignes de transmission à éléments localisés

Un premier type de résonateur à éléments localisés est constitué de deux circuits séparés par un diélectrique [29]. Chacun des circuits élémentaires contient une spirale constituant une inductance et deux bandes circulaires concentriques, jouant le rôle de capacités. Ce résonateur est dit à éléments localisés dans la mesure où l'inductance et la capacité ne sont pas les mêmes le long de la ligne. Il est représentée sur la Figure I-9. Les deux bandes circulaires sont fendues, de manière diamétralement opposée et le sens de rotation de la spirale est inversé d'un plan à l'autre afin de créer un champ magnétique non nul à l'extérieur de la structure. Le réglage de la fréquence de résonance d'un tel circuit est empirique et ne facilite pas l'utilisation de cette structure. Ce principe permet de réaliser des structures multi-tours sans contact, mais obligatoirement double face.

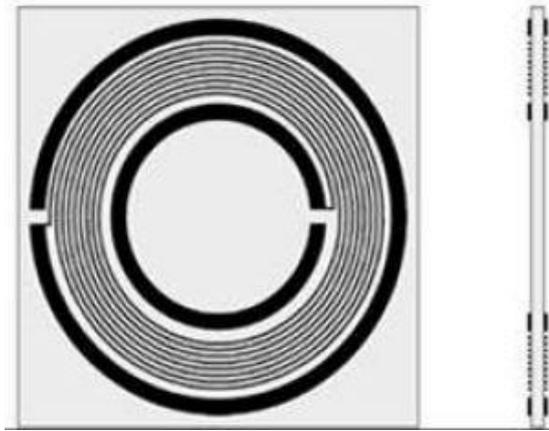


Figure I-9 - Résonateur monolithique, géométrie double face avec des capacités localisées intégrées.

Le deuxième type d'antenne à éléments localisés met en œuvre des capacités interdigitées. Cette technique est largement employée [30] pour réaliser des antennes RMN. La capacité équivalente du circuit est réalisée par interdigitation. Deux spirales coplanaires constituent généralement l'inductance équivalente. Les portions de lignes normales aux spirales, appelées digits capacitifs, jouent le rôle de la capacité. Cette structure à l'intérêt de réaliser une capacité mono face, en revanche elle ne peut pas être utilisée en multi-tours. Ce type de résonateur est représenté sur la Figure I-10.

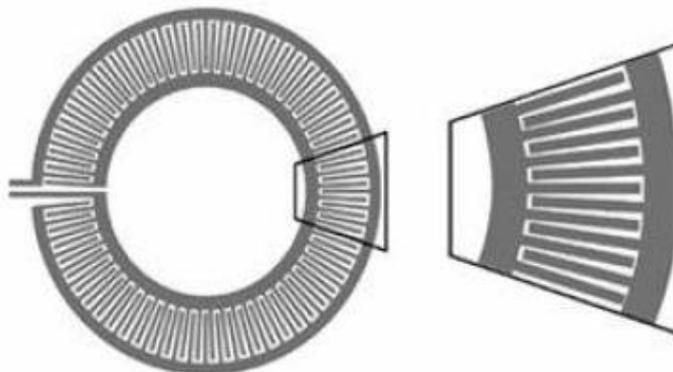


Figure I-10 - Résonateur monolithique, géométrie simple face avec des capacités interdigitées.

I.C.1.2. Lignes de transmission à éléments distribués

Une ligne microstrip est constituée d'un ruban conducteur placé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse. De nombreuses études ont montré qu'une telle ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnétique), c'est à dire que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation.

Il se trouve qu'une ligne quart d'onde court-circuitée à une extrémité se comporte comme un circuit résonant. Le champ est à priori confiné à l'intérieur du diélectrique. C'est le champ de fuite qui pourra être utilisé en IRM, avec l'inconvénient d'un plan de masse réel générant des courants de Foucault lors des commutations de champ magnétique. Le plan de masse a un effet miroir car il crée un courant image, symétrique au courant source appliqué dans la ligne et de signe opposé [31]. Cet effet a l'intérêt de limiter le rayonnement de \vec{B}_1 et de diminuer le couplage avec le milieu environnant. Cependant, il diminue aussi le couplage avec l'objet et limite ainsi la réponse de l'antenne en profondeur.

Les résonateurs basés sur le principe des lignes de transmission à fentes [32], sont formés de deux lignes disposées de part et d'autre d'un substrat diélectrique, constituant une capacité d'accord distribuée de manière continue au sein d'une ligne de transmission. Les deux lignes possèdent chacune une fente, diamétralement opposée l'une à l'autre, toujours dans le but de créer un champ magnétique non nul à l'extérieur du circuit.

Les premiers essais concluants ont été réalisés par Black [24] avec une version simple tour des lignes de transmission à éléments distribués, puis par Odoj [33], représentée sur la Figure I-11.

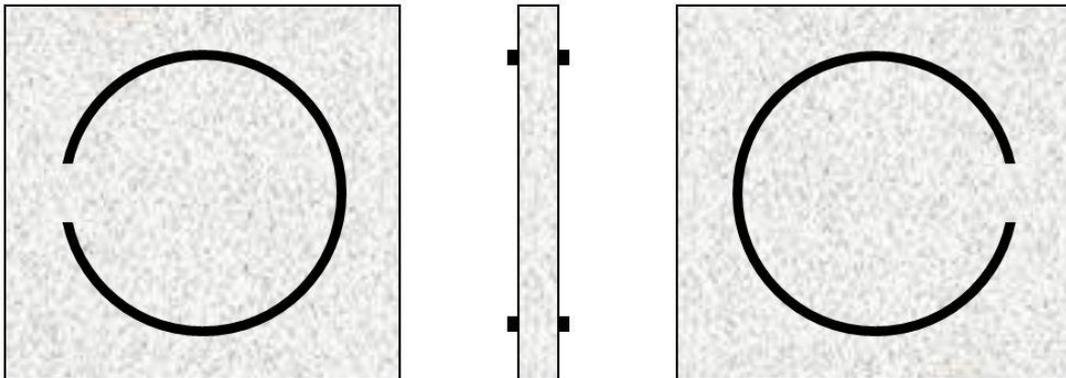


Figure I-11 - résonateur monolithique, géométrie double-faces à ligne de transmission mono-tour.

Finalement des versions plus complexes, constituées de plusieurs tours afin d'augmenter l'inductance équivalente, ont également été fabriquées [34] dans le cadre d'expériences d'IRM. Le plan de masse de tels résonateurs est virtuel, contrairement au cas des microstrips, diminuant considérablement les problèmes de courants de Foucault.

Tout comme la structure en spirale, celle du résonateur à ligne de transmission à fente a l'intérêt d'être multi-tours, mais double face. L'aspect multi-tours d'une part, le plan de masse

virtuel d'autre part, sont deux points qui rendent ces structures à ligne de transmission particulièrement intéressantes. C'est ce type de résonateur qui a été retenu pour l'étude menée au cours de cette thèse. Nous les appellerons par la suite Résonateurs Multi-tours à Ligne de Transmission (RMLT) ou plus simplement résonateurs. Nous nous intéressons dans ce qui suit à leur fonctionnement.

I.C.2. Résonateurs Multi-tours à Lignes de Transmission

I.C.2.1. Principe de fonctionnement

Les RMLT sont basés sur le principe des lignes de transmission à fentes [32] [35]. Ils sont constitués de deux enroulements conducteurs situés de part et d'autre d'un substrat diélectrique. Des fentes sont placées sur chacune des bandes conductrices afin de créer une annulation locale du courant qui va faire apparaître une tension à leurs bornes. Afin de pouvoir émettre ou capter un champ électrique, un déséquilibre de la ligne de transmission, c'est-à-dire des courants de sens différents dans chacune des bandes conductrices, est obtenu en opposant diamétralement les deux fentes. La Figure I-12 représente schématiquement un RMLT.

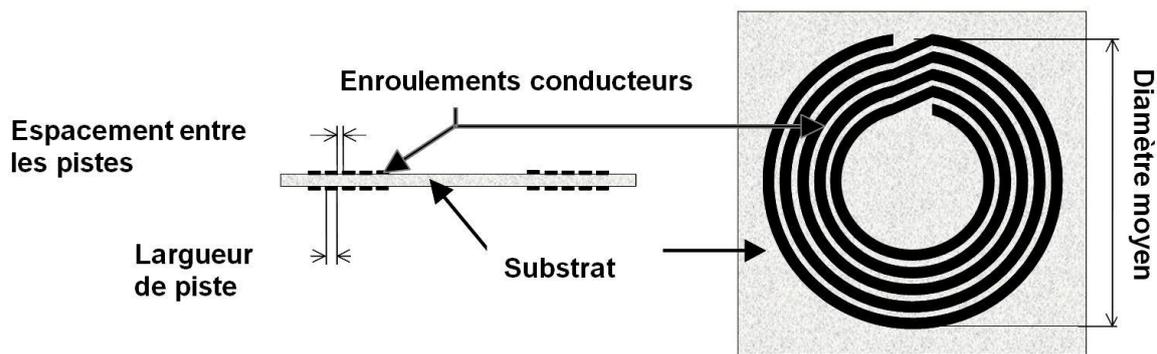


Figure I-12 - Représentation schématique d'un RMLT.

Chaque fente impose un courant minimum dans l'autre bande conductrice. Ces deux courants minimums locaux sont de même valeur absolue mais de signe opposé, ce qui entraîne une expulsion du flux magnétique concentré au centre de l'antenne et donc le rayonnement de l'antenne. Le principe de fonctionnement ainsi que le calcul des courants parcourant les pistes sont détaillés dans l'Annexe - B.

Le RMLT est capable de capter un champ magnétique de faible intensité, et par réciprocity de générer un champ magnétique de forte intensité, ce qui constitue un critère de qualité pour des applications en IRM.

I.C.2.2. Condition de résonance

La ligne de transmission constituant l'antenne est caractérisée par son impédance caractéristique Z_0 et sa constante de propagation β . Le calcul de la condition de résonance du RMLT est détaillé en Annexe - B. Cette condition de résonance relie la pulsation de résonance ω_0 , l'impédance caractéristique Z_0 et l'inductance équivalente L_{tot} . Elle s'obtient en appliquant les relations courant-tension classiques aux bornes du résonateur et est donnée par :

$$\frac{L_{tot}\omega_0}{4Z_0} \text{Tan}\left(\frac{l_f \cdot \beta}{4}\right) = 1 \quad (\text{I-20})$$

Avec l_f la longueur totale de la ligne, c'est-à-dire la longueur de chaque conducteur.

Pour des conducteurs normaux, en négligeant les effets de bord, β est reliée à la pulsation de résonance par :

$$\beta = \frac{\omega_0}{c} \sqrt{\varepsilon} \quad (\text{I-21})$$

Où ε est la constante diélectrique du matériau utilisé comme substrat et c est la célérité de la lumière dans le vide. La condition de résonance peut alors être exprimée sous la forme :

$$\frac{L_{tot}\omega_0}{4Z_0} \text{Tan}\left(\frac{l_f \cdot \omega_0 \sqrt{\varepsilon}}{4c}\right) = 1 \quad (\text{I-22})$$

Il est possible d'augmenter la fréquence de résonance accessible en utilisant un nombre de fentes plus élevé [36]. L'utilisation de structures multi-tours permet d'atteindre des fréquences inférieures à 100 MHz, pour un diamètre moyen de l'ordre du centimètre [35].

I.C.2.3. Calcul analytique semi-empirique des paramètres du résonateur

Afin de calculer l'impédance caractéristique et l'inductance totale d'un RMLT nous considérons différentes variables : la largeur des pistes w , la longueur totale de la piste l_f , le diamètre moyen du résonateur D_p , l'épaisseur des pistes de cuivre h et la constante diélectrique du substrat ε .

I.C.2.3.1. Calcul de l'impédance caractéristique d'un RMLT

L'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne microruban dépend de la géométrie de la ligne ainsi que du milieu diélectrique environnant. Plusieurs formulations empiriques ont été proposées pour évaluer Z_0 . Nous reprenons ici la formulation de Wheeler [37] qui s'applique à des lignes en espace libre séparées par un diélectrique. Nous distinguons deux types de lignes de transmission, chacune ayant une impédance Z_0 spécifique :

- Les lignes de transmission à bandes larges, pour lesquelles $w > h$.
- Les lignes de transmission à bandes étroites, pour lesquelles $w < h$.

L'expression de l'impédance caractéristique en fonction de h , ε_r et w s'écrit, pour chacun des cas :

- Bande large :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[\frac{w}{h} + 0,441 + \frac{\varepsilon_r + 1}{2\pi\varepsilon_r} \left(\log \left[\frac{w}{h} + 0,94 \right] + 1,452 \right) + 0,082 \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2} \right]^{-1} \quad (\text{I-23})$$

- Bande étroite :

$$Z_0 = 120\pi \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \left[\log \left[4 \frac{w}{h} \right] + \frac{1}{8} \left(\frac{w}{h} \right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,451 + \frac{0,241}{\varepsilon_r} \right) \right] \quad (\text{I-24})$$

I.C.2.3.2. Calcul de l'inductance équivalente d'un RMLT

La condition de résonance donnée par l'équation (I-22) permet à la fois de calculer la fréquence de résonance d'un résonateur à un seul ou à plusieurs tours. Dans le cas d'un résonateur multi-tours, la formule de l'inductance totale du résonateur doit alors prendre en compte l'inductance propre de chaque boucle circulaire ainsi que les inductances mutuelles entre les boucles coplanaires (situées sur une même face du substrat) mais également parallèles (faces en regard) [38]. La Figure I-13 représente schématiquement les différents couplages inductifs dans le cas d'un résonateur 3 tours.

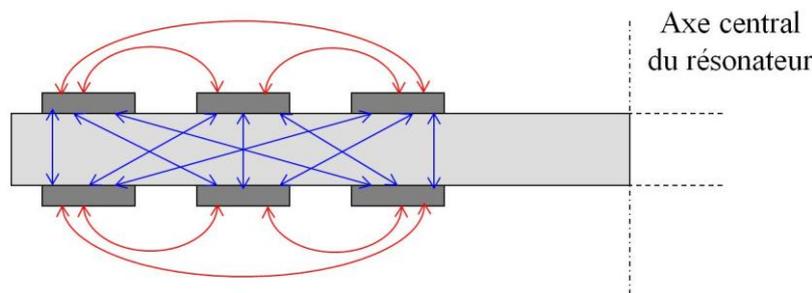


Figure I-13 – Représentation schématique des inductances mutuelles coplanaires et parallèles entre les différentes pistes d'un résonateur 3 tours.

Nous présentons ici le calcul de l'inductance équivalente d'un MTLR. Soit d_p le diamètre moyen de la spire p , D_p et D_q les diamètres extérieurs des spires p et q . L'inductance propre d'une boucle circulaire est calculée à partir de l'expression donnée par Coffin [39]:

$$L = 2\pi\mu_0 dp \left[\text{Log} \left(4 \frac{dp}{w} \right) - \frac{1}{2} + \left[\frac{1}{24} \left(\frac{w}{dp} \right)^2 \times \text{Log} \left(4 \frac{dp}{w} \right) + \frac{43}{12} \right] \right] \quad (\text{I-25})$$

L'inductance propre d'une face du résonateur, L_{ps} , est la somme des inductances propres de chacune des boucles circulaires la constituant. Elle est la même pour chacune des deux faces.

D'après la Figure I-13, dans le cas d'un résonateur à 3 tours, l'inductance mutuelle entre boucles coplanaires prend en compte le couplage inductif entre les différentes boucles circulaires d'une même face. L'inductance mutuelle entre des boucles situées de part et d'autre du substrat prend en compte l'inductance mutuelle entre boucles en vis-à-vis (de même diamètre) mais également les mutuelles croisées entre boucles de différents diamètres.

L'inductance mutuelle entre deux boucles p et q, qu'elles soient coplanaires ou situées sur des faces opposées, est calculée à partir de la formule de Maxwell :

$$M_{pq} = 4\pi\mu_0 \sqrt{g_p g_q} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) F(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (\text{I-26})$$

Avec $F(k)$ et $E(k)$ les intégrales elliptiques de premières et deuxièmes espèces respectivement et g_p et g_q des paramètres géométriques définis comme:

$$g_p = \frac{Dp(Dp-2w)}{2(Dp-w)} \quad \text{et} \quad g_q = \frac{Dq(Dq-2w)}{2(Dq-w)} \quad (\text{I-27})$$

Dans le cas de boucles coplanaires, le facteur k s'exprime par :

$$k_{\text{coplanar}} = 2 \frac{\sqrt{g_p g_q}}{g_p + g_q} \quad (\text{I-28})$$

Pour des boucles situées sur des faces différentes, le facteur k s'exprime par :

$$k_{\text{parallèle}} = 2 \sqrt{\frac{g_p g_q}{(g_p + g_q)^2 + h^2}} \quad (\text{I-29})$$

On note respectivement M_{cop} et M_{par} la somme des inductances mutuelles coplanaires et parallèles. M_{cop} étant la même pour chacune des deux faces, l'inductance totale d'une face du résonateur, L_s , s'exprime donc :

$$L_s = L_{ps} + 2.M_{cop} \quad (\text{I-30})$$

L'inductance totale du RMLT, L_{tot} , a ainsi comme expression :

$$L_{tot} = 2.L_s + 2.M_{par} \quad (\text{I-31})$$

En fonction du type de ligne de transmission, à bande large ou étroite, la combinaison des équations (I-23) ou (I-24) et de l'équation (I-31) permet de déterminer la fréquence de résonance du RMLT.

I.C.2.4. Conception

Ces résonateurs présentent l'avantage de pouvoir être réalisés sur une large variété de supports diélectriques. Néanmoins, le choix du matériau du substrat est crucial afin de ne pas dégrader les performances électriques du RMLT. En effet, l'énergie du champ électrique étant principalement concentrée dans le substrat, celui-ci doit être de bonne qualité. Le facteur de qualité d'un matériau diélectrique peut être représenté par son facteur de dissipation ou tangente de pertes : $\tan \delta$. Un bon matériau diélectrique sera associé à une valeur faible de $\tan \delta$. Dans le cas d'un $\tan \delta$ élevé, les pertes du matériau diélectrique domineront les qualités électriques du résonateur.

Cinq matériaux diélectriques ont été retenus. Le saphir et l'aluminate de lanthane, matériaux rigides, présentent tous deux des $\tan \delta$ faible. De plus, leur permittivité élevée permet la réalisation de résonateurs avec une épaisseur de substrat de plusieurs centaines de microns, évitant ainsi d'éventuels problèmes de tenue mécanique. Trois matériaux flexibles ont également été retenus: le Kapton®, le Peek® et le Téflon (FEP). Ils permettent de réaliser des antennes souples adaptables à toutes sortes de morphologie de la zone à observer et ainsi de maximiser le couplage magnétique, entre le résonateur et l'échantillon, et la détection du signal [41][42][43]. A titre d'exemples, les caractéristiques des différents substrats sur lesquels les RMLT mis en œuvre par l'IR4M ont été réalisés sont reportées dans le Tableau I-2.

Diélectrique	Epaisseur (μm)	ϵ	$\tan \delta$
Saphir	500	11,6	$3 \cdot 10^{-8}$
Aluminate de Lanthane	500	23,6	$< 8 \cdot 10^{-6}$ à 4 GHz
Kapton®	25, 50, 125	3,4 – 3,5	> 0.01 à partir de 1MHz
Peek®	50	3,2	0,005 à 1 MHz
Téflon (FEP)	125	2,15	$1 \cdot 10^{-5}$ à 1 MHz

Tableau I-2 - Paramètres des substrats diélectriques utilisés pour la réalisation de RMLT.

Comme nous pouvons le constater, les pertes diélectriques des substrats flexibles sont plus élevées que celles des substrats rigides. La variété de supports utilisables et de fréquences de résonance accessibles, via la géométrie des résonateurs, permet l'utilisation des RMLT dans de nombreuses applications. Nous y reviendrons au paragraphe I.C.3. Des résonateurs en YBaCuO, matériau supraconducteur, ont également été conçus, au sein de l'IEF, sur un substrat monocristallin de saphir. La fabrication a été réalisée par la société THEVA. Les photos de la Figure I-14 présentent différents résonateurs ou matrices de résonateurs réalisés à la CTU MINERVE. La Figure I-14 (a) représente deux résonateurs réalisés sur un substrat de Kapton® plan de 125 μm (en haut) et déformé (en bas) [44]. La Figure I-14 (b) présente un ensemble de résonateurs en cuivre sur un substrat de Peek® déformé de 50 μm . La Figure I-14 (c) présente un résonateur en YBaCuO sur saphir.

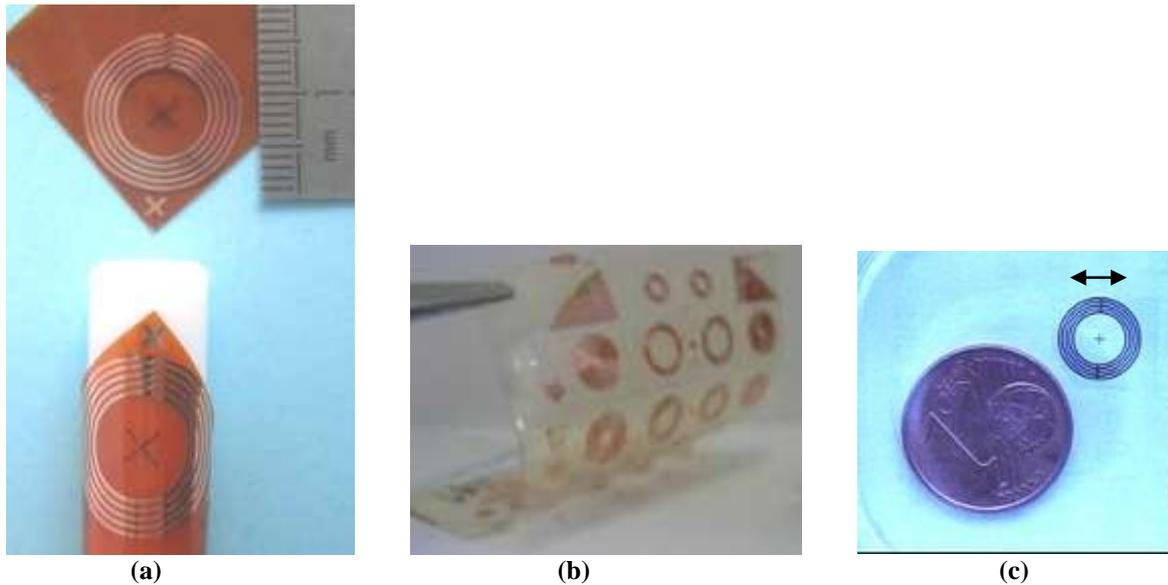


Figure I-14 - Exemples de réalisations de RMLT. (a) Résonateurs en cuivre sur Kapton®, plan et courbé. (b) Matrice de résonateurs en cuivre sur Peek®. Résonateur en YBaCuO sur saphir réalisé par la société THEVA.

Dans le cadre de cette thèse, des résonateurs en cuivre ont été réalisés à la centrale de technologie universitaire (CTU) MINERVE, à l'IEF, sur substrat de saphir [40]. Nous reviendrons en détails sur leur réalisation au chapitre II.

I.C.2.5. Performances

Afin d'évaluer l'apport des RMLT par rapport aux antennes classiques, il est nécessaire de disposer d'outils expérimentaux afin de déterminer leurs performances. La caractérisation des résonateurs réalisés permet de valider les outils de prédiction des paramètres dont nous disposons. Nous nous intéressons ici aux performances électromagnétiques des RMLT réalisés et à l'amélioration de la qualité des images correspondantes.

Les performances électriques des RMLT sont évaluées par la mesure de différents paramètres : leur fréquence de résonance f_0 , leur facteur de qualité Q et leur sensibilité de détection. La mesure de ces paramètres est réalisée sur table, à l'aide d'une méthode originale de caractérisation développée à l'IR4M, appelée méthode simple boucle [45]. Cette méthode est présentée dans l'Annexe - A. Nous y reviendrons également plus en détails au chapitre 2, lors de la caractérisation de résonateurs en cuivre sur saphir que nous avons réalisés.

Nous présentons quelques-uns des principaux résultats obtenus lors de la mise en œuvre de RMLT à l'IR4M. La mesure de la fréquence de résonance a permis de valider le procédé de fabrication des résonateurs. Un écart maximal de 10% entre la fréquence de résonance attendue et celle mesurée a été obtenu, et ce pour des antennes sur supports souples ou rigides [45]. De plus, les facteurs de qualité mesurés sur les résonateurs à supports rigides correspondent aux facteurs de qualité maximum accessibles pour chaque fréquence de travail et chaque géométrie. Les facteurs de qualité mesurés sur substrats souples sont inférieurs, du fait des tangentes de pertes plus élevées des matériaux utilisés, mais restent satisfaisants. Les

résonateurs sur support rigide ont notamment mis en évidence un gain d'un facteur 1,2 de la sensibilité de détection par rapport à une antenne conventionnelle [46]. Enfin, les antennes fabriquées sur FEP présentent des facteurs de qualité deux fois plus importants que des antennes de géométries identiques réalisées sur Kapton®, et ce même pour des fréquences élevées [47].

I.C.3. Applications

Les RMLT, en cuivre ou en matériaux supraconducteurs sur supports rigides, ont été utilisés depuis de nombreuses années par l'IR4M pour des applications aussi diverses que la microimagerie du petit animal, l'observation des régions superficielles chez l'homme ou encore l'imagerie localisée sur organe excisé. Des antennes sur support souple ont également été implantées en vue de réaliser des images in-vivo. Nous présentons ici, de manière non exhaustive, quelques-uns des résultats obtenus.

L'amélioration de la qualité des images obtenues à l'aide d'un RMLT par rapport à celles obtenues avec une antenne de surface classique est illustrée sur la Figure I-15 [48]. Le RMLT utilisé est en cuivre à température ambiante. Ces images de la peau du doigt ont été obtenues à 1,5 T, avec les mêmes paramètres d'acquisition.

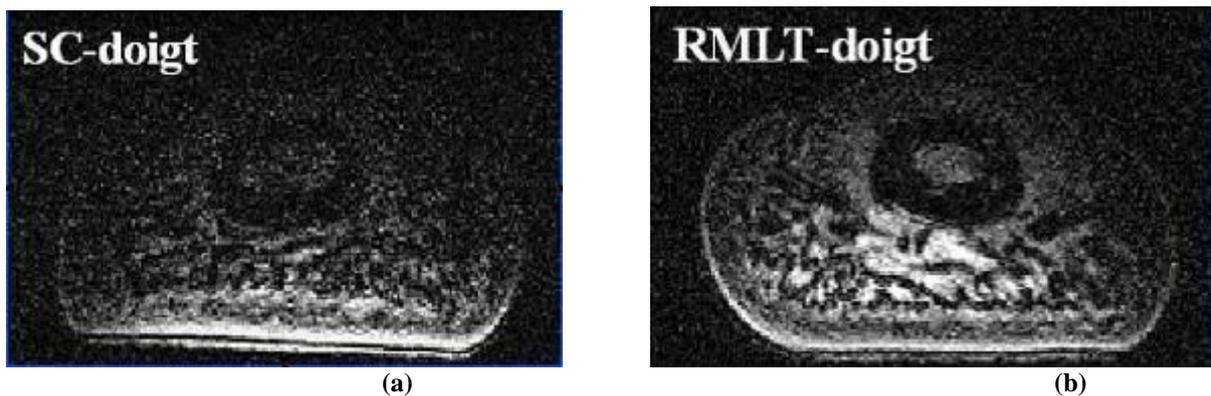


Figure I-15 – Images in vivo de la peau du doigt à 1,5 T. (a) Obtenue à l'aide d'une antenne de surface classique. (b) Obtenue à l'aide d'un RMLT en cuivre à température ambiante.

L'image obtenue à l'aide du RMLT en cuivre est plus homogène que celle obtenue à l'aide d'une antenne de surface classique, et avec un champ de vue plus grand.

L'apport des antennes supraconductrices par rapport à celles en cuivre dans le domaine de l'imagerie de la peau in vivo est illustré sur la Figure I-17 [49]. Ces images de peau du mollet ont été obtenues dans un appareil clinique standard à 1,5 T. La taille du voxel est de $40 \times 80 \times 900 \mu\text{m}^3$ et le temps d'acquisition d'environ 10 minutes.

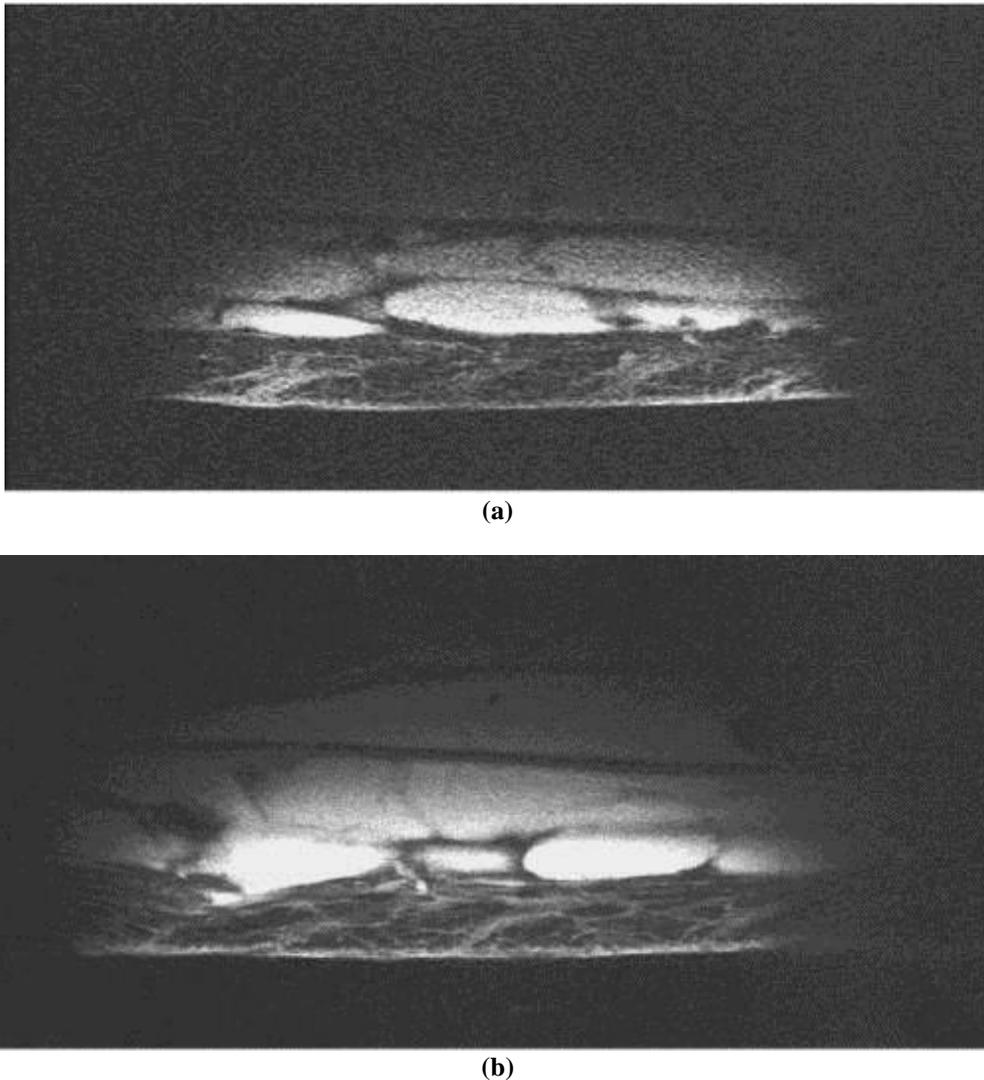
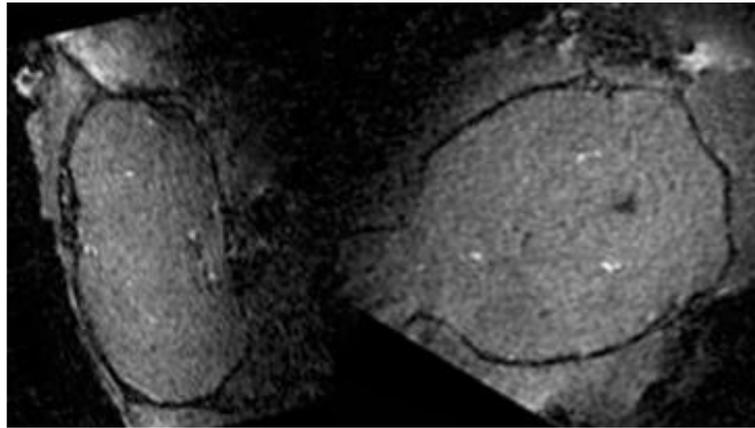


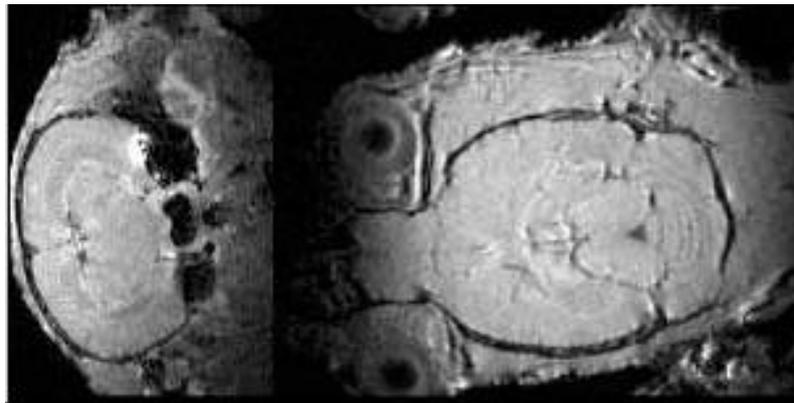
Figure I-16 – Images in vivo de la peau du mollet à 1,5 T. Taille du voxel : $40 \times 80 \times 900 \mu\text{m}^3$, temps d'acquisition : environ 10 minutes. (a) Obtenue avec un résonateur en cuivre. (b) Obtenue avec un résonateur supraconducteur.

Ces images illustrent la qualité très supérieure des images obtenues avec les antennes supraconductrices. En effet, les régions homogènes telles que le derme ou l'épiderme sont moins bruitées et le RSB est donc significativement meilleur. La résolution spatiale est également améliorée et permet de localiser plus précisément les différentes strates constituant la peau. Enfin, le contraste plus important permet de différencier des structures très proches, même lorsque celles-ci sont de très petites tailles.

Une étude comparative entre les résonateurs en cuivre et ceux en matériau supraconducteur a également été menée dans le domaine de la microimagerie du petit animal [26]. Des antennes en cuivre (à température ambiante) et en YBaCuO (refroidi à 77 K), de géométries identiques, ont été utilisées afin de réaliser des images du cerveau de souris. La séquence d'acquisition est la même dans les deux cas (voxel : $117 \mu\text{m}^3$, temps d'acquisition inférieur à la demi-heure). Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure I-17. Un gain en RSB de 4,7 a été mesuré au centre du cerveau.



(a)



(b)

Figure I-17 – Images du cerveau à 1,5 T acquises avec deux résonateurs de structures identiques, l'un en cuivre (a) et l'autre en supraconducteur refroidi à 77 K (b). Les images sont réalisées avec la même séquence d'acquisition.

Des antennes en cuivre sur support de Kapton® ont été réalisées et optimisées en vue d'une utilisation en microimagerie de tumeur mammaire chez la souris dans un imageur à 2,35 T. Un résonateur 4 tours, de fréquence de résonance 100,1 MHz a ainsi été réalisé sur un substrat de 50 μm d'épaisseur.

Des images de démonstration in vivo sur fantômes ont ainsi été réalisées [50]. Une comparaison a été effectuée entre un RMLT plat et un RMLT souple adapté à la forme du fantôme, celui-ci étant enveloppé par le support de l'antenne. Les images obtenues sont représentées sur la Figure I-18. Ces images ont été acquises en 17 minutes, avec une résolution de $1000 \times 150 \times 78 \mu\text{m}^3$. En utilisant un résonateur dont la forme est adaptée à celle du fantôme, celui-ci apparaît extrêmement bien défini.



Figure I-18 – Images de fantômes à 2,35 T. (a) Obtenue avec un RMLT plat. (b) Obtenue avec un RMLT sur support souple adapté à la forme du fantôme.

L'image obtenue à l'aide du RMLT adapté à la forme du fantôme est plus homogène et présente un champ de vue plus important. Un gain en RSB d'un facteur 1,2 a été obtenu.

Récemment, les antennes miniatures en cuivre sur support souple de FEP ont été implantées in vivo. En effet, l'implantation d'une antenne au plus près de la zone de l'échantillon à observer permet de réaliser des images haute résolution de structures microscopiques profondes [51]. Cependant, dans la majorité des applications, les antennes implantées sont réalisées en technologie discrètes ou avec fil. Dans le cadre de la thèse de Magdalena Coûté, en collaboration avec le Laboratoire de Génie des Procédés Plasmas et Traitement de Surface (LGPPTS) de l'Université Pierre et Marie Curie (ENSCP), un procédé d'encapsulation des RMLT a été développé afin de les rendre implantables. Cette encapsulation se fait par du PDMS, matériau polymère souple et biocompatible à moyen terme. Ce procédé a été optimisé par des traitements de surface permettant d'augmenter l'adhésion entre le polymère et le métal constituant l'antenne [52]. L'antenne ainsi encapsulée a ensuite été implantée dans le cerveau d'un rat en vue de réaliser des images haute résolution dans un appareil petit animal corps entier à 7 T. L'objectif est de caractériser ainsi l'activité énergétique du bulbe olfactif du rat afin d'élargir, à terme, les connaissances dans le domaine des maladies neurovégétatives. La Figure I-19 représente l'image du cerveau du rat obtenue in vivo avec une antenne implantée à 7 T [47]. L'antenne utilisée possède un rayon de 2,8 mm. Elle est réalisée sur 125 μm de FEP et encapsulée par 150 μm de PDMS. Cette image permet de mettre en évidence la forte sensibilité locale apportée par l'antenne implantée.

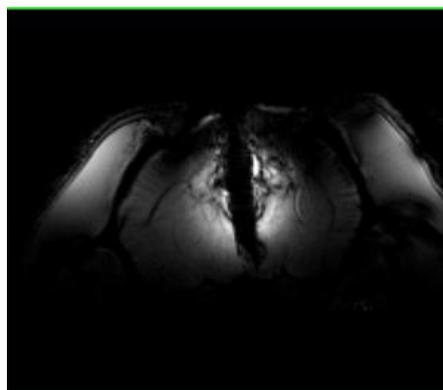


Figure I-19 – Image in vivo du cerveau du rat obtenue avec une antenne implantée à 7 T. Résolution $(100 \mu\text{m})^3$ Temps d'acquisition : 15min.

I.D. Limitation : Accord en fréquence

L'utilisation de résonateurs miniatures à haute sensibilité s'accompagne de problèmes de mise en œuvre nouveaux, notamment en ce qui concerne le traitement et le conditionnement électromagnétique des signaux RMN. L'accord en fréquence, le découplage ou encore l'adaptation en puissance du résonateur à la chaîne de réception ne peuvent plus être réalisés de manière classique, par l'utilisation de composants discrets rapportés. Au cours de cette thèse, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à l'accord en fréquence des RMLT.

Au cours d'une expérience d'IRM, il est parfois nécessaire de procéder à un réajustement de la fréquence de résonance de l'antenne de détection. En effet, l'influence de l'environnement de l'expérience ou du patient conduit à une modification de f_0 . De plus, l'imprécision sur la prédiction de f_0 , réalisée par le modèle décrit au cours de ce chapitre, fait que la fréquence de résonance du résonateur réalisé est différente de la fréquence de Larmor visée et il est donc nécessaire de procéder à un accord « post-fabrication » du résonateur. La nécessité d'un ajustement de la fréquence de résonance devient critique dans les cas de résonateurs en matériaux supraconducteurs, de par leur bande passante très étroite.

Les techniques d'accord utilisées pour accorder les antennes conventionnelles consistent à souder des composants discrets, capacitifs ou inductifs, directement sur l'enroulement conducteur. Ces techniques ne sont évidemment pas adaptées aux résonateurs monolithiques miniatures car elles induisent une dégradation importante de leurs performances électromagnétiques, augmentant le bruit propre de l'antenne et diminuant l'homogénéité du champ RF créé. De plus, la dimension des composants rapportés, devenant supérieure à celle de l'antenne, est un frein à la mise en œuvre d'antennes miniaturisées.

Une des techniques permettant de modifier la fréquence de résonance d'un RMLT consiste à découper l'extrémité d'une des pistes de cuivre et à la retirer afin de modifier l'inductance équivalente et l'impédance caractéristique du résonateur. Cette méthode est fréquemment utilisée pour des structures monolithiques auto-résonantes [53][54]. Le principal inconvénient de cette technique est qu'elle ne permet d'obtenir qu'une variation discrète de la fréquence de résonance et, qui plus est, de façon non-réversible.

Une autre manière de faire varier la fréquence de résonance d'un RMLT est d'utiliser un élément extérieur, dit d'accord, afin de modifier l'environnement électromagnétique du résonateur. A l'heure actuelle, deux méthodes expérimentales sont utilisées à l'IR4M pour faire varier la fréquence de résonance d'un RMLT. Il est en effet possible de diminuer f_0 en plaçant une lame diélectrique, d'épaisseur et de permittivité appropriées, contre les pistes de la face la plus éloignée de l'objet étudié. Le décalage en fréquence est d'autant plus grand que la permittivité et l'épaisseur de la lame sont élevées. Un système de cale peut éventuellement être utilisé afin de varier l'espacement entre l'antenne et la lame, ceci permettant d'obtenir différents décalages en fréquence. Le décalage obtenu diminue alors avec l'espacement. La Figure I-20 (a) illustre le principe de cet accord par une lame diélectrique. Le résonateur supraconducteur est posé sur un doigt froid relié à l'intérieur du cryostat. Une lame de téflon est utilisée pour réaliser l'accord.

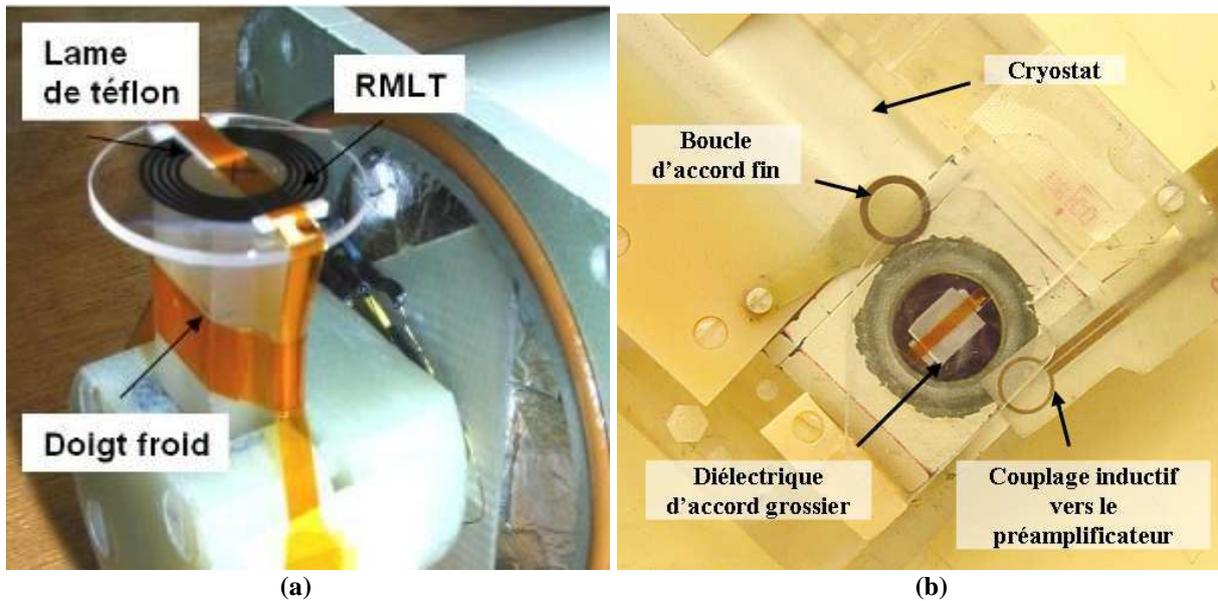


Figure I-20 – Techniques expérimentales de réaccord des RMLT. (a) Accord diélectrique, une lame de téflon est placée contre les pistes du résonateur en matériau supraconducteur, lui-même posé sur un doigt froid relié à l'intérieur du cryostat. (b) Environnement de l'antenne supraconductrice, située à l'intérieur du cryostat. Une boucle en cuivre se translate au-dessus des pistes du résonateur pour réaliser l'accord.

Il est également possible d'augmenter f_0 , par couplage inductif, à l'aide d'une petite boucle en cuivre imprimée placée au voisinage du résonateur. L'échange d'énergie, et donc le décalage en fréquence accessible, sera maximal pour une boucle de même diamètre que le diamètre extérieur du résonateur. Un système de pivot, permettant de faire varier le recouvrement du résonateur par la boucle, peut être utilisé pour disposer d'une gamme d'accord. Le décalage en fréquence sera alors maximal lorsque l'antenne et la boucle d'accord seront coaxiales. La Figure I-20 (b) illustre cet accord par une boucle en cuivre. L'antenne supraconductrice est placée à l'intérieur du cryostat, 1,5 mm derrière la fenêtre de saphir. La boucle d'accord peut se translater afin de réaliser l'accord.

La mise en œuvre de ces techniques est cependant délicate et peu adaptée à l'environnement IRM. En effet, le temps nécessaire pour réaliser l'accord rallonge considérablement la durée de l'expérience, ce qui s'avère problématique lorsque celle-ci est menée sur un patient. De plus, on relève de nombreuses autres limitations. Tout d'abord, ces deux techniques ne permettent que d'obtenir un accord discret de la fréquence et il particulièrement difficile d'obtenir avec précision la fréquence visée. La précision est également limitée par le manque de reproductibilité du positionnement de l'élément d'accord. Enfin, la compréhension des mécanismes physiques mis en jeu ne permet pas la prédiction du décalage en fréquence accessible en fonction des paramètres, physiques ou géométriques, de l'élément d'accord ainsi que de la distance entre celui-ci et la surface du résonateur.

L'objectif principal de cette thèse a été de développer un système, intégré au plus près du résonateur, permettant le contrôle actif de la fréquence de résonance de celui-ci. En particulier, nous avons étudié de nouvelles techniques d'accord basées sur les principes décrits précédemment et permettant de réaliser un accord fin, reproductible et en temps réel lors de l'expérience d'IRM.

Cette étude s'inscrit dans un travail plus large de fonctionnalisation de résonateurs monolithiques à haute sensibilité par l'intégration de microsystèmes. L'objectif final étant de remplacer en partie la chaîne de conditionnement et de traitement du signal des équipements IRM par une micro-électronique fonctionnalisée.

Nous présentons dans le chapitre suivant l'étude de deux techniques d'accord basées sur un couplage capacitif ou inductif. Ces techniques utilisent le déplacement contrôlé de l'élément d'accord afin de réaliser un accord fin et reproductible d'un RMLT. Les résultats d'une étude paramétrique, comprenant des mesures expérimentales sur tables, des simulations numériques et une modélisation analytique, permettent à la fois d'illustrer et comprendre les phénomènes physiques mis en jeu sont présentés. Cette étude a été menée sur un résonateur en cuivre sur substrat de saphir, prévu pour l'imagerie du proton de l'eau à 1,5 T, que nous avons réalisé à la CTU MINERVE.

Bibliographie du Chapitre I

- [1] **E.M. Purcell, H.C. Torrey and R.V. Pound,**
Resonance absorption by nuclear magnetic moments in a solid.
Phys. Rev., 1946. **69**: p. 37
- [2] **F. Bloch, W.W. Hansen and M. Packard,**
The nuclear induction experiment.
Phys. Rev., 1946. **70**: p. 474
- [3] **F. Bloch,**
Nuclear induction.
Phys. Rev., 1946. **70**: p. 460
- [4] **T.C. Farrar and E.D. Becker,**
Pulse and Fourier Transform NMR.
Chapitre 5, Academic Press. 1971, New York.
- [5] **S. Ljunggren,**
A simple graphical representation of fourier-based imaging methods.
J. Magn. Res., Sep. 1983, **54**(2), p. 338-343.
- [6] **C.N. Chen et D.I Houtl,**
Biomedical magnetic resonance technology.
Medical science series. 1989, Bristol; New York: A. Hilger
- [7] **D.I. Houtl, and R.E. Richards,**
The signal-to-noise ratio of the nuclear magnetic resonance experiment.
J. Magn. Reson., 1976. **24**, p. 71-85.
- [8] **C. E. Hayes, W. A. Edelstein, J. F. Schenck, O. M. Mueller, et M. Eash,**
An efficient, highly homogeneous radiofrequency coil for whole-body NMR imaging at 1.5 T.
J. Magn. Res., 1985, **63**(3), p. 622-628.
- [9] **P. B. Roemer, W. A. Edelstein, C. E. Hayes, S. P. Souza, et O. M. Mueller,**
The NMR phased array.
Magn. Reson. Med., 1990, **16**(2), p. 192-225.
- [10] **D.I. Houtl,**
The sensitivity of the zeugmatographic experiment involving human samples.
J. Magn. Res., 1979. **34**, p. 425-433.

- [11] **D. G. Gadian et F. N. H. Robinson,**
Radiofrequency losses in NMR experiments on electrically conducting samples.
J. Magn. Res., 1979, **34**(2), p. 449-455.
- [12] **J. G. van Heteren, R. M. Henkelman, et M. J. Bronskill,**
Equivalent circuit for coil-patient interactions in magnetic resonance imaging.
Magn. Reson. Im., 1987, **5**(2), p. 93-99.
- [13] **Suits B.H., G.A.N., Miller J.B.,**
Surface and Gradiometer Coils near a Conducting Body: The Lift-off Effect.
J. Magn. Reson., 1998, **135**, p. 373-379.
- [14] **M. Descorps, P. Blondet, H. Reutenauer, J.P. Albrand et C. Remy,**
An inductively coupled, series-tuned NMR probe.
J. Magn. Reson., 1984, **60**(3), p. 397-404.
- [15] **Kraichman, M.B.,**
Impedance of a circular loop in an infinite conducting medium.
J. Res. Nat. Bureau of Standards, D. Radio propagation, 1962, **66D**(4), p. 499-503.
- [16] **R.L. Powel et F.R. Fickett,**
Cryogenics properties of Copper.
National Bureau of Standards: Boulder, Colorado, 1979.
- [17] **M. S. Albert et al.,**
Biological magnetic resonance imaging using laser-polarized ¹²⁹Xe.
Nature, 1994, **370**, p.199-201.
- [18] **L. Axel, J.**
Surface coil magnetic resonance imaging.
Comput. Assist. Tomogr., 1984, **8**, p.381.
- [19] **J.J.H. Ackerman et al.,**
Mapping of metabolites in whole animals by 31P NMR using surface coils.
Nature, 1980, **283**, p.167.
- [20] **L.Darrasse et al.,**
Perspectives with cryogenic RF probes in biomedical MRI.
Biochimie, 2003, **85**, p. 915.
- [21] **P. Styles et N. Soffe,**
A high resolution NMR probe in which the coil and preamplifier are cooled with liquid helium.
J. Magn. Res., 1984. **60**(3): p.397-404.
- [22] **A.S. Hall et al.**
Investigations of a whole-body receiver coil operating at liquid nitrogen temperatures.
Magn. Reson. Med., 1988. **7**: p.230.

- [23] **H. Kovacs, D. Moskau, et M. Spraul,**
Cryogenically cooled probes—a leap in NMR technology.
Progress in Nuclear Magnetic Resonance Spectroscopy, 2005, **46**(2), p. 131-155.
- [24] **Black, R.D., T.A. Early, and G.A. Johnson,**
Performance of a High-Temperature Superconducting Resonator for High-Field Imaging.
J. Magn. Res. Series A, 1995, **113**(1), p. 74-80.
- [25] **A. S. Hall et al.**
Use of high temperature superconductor in a receiver coil for magnetic resonance imaging.
Magn. Reson. Med., 1991, **20**, p. 340
- [26] **M. Poirier-Quinot, J. Ginefri, O. Girard, P. Robert, et L. Darrasse,**
Performance of a miniature high-temperature superconducting (HTS) surface coil for in vivo microimaging of the mouse in a standard 1.5T clinical whole-body scanner.
Magn. Reson. Med., 2008, **60**(4), p. 917-927.
- [27] **D. Gareis et al.**
Mouse MRI using phased-array coils
NMR Biomed., 2007, **20**.
- [28] **F. David Doty, G. Entzminger, J. Kulkarni, K. Pamarthy and J. P. Staab**
RF Coil Technology for Small-Animal MRI.
NMR Biomed., 2007; **20**, p: 304-325.
- [29] **R.S. Withers , L.G.C., Cole B.F., Johansson M.,**
Thin film HTC probe coil for magnetic resonance imaging.
IEEE trans. Appl. Superconductivity, 1993, **1**, p.2450.
- [30] **Miller, J.R., et al.,**
Performance of a high-temperature superconducting probe for in vivo microscopy at 2.0 T.
Magn. Reson Med., 1999, **41**(1), p. 72-79.
- [31] **Zhang, X.L., K. Ugurbil, and W. Chen,**
Microstrip RF surface coil design for extremely high-field MRI and spectroscopy.
Magn. Reson. Med., 2001, **46**(3), p. 443-450.
- [32] **Gonord, P., S. Kan, and A. Leroy-Willig,**
Parallel-plate split-conductor surface coil: analysis and design.
Magn. Reson. Med., 1988, **6**(3), p. 353-358.
- [33] **Odoj, F., et al.,**
A superconducting probehead applicable for nuclear magnetic resonance microscopy at 7 T.
Review of Scientific Instruments, 1998, **69**(7), p.2708-2712.
- [34] **Ma, O.Y., et al.**
Superconducting RF coils for magnetic resonance imaging.
International Workshop on Superconductivity. (4th Joint ISTE/MRS) Workshop).
Int. Superconductivity Technol. Center; & Mater. Res. Soc, Tokyo, Japan & Pittsburgh, PA,
USA; 1999; xvii+240 pp. 1999.

- [35] **Serfaty, S., et al.,**
Multi-turn split-conductor transmission-line resonators.
Magn. Reson. Med., 1997, **38**(4), p. 687-9.
- [36] **Gonord, P., et al.,**
Multigap Parallel-Plate Bracelet Resonator Frequency Determination and Applications.
Review of Scientific Instruments, 1994. **65**(11), p. 3363-3366.
- [37] **H. A. Wheeler,**
Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet.
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 2002, **13**(2), p. 172-185.
- [38] **S. Megherbi, J.-C. Ginefri, L. Darrasse, G. Raynaud, J.-F. Pône.**
Behavioral VHDL-AMS model and experimental validation of a nuclear magnetic resonance sensor.
Microsyst. Technol., 2005, **12**, p: 38–43
- [39] **J. G. Coffin,**
Extension of Maxwell's Series Formula for the Mutual Inductance of Coaxial Circles.
Phys. Rev., 1913, **2**, p. 65–71.
- [40] **Coûtrot, A.L., et al.,**
Copper micromoulding process for NMR microinductors realization.
Sensors and Actuators a-Physical, 2002, **99**(1-2), p. 49-54.
- [41] **F. D. Doty et al.,**
Radio frequency coil technology for small-animal MRI.
NMR Biomed., 2007, **20**, p. 304.
- [42] **T. Dohi et al.,**
The flexible micro resonator for the magnetic resonance cacheter.
13th Int. Conf. Solid-state sensors, actuators and Microsystems, Seoul (Corée du Sud), 2005.
- [43] **D. Ellersiek et al.,**
Flexible RF Microcoils with ;Integrated Capacitor for NMR Applications.
16th MicroMechanics Europe workshop, Göteborg (Suède), 2005.
- [44] **Woytasik M., E.D.-G., J.-P. Grandchamp, E. Martincic, M. Poirier-Quinot, J.-C. Ginefri, L. Darrasse, J. Vautier,**
Copper microcoils dedicated to NMR imaging.
15th MicroMechanics Europe Workshop (MME 2004), Leuven (Belgique), pp. 143-146, septembre 2004.
- [45] **Ginefri, J.C., E. Durand, and L. Darrasse,**
Quick measurement of nuclear magnetic resonance coil sensitivity with a single-loop probe.
Review of Scientific Instruments, 1999, **70**(12), p. 4730-4731.

- [46] **M.Poirier-Quinot et al.,**
Evaluation of multiturn transmission line resonator for localized MR microscopy at 1.5T.
11th Scientific Meeting of International Society of Magnetic Resonance in Medicine (ISMRM), Toronto (Canada), p. 2389, Juillet 2003.
- [47] **Coût M., Ginefri J.-C., Rubin A., Woytasik M., Darrasse L., Boumezbeur F., Lethimonnier F., Tatoulian M. Dufour-Gergam E.**
Implantable microcoils dedicated to magnetic resonance imaging.
6th International Conference on Microtechnologies in Medicine and Biology (MMB) Lucerne (Suisse). Mai 2011
- [48] **Poirier-Quinot M. L., Ginefri J.-C., Darrasse L., Coûtrot A. L., Dufour-Gergam E., Martinsic E., Grandchamp J.P.**
Conception de résonateurs a ligne de transmission dédiés a la microscopie IRM localisée in vivo a 1.5 T.
10ème Congrès du Groupe de Recherche sur les Applications du Magnétisme en Médecine (GRAMM), Angers, février 2003.
- [49] **Ginefri, J.C., L. Darrasse, and P. Crozat,**
High-temperature superconducting surface coil for in vivo microimaging of the human skin.
Magn. Reson. Med., 2001, **45**(3), p. 376-382.
- [50] **Ginefri J.-C., Woytasik M., Girard O., Raynaud J.-S., Dufour-Gergam E., Robert P., Darrasse L.**
Miniature Form-Fitting Transmission Line Resonator for in-vivo small-animal imaging at 2.35 T.
4th Scientific Meeting of International Society of Magnetic Resonance in Medicine (ISMRM), Seattle (USA), p. 523. .Mai 2006.
- [51] **A C. Yung, et al.,**
Signal to noise ratio comparison of phased-array vs. implantable coil for rat spinal cord MRI.
Magn. Reson. Imaging, 2007, **25**(8), p. 1215-1221.
- [52] **F.D. Egitto, L.J. Matienzo,**
Plasma modification of polymer surfaces for adhesion improvement.
IBM J. Res. Develop., 1994, **38**, pp. 423-439.
- [53] **J. Ginefri, M. Poirier-Quinot, O. Girard, et L. Darrasse,**
Technical aspects: development, manufacture and installation of a cryo-cooled HTS coil system for high resolution in-vivo imaging of the mouse at 1.5 T.
Methods (San Diego, Calif.), 2007, **43**(1), p. 54-67.
- [54] **J. C. Nouls, M. G. Izenon, H. P. Greeley, et G. A. Johnson,**
Design of a superconducting volume coil for magnetic resonance microscopy of the mouse brain.
J. Magn. Res., 2008, 191(2), p. 231-238.

Chapitre II.
*Etude de techniques
d'accord originales dédiées
aux antennes miniatures à
haute sensibilité.*

Chapitre II. Etude de techniques d'accord originales dédiées aux antennes miniatures à haute sensibilité.

Le développement de techniques d'accord originales, permettant de réaliser un réaccord fin et reproductible des résonateurs à haute sensibilité apparaît nécessaire afin d'optimiser leur fonctionnement et leurs performances. Deux principes d'accord, consistant à déplacer un élément d'accord à proximité de la surface du résonateur afin de modifier son environnement électromagnétique, sont étudiés. Ces deux principes présentent l'avantage d'être complémentaires puisque le fait d'approcher une lame de diélectrique d'un résonateur permet de diminuer sa fréquence de résonance tandis qu'approcher une boucle conductrice permet de l'augmenter.

Les premières expériences sur l'effet d'une couche diélectrique recouvrant une ligne de transmission date de 1976, avec le recouvrement d'une ligne de type microruban par un film de Bi_2O_3 [55]. Depuis, l'utilisation d'une couche diélectrique servant à protéger des antennes à lignes de transmission a été largement étudiée [56][57][58]. La présence du diélectrique, par interception des lignes de champs électrique à la surface de l'antenne, entraîne une modification de la constante diélectrique effective de l'antenne. Il en résulte une variation des propriétés électriques de l'antenne, telles que son impédance caractéristique, sa fréquence de résonance ou encore son facteur de qualité [58].

Cette étude a ensuite été étendue au cas d'antennes à lignes de transmission recouvertes par plusieurs couches diélectriques, d'épaisseurs et de permittivités différentes [59]. Plusieurs méthodes de calcul de la permittivité effective de la structure multicouche, permettant ainsi de déterminer la fréquence de résonance de l'antenne modifiée par la présence des couches diélectriques, ont été proposées [60][61]. Un cas particuliers revient à considérer la couche recouvrant directement l'antenne comme de l'air ($\epsilon = 1$), séparant ainsi l'antenne d'une seconde couche diélectrique de permittivité plus élevée [62]. Il est ainsi montré que la fréquence de résonance de l'antenne augmente avec la distance entre la couche diélectrique et sa surface.

Les formulations empiriques développées au cours de ces différentes études afin de calculer la fréquence de résonance d'une antenne en fonction de l'épaisseur et de la permittivité des différentes couches de diélectriques la recouvrant, ont, pour la plupart d'entre-elles, été faites pour des antennes fonctionnant dans le domaine des Micro-Ondes, c'est-à-dire à des fréquences beaucoup plus hautes que la fréquence de résonance des RMLT que nous étudions,

et pour des géométries très différentes comme les antennes de type patchs rectangulaires. De plus aucune formulation n'a été proposée pour des structures double face. Il apparaît nécessaire d'étudier l'influence d'une couche diélectrique, séparé de la surface d'un RMLT par un gap d'air, sur les paramètres électriques du résonateur afin de relier, en particulier, le décalage en fréquence obtenu aux paramètres physiques et géométriques de la couche ainsi que de la distance entre la surface du résonateur et la couche diélectrique.

L'utilisation du couplage inductif entre une antenne et une boucle conductrice est un procédé permettant d'optimiser le fonctionnement de l'antenne connu depuis de nombreuses années, notamment afin de réaliser l'adaptation d'impédance de l'antenne au reste de la chaîne d'acquisition [63][64]. Le premier exemple d'application pour une antenne d'IRM date de 1974 [65]. Le principe du couplage inductif repose sur l'interception par la boucle conductrice d'une partie du flux du champ magnétique généré par l'antenne lors de son utilisation. L'équipe de Hoult a montré qu'une boucle conductrice placée à proximité d'une antenne d'IRM entraînait une modification des paramètres électriques de l'antenne tels que son impédance ou sa réactance totale [66].

Bien que l'utilisation d'une boucle conductrice utilisée pour réaliser l'accord en fréquence d'antennes IRM soit un procédé expérimental couramment utilisé et basé sur les lois classiques de l'électromagnétisme, il n'existait néanmoins aucun modèle permettant de relier le décalage en fréquence obtenu à différents paramètres tels que les dimensions de la boucle, sa distance à l'antenne ou encore le pourcentage de recouvrement de l'antenne par la boucle.

Il apparaît ainsi nécessaire de procéder à une étude de chacune de ces deux techniques, afin de mieux comprendre les phénomènes physiques mis en jeu ainsi que de disposer d'outils permettant de déterminer le décalage en fréquence accessible en fonctions des paramètres physique et géométriques de l'élément d'accord utilisé, ainsi que de sa distance à la surface de l'antenne.

Dans le cas de l'accord diélectrique, nous avons étudié l'influence d'une lame diélectrique, de surface plus grande que celle de l'antenne et parallèle au plan de celle-ci. Pour l'accord inductif, l'élément d'accord est une boucle conductrice, coaxiale à l'antenne. Dans les deux cas, nous avons évalué le décalage en fréquence accessible en fonction de la position de l'élément d'accord sur l'axe de l'antenne.

L'objectif à terme de cette étude est de mettre en œuvre ces techniques d'accord à l'aide d'un dispositif de micro-déplacement permettant un ajustement fin de la fréquence de résonance de l'antenne à la fréquence de Larmor visée. La conception et la mise en œuvre de ce dispositif feront l'objet du Chapitre III.

Afin d'étudier la faisabilité de telles techniques, une étude paramétrique complète a été réalisée. Celle-ci s'appuie sur :

- Des caractérisations expérimentales de paramètres électriques du résonateur étudié (fréquence de résonance, facteur de qualité, rapport B_1/\sqrt{P}) en fonction des paramètres physiques et géométriques de l'élément d'accord ainsi que de la distance entre celui-ci et la surface du résonateur.

- Des simulations électromagnétiques permettant d'illustrer les phénomènes physiques mis en jeu lors de la mise en œuvre de ces techniques par l'obtention des cartes de champs électrique et magnétique à proximité du résonateur en présence d'un élément d'accord.
- Des modèles analytiques permettant une prédiction rapide et fiable de la fréquence de résonance en fonction des paramètres physiques et géométriques de l'élément d'accord ainsi que de la distance entre celui-ci et la surface du résonateur.

Dans ce qui suit nous présentons tout d'abord les réalisations technologiques nécessaires à cette étude. Des résonateurs en cuivre sur saphir ont été réalisés à la CTU MINERVE. Le procédé de fabrication ainsi que les caractérisations effectuées sont décrits. La fabrication des boucles de cuivre sur Kapton®, utilisées pour réaliser l'accord inductif des résonateurs réalisés, est également abordée.

Nous présentons ensuite les différents moyens mis en œuvre afin d'étudier la faisabilité des deux techniques d'accord originales décrites précédemment. Nous décrivons les caractérisations expérimentales ainsi que les simulations numériques que nous avons réalisées pour chacune des deux techniques d'accord. Enfin, nous détaillons les modèles analytiques de prédiction rapide de la fréquence de résonance que nous avons élaborés.

Pour finir, nous présentons les résultats de l'étude paramétrique réalisée pour chacune des deux techniques d'accord et la faisabilité de celles-ci est discutée.

II.A. Réalisations technologiques & caractérisations

L'étude du micromoulage de cuivre a été réalisée au laboratoire durant les travaux de thèse de Jean-Marie Quimper (soutenue en 2001). L'application de ce procédé à la réalisation d'antennes pour l'IRM a été faite durant les travaux de thèses d'Anne-Lise Coûtrot (miniaturisation d'antennes en cuivre sur verre, saphir et aluminate de lanthane, 2003) et Marion Woytasik (réalisation d'antennes en cuivre sur support souple, 2005).

Ce procédé s'est avéré essentiel au développement d'antennes miniatures monolithiques à haute sensibilité, permettant également un large spectre d'applications (antennes supraconductrices, implantées etc.)

Au cours de ce travail, ce procédé a été appliqué à la réalisation de résonateurs en cuivre déposé sur substrat de saphir. Outre une très grande dureté et une tangente de pertes faible, le saphir présente l'avantage d'être hautement inerte et résistant à la plupart des attaques utilisées en microfabrication, telles que les attaques acides (dont l'acide Fluorhydrique HF) ou les plasmas fluorés (NH_3 , CF_4). Le Tableau II-1 résume les principales caractéristiques du substrat de saphir utilisé.

Propriétés géométriques

Diamètre	5,1 cm
Epaisseur	330 μm

Propriétés physiques

Module d'Young	345 GPa
Densité	3,98 g.cm^{-3}
Coefficient de Poisson	0,25 – 0,30

Propriétés électriques

Constante diélectrique	11, 6
Tangente de pertes	1×10^{-5} à 100 MHz

Tableau II-1 – Caractéristiques du substrat de saphir utilisé pour la fabrication de résonateurs en cuivre.

II.A.1. Fabrication de RMLT en cuivre sur saphir

La réalisation de ces antennes repose sur le principe du micromoulage UV (aussi appelé UV LIGA), essentiellement composé de deux étapes technologiques : l'élaboration d'un moule en résine présentant une forte viscosité et un fort contraste et la croissance électrolytique sélective du cuivre à travers ce moule. Ce procédé est devenu incontournable dans la réalisation rapide de structures métalliques épaisses avec un faible coût de mise en œuvre et de maintenance. L'ensemble des étapes nécessaires à la réalisation d'une face du résonateur est schématisé sur la Figure II-1. Un procédé similaire est utilisé pour réaliser la seconde face.

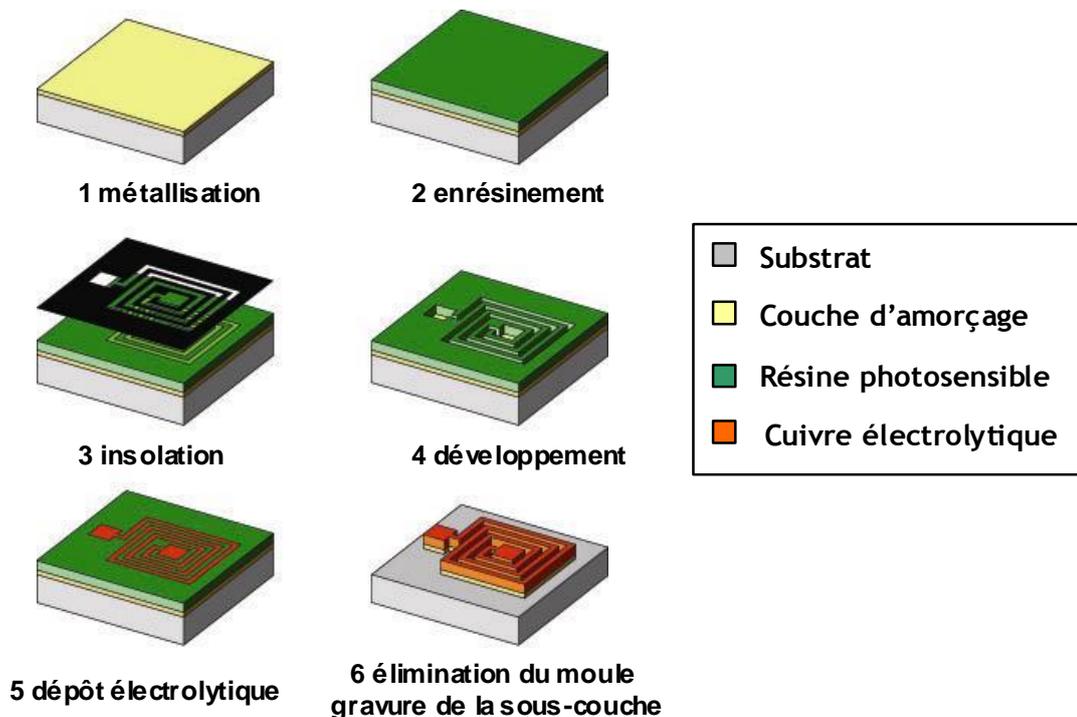


Figure II-1 - Principe de la réalisation de la première face.

Ce paragraphe décrira ces différentes étapes : élaboration d'une sous couche métallique, enduction, lithographie, dépôt électrolytique. Un procédé identique s'applique aux deux faces du substrat. Néanmoins, certaines précautions sont nécessaires lors de la réalisation de la deuxième face afin de ne pas dégrader les pistes de cuivre de la première. Nous verrons quelles modifications apporter lors de la réalisation de la seconde face. Les caractéristiques des différents équipements utilisés lors de cette étude sont présentées dans l'Annexe - C

II.A.1.1. Préparation du substrat

Deux substrats de saphir de mêmes propriétés ont été utilisés. Un nettoyage préalable de ces substrats est nécessaire avant de procéder à l'étape de métallisation. Les substrats de saphir sont tout d'abord plongés dans une solution contenant du RBS (1/3) et de l'eau déionisée (DI) (2/3) pendant 1h30, avec ultra sons puis rincés à l'eau DI avec bullage d'azote pendant 10 minutes. Nous avons ensuite réalisé un nettoyage utilisant des solvants. Le Tableau II-2 décrit la procédure de nettoyage mise en œuvre.

Solvant	Temps (minutes)
Trichloréthylène (60 °C)	5
Trichloréthylène (froid, avec ultra sons)	5
Propanol (60 °C)	5
Propanol (froid, avec ultra sons)	5
Méthanol (60 °C)	5
Méthanol (froid avec ultra sons)	5

Tableau II-2 – Procédure de nettoyage des substrats de saphir.

Les substrats ainsi nettoyés sont rincés à l'eau DI avec bullage d'azote pendant 30 minutes puis séchés sous flux d'azote. Afin de ne pas laisser de traces sur le substrat, le séchage doit être effectué minutieusement. Juste avant la réalisation de la sous couche métallique, les échantillons sont plongés dans un dernier bain de NH₄OH (28 %) : H₂O₂ (30 %) : H₂O (1 : 1 : 100) pendant 2 minutes puis sont séchés avant l'introduction dans l'enceinte.

II.A.1.2. Sous couche conductrice.

L'étape de dépôt électrolytique des pistes de cuivre du RMLT nécessite l'élaboration préalable d'une couche conductrice sur le substrat, afin de constituer une surface équipotentielle. Les modes d'obtention de ce film sont variés [67][68][69][70]. On peut citer la pulvérisation cathodique, l'évaporation en phase vapeur chimique (CVD) ou encore le dépôt catalytique.

Le matériau utilisé doit présenter une conductivité élevée et de plus, bien adhérer au substrat. Dans le cas d'une croissance électrolytique de cuivre, l'or et le cuivre sont principalement employés comme sous couche [71][72][73].

Nous avons choisi d'utiliser un film conducteur en cuivre. En effet, l'élimination par gravure humide d'une sous-couche d'or, une fois le procédé de fabrication terminé, nécessite

l'utilisation d'une solution de KI qui réagit avec le cuivre constituant les pistes du résonateur pour former une couche isolante très difficile à enlever. Le cuivre présente en outre l'avantage d'être moins onéreux que l'or. Il est cependant beaucoup plus réactif, notamment oxydable.

Le cuivre adhérant peu sur la plupart des diélectriques, il est nécessaire d'utiliser un film métallique intermédiaire afin d'améliorer son adhérence. Différents métaux peuvent être employés. Nous avons ainsi utilisé une couche de titane, permettant d'augmenter significativement l'adhérence du film de cuivre par rapport à celle obtenue lorsque le cuivre est directement déposé sur le substrat diélectrique [74].

Au cours de cette étude, des films de titane et de cuivre ont été déposés par pulvérisation cathodique [67][75][76], qui permet d'obtenir des films denses et homogènes et présentant une bonne adhérence. Ce type de dépôt possède en outre l'avantage d'être plus simplement mis en œuvre que des dépôts de type CVD par exemple. Le principe de la pulvérisation cathodique est le suivant : Le matériau à déposer est introduit dans une enceinte à vide, sous forme d'une plaque de quelques millimètres d'épaisseur appelée cible. Cette cible est fixée sur une électrode refroidie, la cathode, portée à une tension négative de 3 à 5 kV. L'anode, elle, est disposée parallèlement à la cible, à une distance de quelques millimètres. Après pompage de l'enceinte, le champ électrique crée entre les deux l'ionisation du gaz résiduel (de l'argon dans notre cas), sous forme de nuage localisé entre les deux électrodes. Un courant électrique s'établit alors entre les électrodes, le nuage étant devenu conducteur. Les électrons qu'il contient, attirés par l'anode vont entrer en collision avec elles. Des atomes de la cible sont alors expulsés sous les impacts des ions, qui leur communiquent leur quantité de mouvement, et se condensent sur le substrat. Le principe de la pulvérisation cathodique sur un substrat est schématisé sur la Figure II-2.

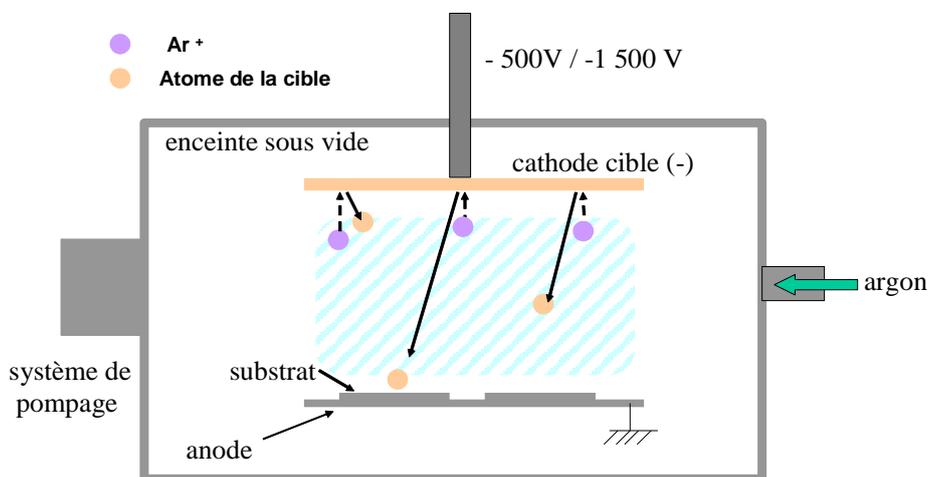


Figure II-2 - Principe de la pulvérisation cathodique.

Lors de cette étude, la sous-couche métallique a été réalisée dans un bâti de gravure Denton. L'enceinte est pompée jusqu'à ce que la pression atteigne 5 μ Bar. Le courant à appliquer, et donc la vitesse de dépôt résultante, a été calibré pour chacun des deux métaux lors d'une étude préalable au laboratoire. L'objectif de cette étude a été de déterminer quel courant appliquer afin d'obtenir les films les plus homogènes et les moins rugueux possibles. Différents dépôts ont donc été réalisés pour différentes valeurs du courant. La hauteur de

dépôt a été mesurée à l'aide d'un profilomètre mécanique DEKTAK et la rugosité a été mesurée à l'aide d'un AFM. A 200 mA, une vitesse de dépôt de $0,05 \text{ nm.s}^{-1}$ a été obtenue. A 400 mA, la vitesse de dépôt de cuivre est d'environ $0,45 \text{ nm.s}^{-1}$. Pour la couche de titane, un courant de 200 mA a donc été injecté et la durée de dépôt est de 200 secondes. Pour la couche cuivre, un courant de 400 mA a été injecté et la durée de dépôt est de 225 secondes. Pour chacun des deux dépôts, le gaz injecté dans l'enceinte est de l'Argon (35 sccm). Nous avons ainsi réalisé une couche de titane d'environ 10 nm d'épaisseur et une couche de cuivre d'environ 100 nm d'épaisseur.

II.A.1.3. Lithographie

L'étape de lithographie permet de définir les motifs des résonateurs dans une résine photosensible. Celle-ci va se dérouler en trois temps : l'enduction du substrat par la résine photosensible, l'insolation de la résine à travers un masque sélectif représentant les motifs de la croissance électrolytique et enfin le développement.

Les résines photosensibles sont constituées d'une matrice polymère, qui donne ses propriétés physiques et mécaniques au film une fois celui-ci polymérisé, d'un composé photoactif, peu ou pas soluble dans le développeur, et d'un solvant qui constitue environ 70 % de la résine et définit sa viscosité.

L'enduction, réalisée à l'aide d'une tournette, permet l'étalement d'une couche de résine photosensible sur le substrat. Le substrat est fixé au support tournant par aspiration. La force centrifuge permet l'étalement de la résine déposée sur le substrat en une couche mince de quelques microns. L'épaisseur et l'uniformité de la couche ainsi obtenue sont fixées par les conditions d'enduction. L'épaisseur de la couche de résine obtenue décroît avec la vitesse et la durée d'enduction, la rotation facilitant l'évaporation du solvant et donc le compactage de la couche.

Après étalement, la résine doit être recuite sur plaque chauffante. L'utilisation d'un recuit entraîne une polymérisation de la résine. Ceci permet d'évaporer le solvant contenu dans la résine et ainsi de la durcir. Le recuit améliore également l'adhérence de la résine sur la sous-couche métallique et permet une relaxation des contraintes créées par la centrifugation du substrat. Ce recuit est une étape importante qui va influencer la dose d'insolation à appliquer, le temps de développement et ainsi la définition des motifs [78][79][80].

La température de recuit ne doit pas être trop élevée afin de ne pas dégrader le film photosensible [81]. La sensibilité de la résine diminue lorsque la température augmente et de plus fortes doses d'insolation sont requises. L'utilisation d'une rampe de montée en température permet de stabiliser le film et d'éviter que les contraintes ne deviennent trop fortes provoquant des craquelures.

Au cours de cette étude, nous avons utilisé la résine AZ4562 qui est une résine positive, c'est-à-dire que les parties qui auront été soumises à un rayonnement lumineux seront susceptibles d'être dissoutes dans le développeur. Il s'agit d'une résine permettant de réaliser des films d'une grande épaisseur (jusqu'à $200 \mu\text{m}$) en une seule enduction et tout en conservant un haut facteur d'aspect et des flancs verticaux [78]. De la même manière que pour l'épaisseur des couches déposées par pulvérisation cathodique, l'épaisseur de la couche de résine a été calibrée en fonction de la vitesse de rotation et de la durée d'enduction au cours d'une étude

préalable réalisée au laboratoire. Nous avons réalisé une couche d'environ 20 μm d'épaisseur à l'aide d'une tournette RC5 Karl Suss. Un recuit d'une heure, à 90 °C sur plaque chauffante, avec rampe de montée en température a ensuite été réalisé.

L'insolation correspond à l'exposition de la résine photosensible au rayonnement UV. Celle-ci s'effectue au travers d'un masque constitué d'une plaque de verre recouverte d'un film de chrome (40 nm d'épaisseur) représentant les motifs à réaliser. Le chrome étant opaque aux UV, les parties transparentes vont donc correspondre à celles qui seront insolées. Dans le cas d'une résine positive comme l'AZ4562, celles-ci deviendront solubles dans le développeur et seront donc révélées lors du développement.

Divers types d'insolation sont possibles : projection, proximité et contact. Nous avons opté pour une insolation par contact, qui est le type d'insolation le plus couramment utilisé dans la littérature, car il favorise la résolution des motifs en limitant les effets de diffraction [78][80][82]. Cependant, ce type d'insolation se révèle très sensible à la présence de poussière entre le masque et le substrat et provoque à terme une usure du masque. Un schéma simplifié du principe de l'insolation par contact est représenté sur la Figure II-3

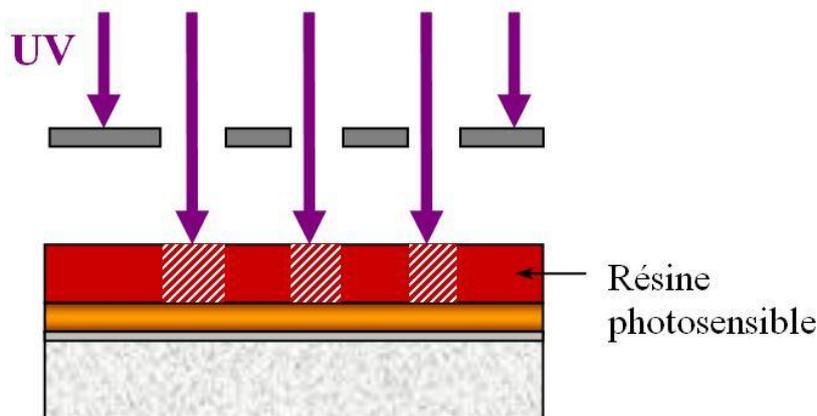


Figure II-3 – Principe de la photolithographie à travers un masque.

Pour éviter l'apparition de contraintes, la résine doit être réhydratée à l'air. Cette étape permet en outre de réduire le temps d'exposition et de limiter la dissolution des surfaces non-insolées lors du développement [80]. Après une réhydratation de deux heures, une insolation par contact a été réalisée sur les échantillons enrésinés à l'aide d'un aligneur double face EVG 620. Une dose d'insolation de 550 mJ.s^{-1} a été appliquée.

Lors de l'étape de développement, la résine qui a été exposée au rayonnement UV est dissoute dans un développeur afin de laisser apparaître, dans le volume de la couche de résine, l'image des motifs à réaliser. Le développeur utilisé est l'AZ 400K, qui est une solution aqueuse. Le substrat à développer est plongé à plat dans un mélange composé d'AZ 400K et de 4/5 d'eau DI pendant 4 minutes avec renouvellement du bain au bout de deux minutes. Les substrats sont maintenus sous agitation en permanence afin de favoriser la dissolution des parties insolées. On s'assure que l'ensemble de la résine exposée a été dissout à l'aide d'un microscope optique. S'il reste de la résine, les substrats sont replongés dans le développeur pendant 30 secondes et cette étape est répétée jusqu'à ce que toute la résine exposée ait été dissoute. Enfin, les échantillons sont rincés à l'eau et séchés sous flux d'azote.

II.A.1.4. Dépôt électrolytique de cuivre

Le dépôt électrolytique d'un métal est un procédé électrochimique basé sur le principe de l'électrolyse. L'électrolyse repose sur la transformation d'une énergie électrique en énergie chimique. Ce processus permet d'élaborer des films de matériaux divers, grâce à un dispositif expérimental relativement simple et peu coûteux par rapport à d'autres techniques de dépôt, de contrôler leurs propriétés. De plus, la vitesse de dépôt est relativement élevée, typiquement de l'ordre de 500 nm / min.

Nous rappelons dans ce qui suit quelques notions d'électrochimie ainsi que son application à la croissance d'un film de cuivre. L'électrolyse est un procédé en milieu aqueux permettant de réaliser des réactions d'oxydoréduction non spontanées grâce à l'apport d'énergie électrique. Le dispositif d'électrolyse le plus simple comporte deux plaques métalliques servant d'électrodes, immergées dans une solution aqueuse et reliées à une source de courant.

La croissance de métaux ne pouvant avoir lieu que sur des surfaces conductrices, il n'y a pas de croissance sur les zones enrésinées. Une zone conductrice est libérée à la périphérie du substrat pour injecter le courant. La faible résistivité de la sous-couche métallique permet de disposer d'une surface équipotentielle. Dans nos conditions de travail, les dépôts sont effectués en mode galvanostatique, c'est-à-dire qu'une densité de courant j est imposée à l'électrode de travail, le potentiel étant libre de varier.

Le dispositif expérimental utilisé pour le dépôt électrolytique de cuivre se compose d'un cristalliseur en pyrex (25 cm de diamètre) contenant l'électrolyte, de trois électrodes reliées à un potentiostat pouvant délivrer jusqu'à 2 A de courant (Radiometer Analytical, modèle DEA332), lui-même relié à un ordinateur où un logiciel dédié (Voltmaster 2.0) pilote le dispositif et permet le traitement des données. Une électrode de référence permet de mesurer le potentiel de l'électrode de travail. Une représentation schématique de ce dispositif expérimental est donnée sur la Figure II-4.

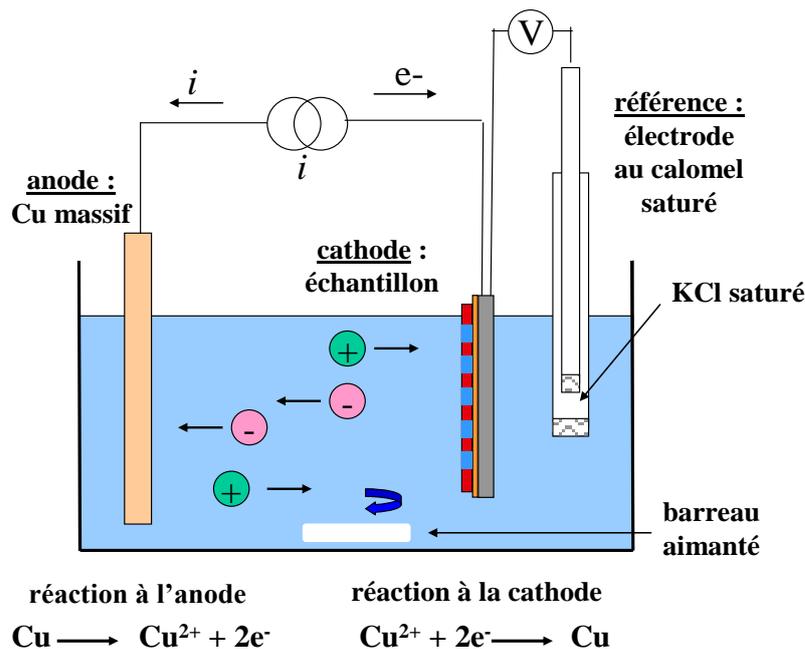


Figure II-4 - Schéma du dispositif expérimental du dépôt électrolytique de cuivre utilisé.

La cathode est constituée de l'échantillon et une plaque de cuivre ultra pure de grandes dimensions (10x15 cm²) constitue l'anode. La distance entre l'anode et la cathode est de 16 cm. Une troisième électrode, au calomel saturé (ECS), placée près de la cathode, sert d'électrode de référence. Elle est mise en contact avec le bain électrolytique au moyen d'un pont salin de chlorure de potassium (KCl saturé). La solution est maintenue à la température ambiante de la salle blanche (20°C +/-1°C). L'agitation est assurée au moyen d'un barreau aimanté (5 cm) et d'un agitateur magnétique (100 tours/min). L'électrolyte utilisé est un bain sulfaté acide (pH < 1) commercial (Shipley) dont la composition est présentée dans le

Tableau II-3. Un additif de type brillanteur, permettant d'obtenir un dépôt de cuivre plus lisse, l'electroposit 270 (Shipley), est par ailleurs ajouté à cette solution à raison de 5 ml.L⁻¹.

CuSO ₄ , 5 H ₂ O	0,3 mol/L
H ₂ SO ₄	2 mol/L
HCl	3 10 ⁻⁴ mol/L

Tableau II-3 – Composition de la solution d'électrolyte.

Afin de favoriser la pénétration de l'électrolyte dans le moule de résine, et ainsi permettre la croissance de cuivre à travers tout le moule, il est nécessaire de procéder à un traitement de l'échantillon par un plasma d'oxygène. Ceci a pour effet de diminuer l'angle de contact de la résine et d'augmenter sa mouillabilité. Ce traitement est effectué dans un bâti DIENER pico. Une étude préalable réalisée au laboratoire a permis de montrer qu'un traitement par plasma d'oxygène permet d'obtenir un angle de contact inférieur à 20° contre 80° sans traitement. Les paramètres du plasma sont les suivants : temps = 12 s, puissance = 50 W, pression O₂ = 0,6 mbar.

Le déroulement du dépôt électrolytique est le suivant. Une fois le traitement de surface effectué, les substrats sont placés dans l'électrolyte. Une mesure du potentiel initial d'abandon est tout d'abord réalisée. Ce potentiel est généralement compris entre 20 et 30 mV et se stabilise au bout d'une durée comprise entre 30 secondes et une minute. Durant la stabilisation du potentiel d'abandon, l'électrode de cuivre est décapée par l'électrolyte à raison de quelques nanomètres par minute. Afin de ne pas graver la sous couche métallique la durée de l'abandon ne doit pas être trop longue. Lors de notre étude, nous avons réalisé un abandon de 300 secondes. Après l'abandon, le dépôt de cuivre commence. Une mesure du potentiel de l'échantillon par rapport à l'électrode au calomel saturé est réalisée. Un courant de -107,1 mA a été appliqué et la durée de dépôt est de 25 minutes. Une photographie du dispositif expérimental, comprenant la solution, le générateur de courant ainsi que l'ordinateur permettant l'acquisition des données, est donnée sur la Figure II-5.



Figure II-5 - Photographie du dispositif expérimental du dépôt électrolytique.

Une fois le dépôt de cuivre terminé, le moule de résine est éliminé en plongeant le substrat dans une solution d'acétone et la sous-couche de cuivre est gravée par voie chimique à l'aide d'une solution de gravure chrome (Chrome Etch n°1) à température ambiante avec agitation. Une vitesse de dissolution de l'ordre de 6 nm.s^{-1} est observée. Cette solution de gravure chrome permet également de graver la sous couche de titane à raison de 1 nm.m^{-1} . Néanmoins, cette dernière étant très fine, un contrôle optique n'est pas suffisant pour s'assurer qu'elle a été entièrement dissoute. Les substrats sont alors plongés dans une solution d'acide fluorhydrique. Une vitesse de gravure de l'ordre de 5 nm.m^{-1} est observée.

II.A.1.5. Réalisation de la deuxième face

Un processus identique à celui décrit précédemment est appliqué à la deuxième face du substrat. Certaines étapes technologiques où la face déjà réalisée est en contact avec un support, comme c'est le cas lors de la pulvérisation cathodique ou de l'enrésinement, sont à réaliser avec précaution afin de ne pas dégrader les pistes de cuivre.

Certaines spécificités s'appliquent à la réalisation de la deuxième face. Le fonctionnement des RMLT étant basé sur le principe des lignes de transmission à fentes, il est nécessaire de procéder à un alignement précis lors de l'étape de photolithographie. En effet, un mauvais alignement des pistes de cuivre de chacune des deux faces modifie la quantité de champ électrique à traverser le substrat diélectrique. Le modèle analytique décrit lors du chapitre I perd en précision et la fréquence de résonance du résonateur est différente de celle prévue par le calcul. Afin d'opposer les fentes un deuxième masque, chiral au premier, est utilisé. L'alignement est réalisé à l'aide motifs dits d'alignement (des croix généralement) présents sur le masque et d'un microscope optique (grossissement : x50). La Figure II-6 présente, par transparence du substrat, l'alignement dans le cas d'un résonateur 4 tours.

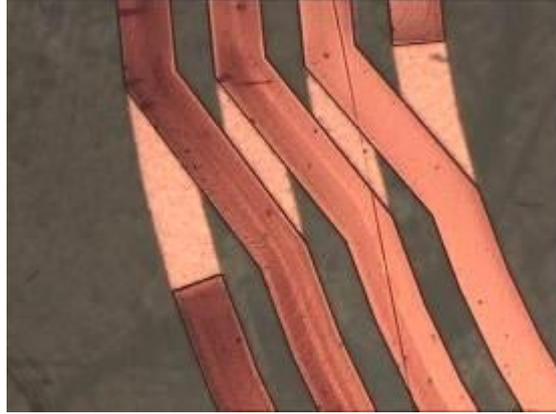


Figure II-6 – Image microscope de l’alignement des pistes d’un résonateur 4 tours. La face arrière est vue par transparence du substrat.

II.A.2. Paramètres des résonateurs réalisés

Afin de réaliser différents résonateurs, nous avons utilisé le jeu de masque présenté sur la Figure II-7. Ces masques sont chiraux. Chacun des masques a été utilisé pour la réalisation d’une face du substrat.

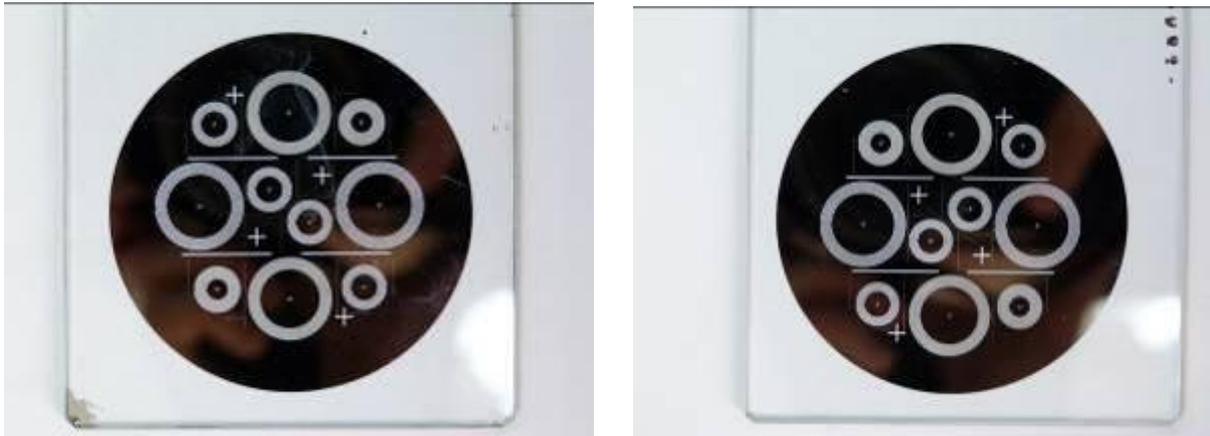


Figure II-7 – Masques de lithographie utilisés pour la fabrication de résonateurs en cuivre sur saphir. Les paramètres géométriques des différents résonateurs ont été calculés en implémentant la formule de la condition de résonance dans le logiciel Matlab. On a ainsi pu les déterminer automatiquement pour soit une fréquence de résonance et une permittivité du substrat fixées, soit une fréquence de résonance et une hauteur du substrat fixées.

Le Tableau II-4 récapitule les paramètres géométriques ainsi que la fréquence de résonance théorique des résonateurs en cuivre déposé sur saphir que nous avons réalisés. Des résonateurs destinés à l’imagerie du proton de l’eau (^1H), à 1,5 T ou 4,7 T, ainsi que des résonateurs pour l’observation du phosphore (^{31}P) ont été réalisés.

Type	Nombre de tours	Largeur pistes (μm)	Espacement (μm)	Diamètre max (μm)	f_0 théorique (MHz)
^1H , 12mm, 1,5T	6	200	150	14,6	63,86
^1H , 6mm, 4,7T	5	200	120	7,3	200,13
^{31}P , 12mm, 1,5T	13	100	60	14	25,8
^{31}P , 6mm, 4,7T	11	130	70	7,7	80,84

Tableau II-4 - Récapitulatif des paramètres des différents résonateurs en cuivre déposé sur saphir réalisés.

II.A.3. Exemples de réalisations.

Les résonateurs réalisés ont été séparés à l'aide d'une scie diamantée mécanique dédiée à la découpe de substrats de saphir. En raison de la dureté du saphir, cette découpe s'avère délicate et nécessite d'être réalisée avec soin afin de ne pas dégrader les pistes de cuivre des résonateurs. La Figure II-8 représente une photographie du dispositif de découpe utilisé.

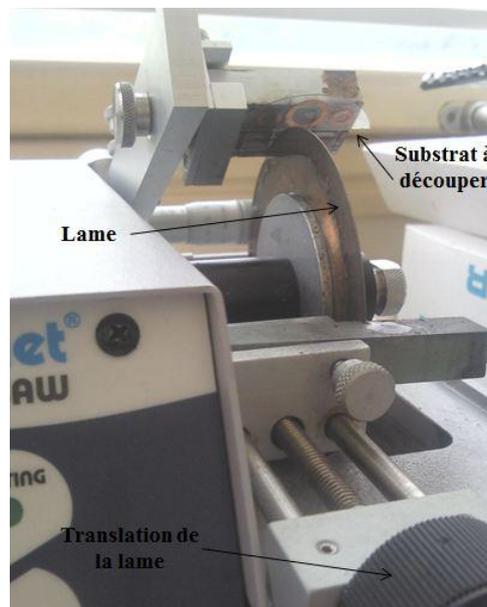


Figure II-8 – Scie diamantée mécanique utilisée pour la séparation des résonateurs en cuivre sur substrat de saphir.

La Figure II-9 présente des photographies de quelques-uns des résonateurs réalisés.

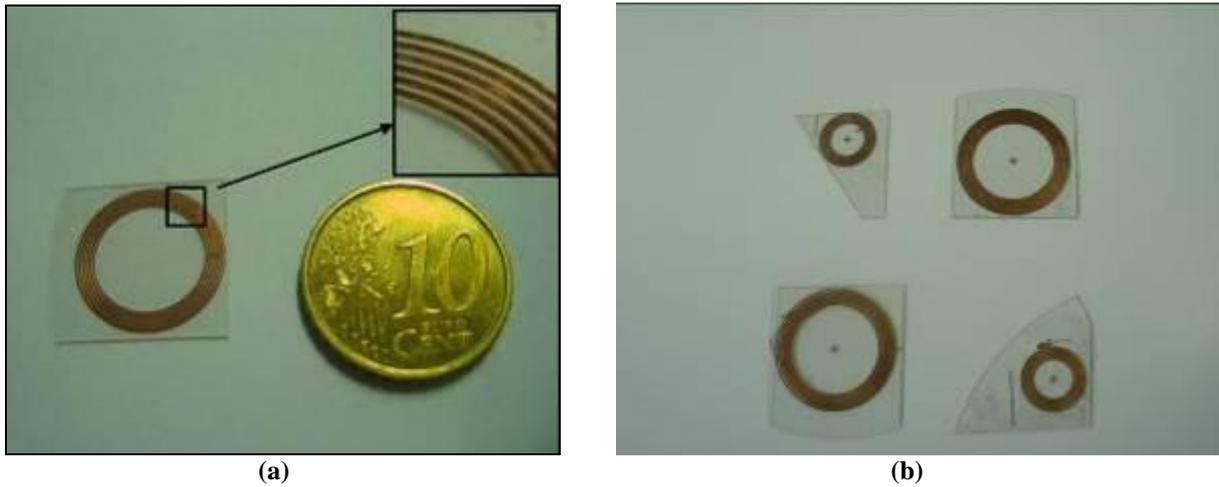


Figure II-9 - Exemples de réalisation. (a) résonateur 6 tours - 14,6 mm. (b) de gauche à droite et de haut en bas : résonateurs 5 tours – 7,3 mm, 6 tours - 14,6 mm, 13 tours – 14 mm, 11 tours – 7,7 mm.

II.A.4. Caractérisations

II.A.4.1. Caractérisations optiques

L'adhérence des pistes de cuivre sur le substrat de saphir est l'une des principales difficultés rencontrées lors de la fabrication. Au cours de cette étude, le décollement de pistes a touché 4 des 20 résonateurs réalisés, soit 20%. La Figure II-10 illustre ce phénomène dans le cas d'un résonateur 6 tours – 14,6 mm.

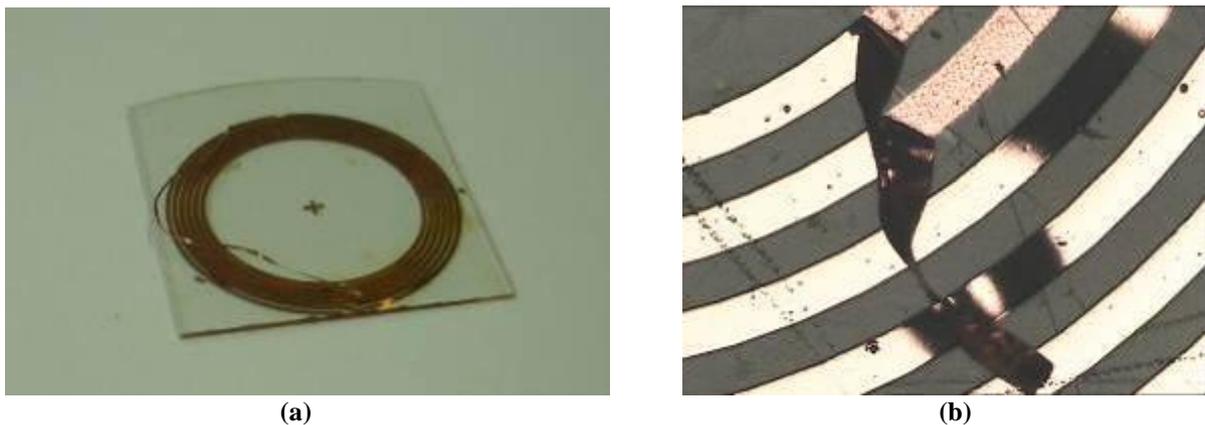


Figure II-10 – Décollement des pistes de cuivre (a) résonateur 6 tours. (b) résonateur 6 tours (microscope optique, grossissement x50).

Afin d'augmenter l'adhérence du cuivre sur le diélectrique, il est possible d'augmenter la rugosité de surface du substrat diélectrique afin de permettre un meilleur ancrage mécanique des atomes métalliques. Ceci est généralement réalisé à l'aide d'un traitement plasma de la

surface avant l'étape de pulvérisation cathodique de la sous-couche métallique. Nous reviendrons plus en détails sur ce traitement plasma au paragraphe II.A.5.1, lors de la réalisation des boucles d'accord en cuivre sur Kapton®.

Une autre cause possible du décollement de piste est l'utilisation d'une gravure humide afin d'éliminer la sous-couche conductrice. En effet, ce type de gravure est anisotrope et il est fréquent qu'une sous-gravure du cuivre présent sous les pistes puisse se produire en certains endroits, fragilisant ainsi la piste localement et pouvant conduire au décollement. Un des moyens d'y remédier est d'utiliser une gravure sèche de type RIE [83], qui reste néanmoins beaucoup plus coûteuse qu'une gravure humide.

Un autre défaut pouvant affecter les résonateurs provient de court-circuits entre les pistes. En effet, lors de l'étape de dépôt électrolytique de la deuxième face du substrat, des bulles dans la résine de protection de la première face sont susceptibles de se former lors de l'enrésinement. Si ces bulles se trouvent dans une interspire, l'accès ainsi libéré permet aux atomes de cuivre de se déposer entre les pistes de la première face, jusqu'à les relier. L'antenne ainsi réalisée est résonante, mais sa fréquence de résonance est différente de celle souhaitée, de par la modification de la longueur effective de la piste de cuivre, et son efficacité magnétique B_1/I est moindre, la rendant généralement inutilisable.

La mise en court-circuit de pistes a concerné 4 des résonateurs réalisés, soit 20 %, et a touché principalement des antennes pour lesquelles l'espacement entre les pistes est très réduit (inférieur à 70 μm). La Figure II-11 présente une image microscope (grossissement : x50) de pistes de cuivre court-circuitées sur un résonateur 6 tours. Au total, un rendement de 60 % d'antennes ne présentant pas de défauts de fabrication a été obtenu.

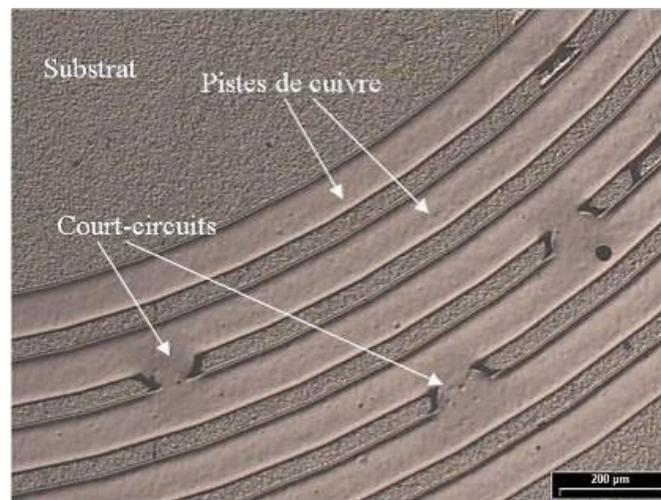


Figure II-11 – Image microscope de pistes de cuivre court-circuitées (grossissement : x50).

Des mesures de l'épaisseur de la couche de cuivre ont été réalisées à l'aide d'un profilomètre optique. La Figure II-12 présente un profil 3D des pistes conductrices, au niveau des gaps du résonateur, ainsi qu'un profil 2D des cinq pistes centrales d'un résonateur 6 tours.

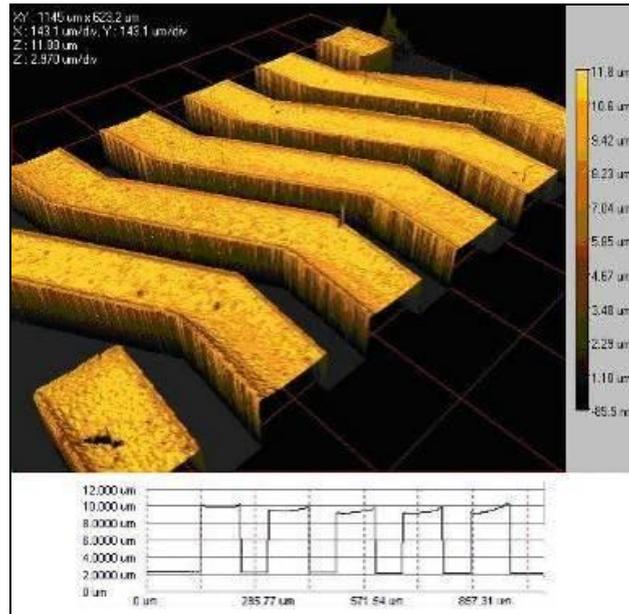


Figure II-12 - Profils 3D et 2D, obtenus à l'aide d'un profilomètre optique, au niveau des gaps d'un RMLT 6 tours.

Comme attendu, suite à une étude de calibration préalable de la vitesse de dépôt du cuivre, une épaisseur de pistes d'environ 10 μm a été obtenue avec une densité de courant de 30 mA/cm². La mesure de l'épaisseur de pistes est cependant gênée par une inhomogénéité des dépôts réalisés sur les bords de chacune des pistes. Ces inhomogénéités peuvent atteindre 0,6 μm pour certaines pistes et on constate que leur amplitude augmente à mesure que l'on s'écarte du centre du résonateur.

II.A.4.2. Caractérisations électriques

Afin de s'assurer de la qualité du cuivre électrodéposé, des mesures de résistivité sous pointes ont été effectuées. Cette résistivité est indépendante de la densité de courant appliquée ou de l'utilisation d'un additif [84].

La mesure de la résistance apparente aux basses fréquences et la connaissance des paramètres géométriques des pistes de cuivre permettent la détermination de la résistivité du cuivre électrodéposé, par la relation :

$$\rho = R_{DC} \frac{s}{l} \quad (\text{II-1})$$

Avec R_{dc} la résistance du conducteur obtenue par mesure quatre pointes, s la section du conducteur et l sa longueur. Pour le calcul de la section du conducteur, cette dernière est considérée rectangulaire. Elle est fonction de la hauteur de cuivre déposé par voie électrolytique et de la largeur de la spire.

La mesure de la résistivité a été réalisée sur deux résonateurs 6 tours, de diamètre 14,6 mm, provenant chacun d'un des deux substrats de saphir utilisés. Ces résonateurs présentent une résistance suffisante pour limiter l'incertitude de leurs mesures ($\approx 0,1 \Omega$). Le Tableau II-5 présente les résultats obtenus pour chaque face de chaque résonateur. La mesure de résistivité

est donnée à 15% du fait des erreurs de mesure de la résistance (mise en contact de la pointe pour la mesure de la résistance difficile) et de la détermination des dimensions géométriques exactes des résonateurs. Les résistivités obtenues sont proches de celle du cuivre massif et en accord avec les valeurs obtenues lors d'une précédente étude mettant en œuvre les mêmes conditions expérimentales [85].

Substrat	Face	Résistance (Ω)	Résistivité ($\mu \Omega.cm$)
1	1	1,6	2,61
	2	1,7	2,76
2	1	1,5	2,45
	2	1,7	2,76

Tableau II-5 - Résistivité du cuivre électrodéposé.

II.A.4.3. Fréquence de résonance et facteur de qualité

Afin d'évaluer les performances électriques des résonateurs réalisés, nous avons mesuré la fréquence de résonance et le facteur de qualité par la méthode simple boucle [86]: Par couplage inductif, au travers de l'inductance mutuelle, la sonde simple boucle va exciter le résonateur et ensuite capter le champ magnétique résultant. Afin d'améliorer la sensibilité de la mesure en éliminant la contribution de la sonde, la mesure s'effectue en deux étapes : On effectue tout d'abord une mesure du coefficient de réflexion, qui est le rapport de la tension réfléchie sur la tension incidente) sans l'antenne. Cette première mesure est ensuite soustraite à une seconde mesure du coefficient de réflexion réalisée cette fois en présence de l'antenne. En analysant la courbe du coefficient de réflexion compensé ainsi obtenu, en fonction de la fréquence, on peut extraire la fréquence de résonance et le facteur de qualité du résonateur étudié. Cette technique de mesure est détaillée dans l'Annexe A. La Figure II-13 illustre le principe de cette mesure. La sonde de mesure utilisée possède un diamètre de 2 mm.

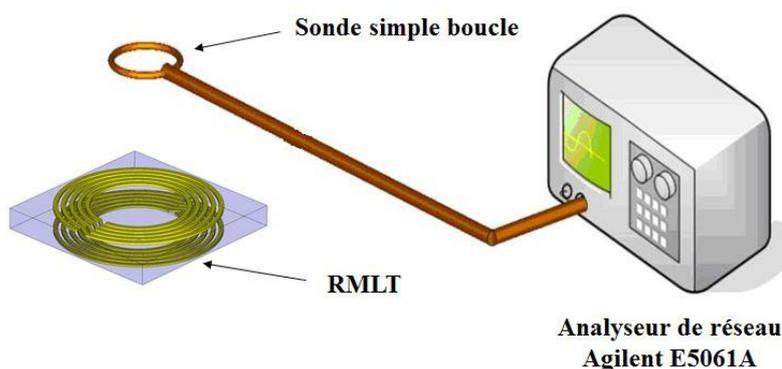


Figure II-13 - Dispositif expérimental de caractérisation Radio-Fréquence d'une antenne avec une sonde simple boucle.

La Figure II-14 est une capture d'écran de l'analyseur de réseau lors d'une caractérisation. La courbe représente le module du coefficient de réflexion compensé, en fonction de la

fréquence. Celui-ci est maximal à la fréquence de résonance. Le facteur de qualité correspond au rapport entre la fréquence de résonance et la bande passante mesurée à -3dB.

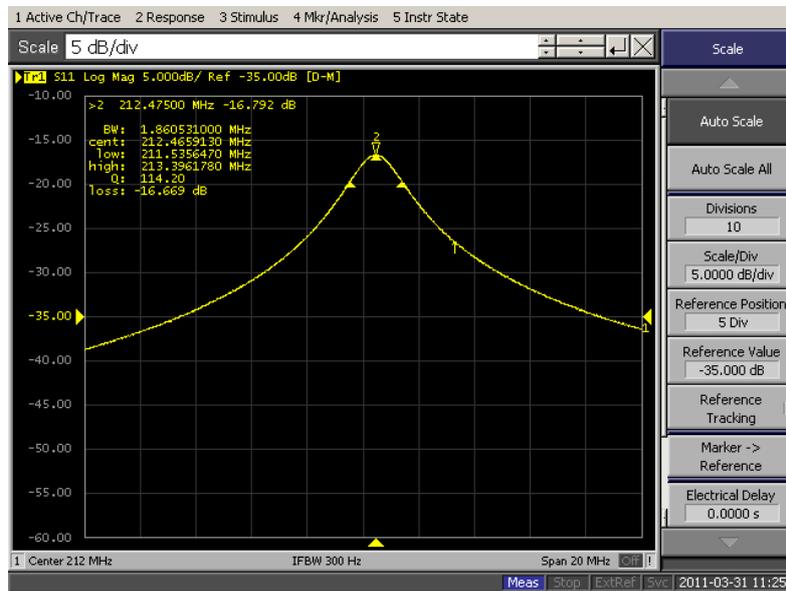


Figure II-14 - Capture d'écran de l'analyseur de réseau.

Le Tableau II-6 résume la fréquence de résonance et le facteur de qualité ainsi mesurés des résonateurs réalisés ainsi que les fréquences de résonance théoriques prévues par le modèle décrit dans le chapitre I.

Nb tours	Champ (Tesla)	Diamètre (mm)	f_0 mesurée (MHz)	f_0 théorique (MHz)	Q mesuré
6	1,5	14,6	66,7	63,8	114
6	1,5	14,6	67,8	63,8	117
5	4,7	7,3	212,6	200,1	131
5	4,7	7,3	211,9	200,1	134
5	4,7	7,3	212,4	200,1	131
5	4,7	7,3	212,2	200,1	132

Tableau II-6 - Paramètres géométriques et électriques des résonateurs réalisés.

Une précision d'environ 6 % a été obtenue par rapport aux fréquences de résonance prévues par le modèle. Les facteurs de qualité mesurés sont en accord avec les valeurs classiquement obtenues pour des résonateurs en cuivre.

II.A.5. Fabrication des boucles d'accord en cuivre

Les boucles en cuivre, utilisées pour accorder le résonateur par couplage inductif, ont également été réalisées par la technique de croissance électrolytique sélective. Le choix du

substrat s'est cette fois ci porté sur un matériau souple, permettant une découpe plus aisée et un coût plus bas.

Nous avons choisi d'utiliser du Kapton®, couramment employé au sein de notre laboratoire, que ce soit pour la réalisation de RMLT [87] ou de microsystèmes sur support souple [88]. Le Kapton® est un polyimide synthétisé à partir de la polymérisation d'un dianhydride aromatique et d'une diamine aromatique. Ce dernier est transparent et de couleur ambre. Les boucles ont été réalisées sur un film de 125 µm d'épaisseur. Le Tableau II-7 synthétise les propriétés du film de Kapton® utilisé.

Propriétés physiques	
Résistance à la traction	231MPa
Elongation	72%
Module d'Young	2.5GPa
Propriétés thermiques	
Coefficient d'expansion thermique	20ppm/°C
Point de fusion	Ne fond pas (s'oxyde à partir de 500°C)
Température d'exploitation	-270 - 320°C
Propriétés électriques	
Constante diélectrique (1kHz-1MHz)	3,4 (pour une épaisseur de 25 et 50 µm) ; 3,5 (pour une épaisseur de 75 et 125 µm)
Facteur de dissipation à 1kHz	$1,8 \times 10^{-3}$ (pour e = 25 µm) ; 2×10^{-3} (pour e = 50 et 75µm) et $2,6 \times 10^{-3}$ (pour e = 125 µm)

Tableau II-7 - Caractéristiques du film de Kapton® utilisé.

L'influence des propriétés géométriques de la boucle sur le décalage en fréquence obtenu a été étudiée. Pour cela, nous avons réalisé des boucles de sections carrés de différentes largeurs (10 et 20 µm²) et de différents diamètres (6,10 et 14 mm). Un masque de photolithographie, permettant la réalisation d'un moule en résine, a été réalisé à la CTU Minerve par lithographie laser.

II.A.5.1. Préparation du substrat

Des résidus organiques pouvant être présents sur la surface du film du fait des procédés de fabrication des films de polymères, un nettoyage est nécessaire afin de les éliminer. Le Kapton® étant très peu résistant aux acides, un nettoyage à l'aide de solvant a été réalisé, comme c'est généralement le cas pour des substrats de silicium ou des films de polymères. Le Tableau II-8 résume les paramètres de la procédure de nettoyage.

Solvant	Temps (minutes)
Trichloroéthylène (60 °C)	1
Acétone	1
Ethanol	3

Tableau II-8 – Procédure de nettoyage des films de Kapton®.

Les films ainsi nettoyés sont séchés à plat afin d'éviter de les froisser. Le séchage sous flux d'azote doit être effectué minutieusement afin de ne pas laisser de traces sur l'échantillon.

Afin d'augmenter l'adhérence de la sous couche conductrice Ti/Cu, un plasma d'oxygène est appliqué sur les échantillons nettoyés préalablement à l'étape de pulvérisation cathodique. Ce traitement entraîne une modification chimique de la surface des substrats. En particulier, ce traitement augmente leur rugosité, ce qui permet un meilleur ancrage des atomes métalliques. De plus, ce traitement entraîne l'apparition de fonctions chimiques plus polaires sur la surface des substrats, la rendant ainsi plus hydrophile (angle de contact plus faible) et favorise ainsi le dépôt d'une couche mince [89]. Les paramètres du plasma d'oxygène sont les suivants : $t = 90$ s, puissance = 120 W, pression $O_2 = 0,6$ mbar.

II.A.5.2. Micromoulage de cuivre

Suite au nettoyage et au traitement plasma des films de Kapton®, un procédé de micromoulage de cuivre identique à celui utilisé pour la réalisation des résonateurs en cuivre sur saphir est mis en œuvre. Les films de Kapton® étant souples, l'échantillon doit nécessairement être maintenu plan pour assurer le bon déroulement des différentes étapes technologiques. Les films de Kapton® ont donc été collés sur des substrats de silicium de diamètre 5,1 cm. Pour le collage, le substrat rigide est enduit de résine AZ462 à l'aide d'une tournette. Chaque film de Kapton est ensuite plaqué contre la résine (marouflage) pour éviter la formation de bulles. Une fois le procédé de fabrication terminé, l'échantillon est chauffé, ce qui permet de ramollir la résine et ainsi de décoller le film sans l'abimer. Pour ne pas dégrader le film, la température de chauffage ne doit pas être trop élevée (généralement 60 °C). Les films de Kapton® ont été recouverts d'une couche titane-cuivre (Ti : 10 nm / Cu : 100 nm) par co-pulvérisation cathodique. Les mêmes paramètres de dépôt que ceux décrits lors de la fabrication des RMLT ont été appliqués. Un enrésinement de 20 μm d'AZ4562 a ensuite été effectué, puis une lithographie à travers le masque décrit précédemment.

La pénétration de l'électrolyte dans le moule peut être favorisée par le même traitement plasma d'oxygène. Le même traitement que celui décrit au paragraphe II.A.1.4 a été appliqué aux films de Kapton® préalablement à l'étape de dépôt électrolytique. Lors de l'étape de dépôt électrolytique de cuivre, les films ont été découpés en deux parties. La croissance des boucles de 10 μm a été réalisée avec un courant de -2,83 mA. Celles de 20 μm ont été réalisées avec un courant de -5,65 mA. Le moule de cuivre a ensuite été éliminé à l'acétone et la sous-couche de cuivre a été gravée par voie chimique à l'aide d'une solution de gravure chrome (Chrome Etch n°1). La couche de titane a elle été gravée par une solution diluée d'HF.

Les boucles ainsi obtenues ont ensuite été découpées individuellement à l'aide d'un scalpel. La Figure II-15 présente quelques-unes des boucles réalisées (diamètre : 6, 10 et 14 mm ; section : $20 \mu\text{m}^2$).

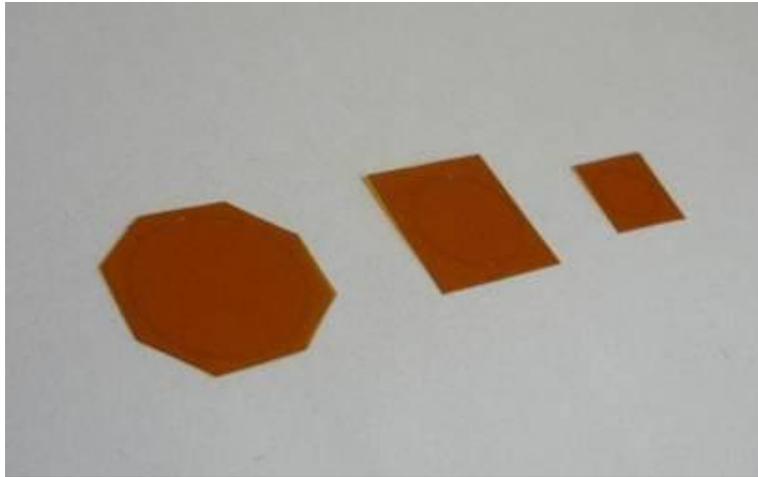


Figure II-15 - Boucles en cuivre déposées sur film de Kapton® par croissance électrolytique.

Les boucles de section de $10 \mu\text{m}^2$ ont présenté une très mauvaise adhérence du cuivre sur le film de Kapton®, les rendant inutilisables pour notre application. L'origine de ce défaut provient sûrement, en raison de la faible épaisseur des boucles, d'une sous-gravure de la sous-couche métallique lors de l'étape de gravure chimique.

II.B. Méthodes et outils d'investigations des techniques d'accord

L'influence de l'élément d'accord, pour chacune des deux techniques proposées, sur la fréquence de résonance d'un RMLT a été évaluée à travers une étude paramétrique basée à la fois sur des mesures expérimentales et des simulations numériques. Dans chacun des cas, la fréquence de résonance a été déterminée en fonction de la distance entre le résonateur et l'élément d'accord. L'effet des paramètres physiques et géométriques de l'élément a également été mis en évidence. Cependant, les temps de simulations étant élevées (plusieurs heures pour un point de mesure), des modèles de prédiction rapide de la fréquence de résonance ont également été développés.

Cette étude a été menée sur un résonateur en cuivre sur substrat de saphir prévu pour l'imagerie du proton de l'eau (6 tours, 14,6 mm de diamètre, fréquence de résonance théorique 63,8 MHz).

II.B.1. Eléments d'accord étudiés

Différents éléments d'accord ont été utilisés pour mettre en évidence l'influence de divers paramètres sur le décalage en fréquence accessible. Ces éléments ont été étudiés lors des caractérisations expérimentales, des simulations numériques et des modélisations analytiques.

Dans le cas de l'accord diélectrique, des substrats de diamètre 5,1 cm ont été utilisés afin de permettre le recouvrement total du RMLT. Des lames de différents matériaux ont été utilisées afin de mettre en évidence l'effet de la permittivité. Du verre, du MgO, du saphir et de l'aluminate de lanthane ont ainsi été utilisés. De plus, différentes épaisseurs de diélectrique ont été testées. Les substrats ont été placés parallèlement à la surface de l'antenne, et les données ont été obtenues pour une distance entre la lame diélectrique et l'antenne comprise entre 0 et 1 mm. Le Tableau II-9 présente les caractéristiques des différents substrats utilisés.

Matériau	Permittivité	Tan δ	Epaisseurs (μm)
Verre	4,8	5.10-4	250, 500, 1000
MgO	7	9.10-3	250, 500
Saphir	11,6	1.10-5	250, 500, 1000
Aluminate de Lanthane	23,6	3.10-4	250, 500

Tableau II-9 - Caractéristiques des différents substrats diélectriques utilisés.

Dans le cas de l'accord inductif, les boucles de section carrée de $20 \times 20 \mu\text{m}^2$, avec différents diamètres (6, 10 et 14 mm), décrite précédemment ont été utilisées. Les boucles ont été placées de manière coaxiale avec l'antenne, et les décalages en fréquence accessibles ont été déterminés pour une distance entre la surface et l'antenne comprise entre 0 et 10 mm.

II.B.2. Investigations expérimentales

Des mesures ont été réalisées à l'aide d'un banc d'optique permettant un alignement et un parallélisme précis du résonateur et de l'élément d'accord. Une platine de translation (pas : 1 μm) a permis le déplacement fin et contrôlé de l'élément d'accord. Le parallélisme entre le résonateur et l'élément d'accord a été assuré en collant ce dernier sur une pointe actionnée par la platine de translation. Ce collage est réalisé comme suit : l'objet est mis en contact avec le résonateur. Une goutte de colle liquide est ensuite déposée au centre de l'élément d'accord à déplacer. La pointe est ensuite mise en contact avec la colle, à l'aide de la platine de translation, sans toucher directement la surface de l'objet. La colle est ensuite durcie à l'aide d'une chaufferette. Le banc de mesure est représenté sur la Figure II-16.

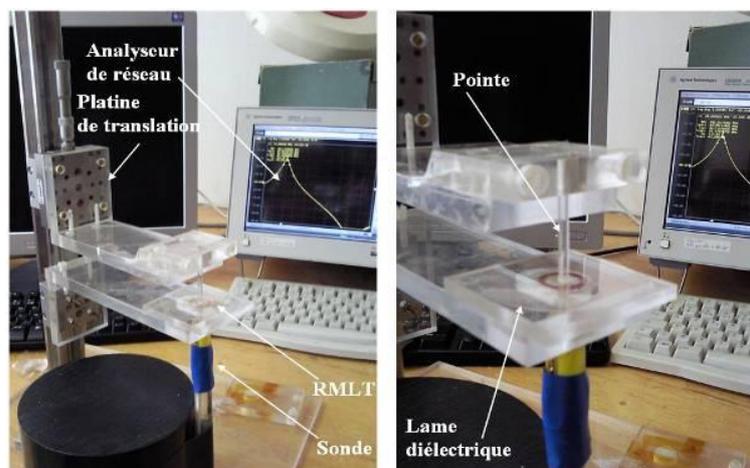


Figure II-16 - Banc de mesure expérimental comprenant une potence, une platine de translation, une pointe permettant le déplacement de l'élément d'accord, une sonde de mesure et le résonateur sous test.

La fréquence de résonance du RMLT, ainsi que son facteur de qualité, ont été mesurés, pour chaque position de l'élément d'accord, à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent E5061A, par la technique de mesure simple boucle décrite au paragraphe II.A.4.3. Une sonde de 2 mm de diamètre a été utilisée.

Lors de l'étude de l'accord inductif, les pistes de cuivre des boucles d'accord ont été recouvertes de ruban adhésif en Kapton® afin de ne pas créer de court-circuits entre les pistes du résonateur lors de la mise en contact. La distance minimale entre la boucle et le résonateur est donc égale à l'épaisseur du ruban adhésif, c'est-à-dire 125 μm . L'influence du ruban adhésif sur le décalage en fréquence est discutée au paragraphe II.C.2.3.

II.B.3. Simulations numériques

L'utilisation de simulations numériques dans le domaine des antennes radiofréquences pour l'IRM date d'une dizaine d'années [90]. Il s'agit d'un outil essentiel en vue de l'optimisation de leurs performances, de par la prédiction de leurs paramètres électriques ou la prise en compte des effets de l'environnement sur leur fonctionnement.

De nombreux logiciels commerciaux permettent de modéliser et simuler le fonctionnement d'antennes RF par une résolution des équations de Maxwell. Parmi les techniques de résolution les plus couramment utilisées on peut citer la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD) [91], la Méthode des Eléments Finis (FEM) [92] dans les domaines fréquentiel ou, plus rarement, temporel, ou encore la Méthode des Moments (MoM) dans le domaine fréquentiel. Certaines approches hybrides, combinant les avantages des différents types de simulations sont également utilisées depuis quelques années [93]. Pour chacune de ces approches, la résolution numérique des équations de Maxwell repose sur une discrétisation dans l'espace de ces équations. Elles sont ensuite résolues soit par itération dans le cas d'une résolution temporelle, soit par un système d'équations linéaires dans le domaine fréquentiel.

De plus, l'utilisation de simulations numériques reste le seul moyen de prévoir et visualiser les cartes de champs électrique et magnétique à l'intérieur et à l'extérieur du substrat constituant le résonateur. En effet, même si quelques techniques expérimentales ont été développées afin visualiser la distribution de champ électrique associée à une antenne RF pour l'IRM, elles ne permettent pas de visualiser ce champ à l'intérieur de la structure simulée [94].

La modélisation et la simulation de RMLT a été réalisée à l'IR4M, dans le cadre de la thèse de Simon Lambert, à l'aide du logiciel commercial CST Microwaves Studio (CST-MWS). Ce logiciel permet l'analyse précise de nombreux dispositifs tels que les antennes, les filtres ou les coupleurs.

CST-MWS met en œuvre la Technique des Intégrales Finies (FIT), qui consiste à discrétiser les équations de Maxwell intégrales sur une grille [95]. Cette transformation permet d'obtenir les Equations de Grille de Maxwell (MGE). Le principe de cette transformation est le suivant : le domaine de calcul, qui entoure l'objet, est subdivisé en mailles. Chacune de ces mailles est décrite par une double grille. On affecte le champ électrique et l'induction magnétique (respectivement e et b) à la première grille, tandis que le champ magnétique et l'induction électrique, ou densité de flux électrique (respectivement h et d) sont affectés à la

grille duale. Les équations de Maxwell sont ainsi exprimées de façon matricielle au niveau de chacune des mailles. La Figure II-17 représente de manière schématique le principe de cette transformation (tirée de [96]).

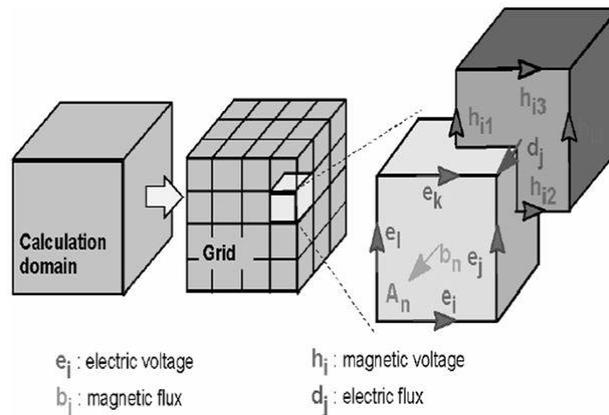


Figure II-17 – Représentation schématique de la mise sous forme matricielle des équations de Maxwell dans une double grille [96].

Les différentes équations résultant de cette transformation ainsi que les méthodes de calcul mises en œuvre par MWS, comme l'approximation de frontière parfaite (PBA) [97] ou celle dite « thin sheet technology », sont détaillées dans l'Annexe - D.

CST-MWS propose trois alternatives pour résoudre les équations de Maxwell, chacune correspondant à un choix de la source de courant d'excitation et de la prise en compte ou non des variations temporelles des champs.

Le solveur temporel, ou transient solver, permet de résoudre les équations de Maxwell avec une prise en compte des variations temporelles des champs. Ce solveur, comme de nombreux autres outils de simulation, est basé sur des FDTD. Les champs sont calculés à la suite de l'application d'une source de courant (générateur de tension, de courant ou de puissance) ou d'un champ (onde plane ou port en guide d'onde).

La différence de potentiel mesurée par un voltmètre placé aux niveaux des fentes du résonateur permet d'obtenir la courbe de tension en fonction de la fréquence et ainsi d'extraire la fréquence de résonance. Le facteur de qualité est obtenu par la mesure de la largeur à mi-hauteur. Les cartes de champs électriques et magnétiques, ainsi que les courants de surface, peuvent être obtenus en fin de simulation par transformée de Fourier.

Le solveur fréquentiel (frequency domain solver) permet de résoudre les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Ces équations sont exprimées en prenant l'hypothèse d'une variation harmonique des champs. Les sources d'excitation sont les mêmes que pour le solveur temporel.

Avec ce solveur, c'est l'analyse des courbes des paramètres S, en fonction de la fréquence, qui permet d'extraire la fréquence de résonance du résonateur. De la même manière que pour le solveur temporel, les cartes de champs ainsi que les courants de surface peuvent être obtenus en fin de simulation, pour des fréquences définies au préalable.

Enfin, le solveur en mode propre, ou « eigenmode solver », base la résolution des équations de grille sur une recherche des modes de résonance de la structure simulée. Dans ce solveur, il n'y a pas d'excitation à définir. Le résonateur est « enfermé » dans une boîte métallique qui possède sa propre fréquence de résonance. De par les couplages entre le résonateur et la boîte, les résultats de la simulation dépendent de la taille de la boîte. Une étude de convergence permet de déterminer la taille minimale de la boîte à partir de laquelle les résultats de simulation ne varient plus. La durée de simulation, proportionnelle à la taille du domaine de calcul, est ainsi limitée.

La fréquence de résonance du RMLT simulé est celle de son mode fondamental. L'énergie électromagnétique emmagasinée dans le résonateur est calculée par intégration des champs électrique et magnétique au niveau du résonateur.

A titre informatif, les géométries de RMLT en cuivre, qui ont été simulées dans le cadre de la thèse de Simon Lambert sont reportées dans le Tableau II-10.

Substrat	dp	w	esp	N	Epi	α	h	ϵ_r	$\tan\delta$
Epoxy	150	10		1	35	2	1.6	5	2e-2
Saphir	11,8	0,400	0,300	3	15	10	0,500	11,6	3e-8
Saphir	13,2	0,400	0,300	4	15	10	0,500	11,6	3e-8
Saphir	14,6	0,400	0,300	5	15	10	0,500	11,6	3e-8
Lanthanate	14,6	0,400	0,300	5	15	10	0,500	23,6	1e-6
Kapton	6	0,158	0,148	6	15	10	0,125	3,5	0,015
Téflon	5,5	0,088	0,040	6	10	10	0,125	2,15	3e-4
Saphir	7,3	0,200	0,120	5	15	10	0,330	10,056	3e-8
Saphir	7,3	0,130	0,070	11	15	10	0,330	10,056	3e-8
Saphir	14,6	0,200	0,150	6	15	10	0,330	10,056	3e-8
Téflon	180	20,53		1	17,8	2	0,787	2,1	3e-4

Tableau II-10 - Géométrie des RMLT simulés. (dp (mm) : diamètre médian de la piste extérieure ; w (mm): largeur de la piste ; esp (mm): espacement entre pistes ; N : nombre de tours ; Epi (μm): épaisseur de piste ; α : angle d'ouverture de la piste ; h (mm): épaisseur du substrat ; ϵ_r : permittivité diélectrique relative du diélectrique ; $\tan\delta$: tangente de perte du substrat à 1GHz ; Cu : Cuivre)

Une précision sur la simulation de la fréquence de résonance d'un RMLT inférieure à 2% a été obtenue pour chacun des solveurs [98].

Le déplacement des éléments d'accord, définis au paragraphe II.B.1, au voisinage de notre RMLT a été simulé. Les simulations ont été réalisées à l'aide du transient solver. La source d'excitation est une onde plane polarisée rectilignement, le résonateur se comportant alors comme un dipôle magnétique. Les résultats de simulation proviennent de l'interaction entre le résonateur et un champ magnétique. On positionne un voltmètre au niveau des fentes du RMLT et une sonde permet de récupérer le champ magnétique localement. La Figure II-18 présente le résonateur dans le domaine de calcul ainsi que les orientations des différents champs.

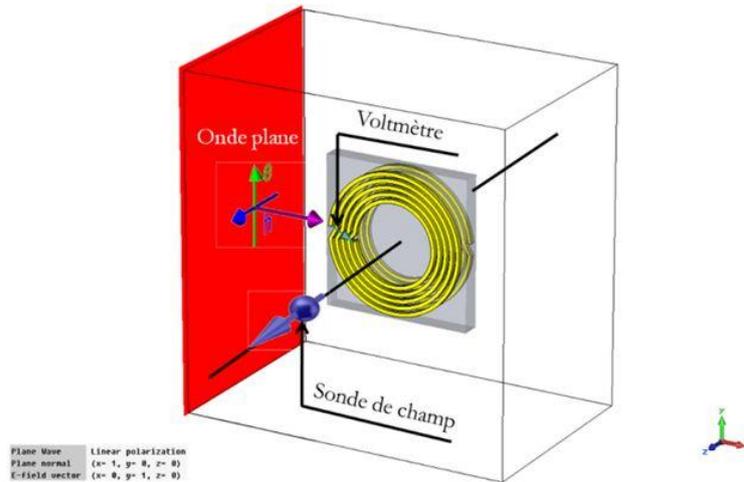


Figure II-18 - Résonateur placé dans le domaine de calcul, excité par une onde plane polarisée rectilignement. Le champ h est orienté suivant l'axe du résonateur. Une sonde de champ magnétique permet de récupérer le champ H en un point de l'espace. Un voltmètre est positionné au niveau de la fente du RMLT.

Une étude de convergence a permis d'optimiser le maillage et ainsi d'améliorer la précision du résultat. Le maillage a été raffiné dans les zones présentant une forte densité d'énergie électromagnétique ou à l'interface entre deux matériaux. Ainsi, le maillage est plus fin dans l'épaisseur du diélectrique, pour prendre en compte l'effet du confinement du champ électrique, permettant ainsi une meilleure modélisation de l'effet capacitif distribué dans le diélectrique. De plus, le maillage a été raffiné dans le plan du résonateur afin de mieux décrire la courbure des pistes du RMLT.

Pour chacun des éléments d'accord, la fréquence de résonance a été simulée en fonction de la distance entre la surface du résonateur et l'élément d'accord. Les cartes de champs électriques et magnétiques à proximité du résonateur et à l'intérieur du substrat diélectrique ont également été simulées. Dans le cas de l'accord inductif, le facteur de qualité a également été simulé en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur. Les lames de diélectriques utilisées pour l'accord diélectrique ayant des tangentes de pertes faibles, leur influence sur le facteur de qualité est très réduite et celui-ci n'a donc pas été simulé afin de diminuer la durée totale de simulation. Le temps de simulation pour une position de la lame diélectrique étudiée est de l'ordre d'une heure.

II.B.4. Modélisations

Les temps de calcul des simulations numériques que nous avons réalisées étant très longs, il est nécessaire de disposer d'outils de prédiction rapide de la fréquence de résonance d'un RMLT, en fonction des paramètres physiques et géométriques de l'élément d'accord, ainsi que de la distance entre celui-ci et la surface du résonateur.

II.B.4.1. Accord diélectrique

Dans le cas de l'accord diélectrique, l'ensemble des données obtenues par simulations numériques a été utilisé afin de proposer une formulation empirique de la fréquence de

résonance, en fonction de l'épaisseur de la lame diélectrique h , de sa permittivité ε et de la distance d entre celle-ci et le résonateur. Le logiciel Matlab a été utilisé afin de réaliser un fit de ces données et d'ajuster les différents paramètres de la formule.

Pour la réalisation de ce modèle, nous nous sommes appuyés sur des considérations physiques, permettant de déterminer les conditions aux limites de la dépendance de la fréquence en ε , h , et d , afin de faire converger les différents paramètres du fit. Lorsque ε tend vers 1, la lame n'a plus d'influence sur la fréquence de résonance. De plus, la fréquence de résonance ne varie pas linéairement avec ε et l'effet de la lame tend à saturer à partir d'une certaine valeur de ε . De la même manière, lorsque h tend vers 0 l'effet de la lame sur la fréquence de résonance devient nul et la fréquence de résonance ne varie plus à partir d'une certaine valeur de h . Enfin, l'effet de la lame est maximal lorsque la lame et le résonateur sont en contact ($d = 0$) et devient nul lorsque la lame est à une distance où il n'y a plus de lignes de champ électrique.

A partir de ces considérations, nous proposons la formulation suivante. Soit p_i les différents paramètres de fit déterminés par le logiciel. On définit les paramètres P_i par:

$$P_1 = p_4 \cdot \varepsilon + p_3 \quad (\text{II} - 4)$$

$$P_2 = p_6 \cdot \varepsilon + p_5 \quad (\text{II} - 5)$$

$$P_3 = p_8 \cdot \varepsilon + p_7 \quad (\text{II} - 6)$$

$$P_4 = (P_1 + P_2 \cdot d + P_3 \cdot d^2) \quad (\text{II} - 7)$$

La fréquence de résonance F_c calculée en fonction de ε , h et d est donnée par:

$$F_c = F_0 \cdot (1 + \Delta) \quad (\text{II} - 8)$$

Avec:

$$\Delta = (\alpha \cdot \exp(P_4 \cdot h)) + c_\infty \quad (\text{II} - 9)$$

$$c_\infty = ((p_{13} \cdot \varepsilon) \cdot ((p_{17} \cdot \varepsilon^2 \cdot p_{16} \cdot \varepsilon + 1) p_{11} \cdot d^2 + (p_{18} \cdot \varepsilon^2 + p_{15} \cdot \varepsilon + 1) p_{10} \cdot d + p_9) \exp(p_{12} \cdot d + p_{14} \cdot \varepsilon)) \quad (\text{II} - 10)$$

$$\alpha = p_1 \cdot \varepsilon \cdot \exp(p_2 \cdot d) \quad (\text{II} - 11)$$

Les différents paramètres calculés par logiciel afin de réaliser le fit des données de simulation sont les suivants:

$$\begin{array}{llll} p_1 = 4.0594e-03; & p_2 = -2.8200e+04; & p_3 = -3.2066e+03; & p_4 = 4.7644e+01; \\ p_5 = 2.3657e+07; & p_6 = -1.3923e+06; & p_7 = -2.3382e+10; & p_8 = -1.6286e+08; \\ p_9 = 1.5047e+04; & p_{10} = -1.0238e-01; & p_{11} = 7.5197e+12; & p_{12} = -2.7786e+04; \\ p_{13} = -4.5760e-07; & p_{14} = -2.4048e-03; & p_{15} = 8.9047e+07; & p_{16} = -8.1380e-02; \\ p_{17} = 2.5278e-03; & p_{18} = -6.7791e+04 & & \end{array}$$

II.B.4.2. Accord inductif

Afin d'évaluer l'influence de la boucle d'accord sur la fréquence d'un RMLT, il est nécessaire de déterminer l'inductance totale du résonateur modifiée par la présence de la boucle. Il est

ensuite possible d'utiliser le modèle décrit au chapitre I en prenant en compte les différents couplages mutuels entre la boucle et chacune des spires du résonateur étudié.

Une approche énergétique a été utilisée afin de déterminer l'inductance totale de l'antenne, modifiée par la présence de la boucle, en fonction de la géométrie de la boucle et de sa distance à l'antenne. On considère le schéma électrique équivalent suivant :

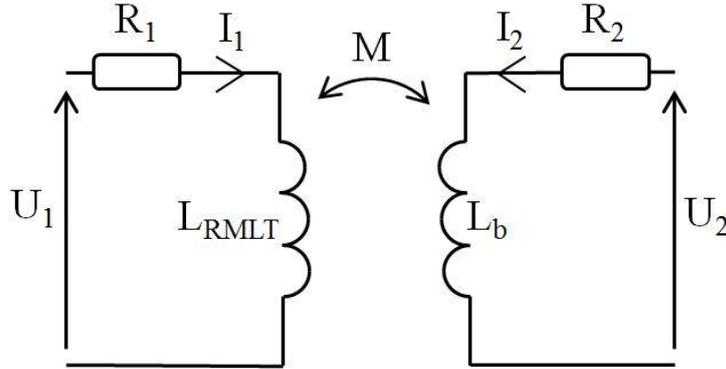


Figure II-19 – Schéma électrique équivalent du résonateur couplé inductivement avec la boucle en cuivre.

Le RMLT étant parcouru par un courant I_1 , il est traversé par un flux propre $\phi_1 = L_{RMLT} \cdot I_1$. I_1 dépendant du temps, le flux propre en dépend également et le RMLT est le siège d'une f.e.m dite d'auto-induction telle que :

$$e_1 = -\frac{d\phi_1}{dt} = -L_{RMLT} \cdot \frac{d(I_1)}{dt} \quad (\text{II-2})$$

Le RMLT crée dans tout l'espace un champ B_1 , proportionnel à I_1 . Ce champ crée alors un flux $\phi_{1 \rightarrow 2}$, à travers la boucle d'accord, appelé flux mutuel du RMLT à travers la boucle. On note :

$$\phi_{1 \rightarrow 2} = M_{1 \rightarrow 2} I_1 \quad (\text{II-3})$$

De la même manière le flux créé par la boucle d'accord à travers le RMLT s'écrit :

$$\phi_{2 \rightarrow 1} = M_{2 \rightarrow 1} I_2 \quad (\text{II-4})$$

On montre par le théorème de Neumann que :

$$M_{1 \rightarrow 2} = M_{2 \rightarrow 1} = M \quad (\text{II-5})$$

La boucle étant également soumise à sa f.e.m propre $e_2 = -L_b \cdot \frac{d(I_2)}{dt}$, on peut exprimer les f.e.m d'inductions des deux circuits couplés. On a :

$$e_1' = -L_{RMLT} \cdot \frac{d(I_1)}{dt} - M \frac{dI_2}{dt} \quad (\text{II-6})$$

Et

$$e_2' = -L_b \cdot \frac{d(I_2)}{dt} - M \frac{dI_1}{dt} \quad (\text{II-7})$$

La différence de potentiel aux bornes de chaque circuit vaut :

$$U_1 = R_1 I_1 - e_1' = R_1 I_1 + L_{RMLT} \cdot \frac{d(I_1)}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} \quad (\text{II-8})$$

Et

$$U_2 = R_2 I_2 - e_2' = R_2 I_2 + L_b \cdot \frac{d(I_2)}{dt} + M \frac{dI_1}{dt} \quad (\text{II-9})$$

La puissance électrique reçue par le système global vaut :

$$P = U_1 I_1 - U_2 I_2 \quad (\text{II-10})$$

On obtient donc :

$$P = (R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2) + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_{RMLT} I_1^2 + \frac{1}{2} L_b I_2^2 + M I_1 I_2 \right) \quad (\text{II-11})$$

On identifie la puissance dissipée par effet Joule ainsi que l'énergie magnétique du système global définie par :

$$E_{sys} = \frac{1}{2} L_{RMLT} I_1^2 + \frac{1}{2} L_b I_2^2 + M I_1 I_2 \quad (\text{II-12})$$

On constate que cette énergie est la somme des énergies propres de chaque circuit et d'une énergie d'échange représentant le couplage entre les deux. Cette énergie du système aurait également pu être définie comme la somme de l'énergie du RMLT en présence de la boucle (notée E'_{RMLT}) et de l'énergie de la boucle en présence du RMLT (notée E'_b). Ainsi on a :

$$E_{sys} = E'_{RMLT} + E'_b \quad (\text{II-13})$$

En écrivant l'équation II-15 sous la forme:

$$E_{sys} = \frac{1}{2} L_{RMLT} I_1^2 + \frac{1}{2} L_b I_2^2 + M I_1 I_2 + \frac{1}{2} \frac{M^2 I_1^2}{L_b} - \frac{1}{2} \frac{M^2 I_1^2}{L_b} \quad (\text{II-14})$$

On obtient facilement :

$$E_{sys} = \frac{1}{2} \left(L_{RMLT} - \frac{M^2}{L_b} \right) I_1^2 + \frac{1}{2} L_b \left(I_2 + \frac{M}{L_b} I_1 \right)^2 \quad (\text{II-15})$$

On identifie ainsi :

$$E'_{RMLT} = \frac{1}{2} \left(L_{RMLT} - \frac{M^2}{L_b} \right) \cdot I_1^2 \quad (\text{II-16})$$

Et ainsi, l'inductance du RMLT modifiée par la présence de la boucle d'accord vaut :

$$L'_{RMLT} = L_{RMLT} - \frac{M^2}{L_b} \quad (\text{II-17})$$

Il suffit alors de calculer l'inductance mutuelle M , entre le résonateur et la boucle, pour pouvoir déterminer la fréquence de résonance modifiée par la présence de la boucle. Pour cela, on utilise le même principe que lors du calcul de l'inductance propre du RMLT seul mais en y intégrant la présence de la boucle. M est alors la somme des mutuelles entre la boucle et chaque tours du RMLT, et ce pour chacune des deux faces du RMLT. La Figure II-20 représente schématiquement les différents couplages mutuels entre la boucle d'accord et les pistes d'un résonateur 3 tours.

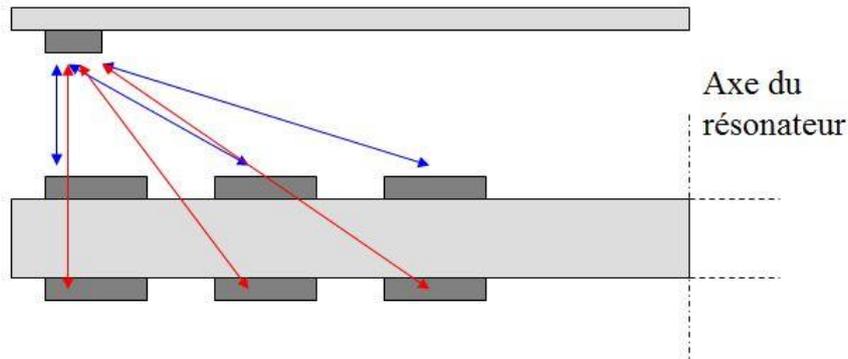


Figure II-20 – Représentation schématique des couplages inductifs entre la boucle d'accord et les pistes d'un résonateur 3 tours. Flèches bleues : couplage avec la face supérieure du résonateur. Flèches rouges : couplages avec la face inférieure du résonateur.

II.C. Résultats

II.C.1. Accord diélectrique

Nous présentons dans ce paragraphe l'ensemble des résultats obtenus au cours de notre étude d'un accord diélectrique. Des comparaisons entre les différentes méthodes d'investigations sont présentées.

II.C.1.1. Cartes de champ électrique

L'utilisation de simulations numériques nous a permis d'illustrer les phénomènes physiques mis en jeu lors d'un accord par couplage diélectrique. L'interception des lignes de champ électrique par une lame diélectrique est illustrée sur la Figure II-21. Le résonateur est vu en coupe. La lame diélectrique utilisée est en saphir de 500 μm d'épaisseur et située à 100 μm de

la surface du résonateur. La figure de droite présente un zoom de cette carte de champ électrique au niveau des pistes conductrices du résonateur.

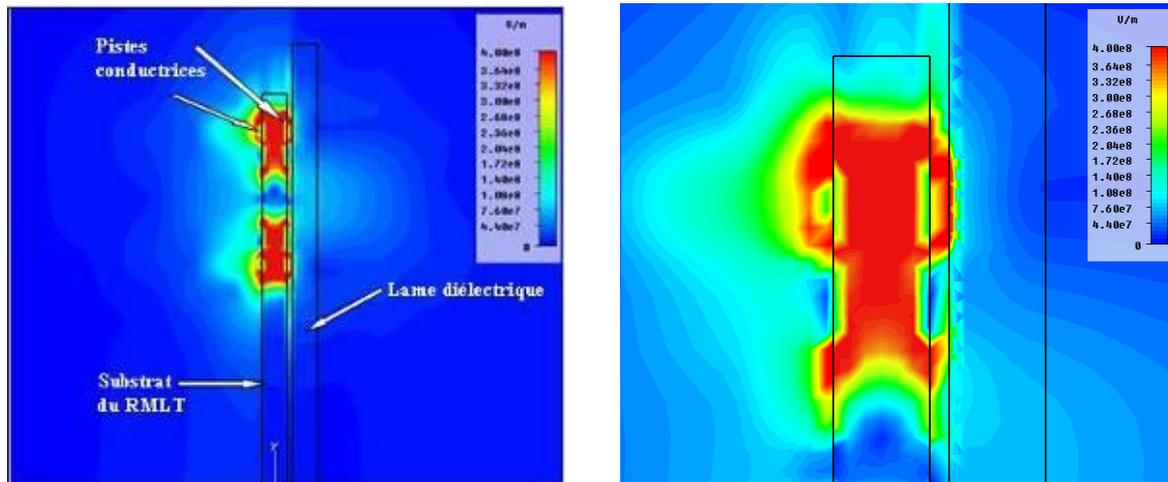


Figure II-21 - Vues en coupe du champ électrique simulé d'un résonateur 5 tours en cuivre sur saphir en présence d'une lame diélectrique de 500 μm de saphir et située à 100 μm de la surface du résonateur.

Nous observons que l'intensité du champ électrique est maximale à la surface du résonateur. Il apparaît que sans la lame diélectrique (côté gauche du résonateur) l'intensité du champ décroît plus lentement qu'en présence de celui-ci. A titre d'exemple, à 300 μm de la surface du résonateur, elle est diminuée d'un facteur 5 par rapport à sa valeur en espace libre.

L'utilisation de simulations numériques nous a également permis de mettre en évidence la répartition spatiale de l'intensité du champ électrique. Les cartes de la Figure II-22 présentent l'intensité du champ électrique simulé dans un plan situé à 200 μm de la surface du résonateur. Dans chaque cas le résonateur est vu de dessus et l'intensité a été normalisée à sa valeur moyenne dans le plan. Sur la Figure II-22 (a), le résonateur est en espace libre, c'est-à-dire sans lame diélectrique à proximité. Sur la Figure II-22 (b), le résonateur est en présence d'une lame diélectrique de saphir, de 500 μm d'épaisseur, et située à 100 μm de sa surface.

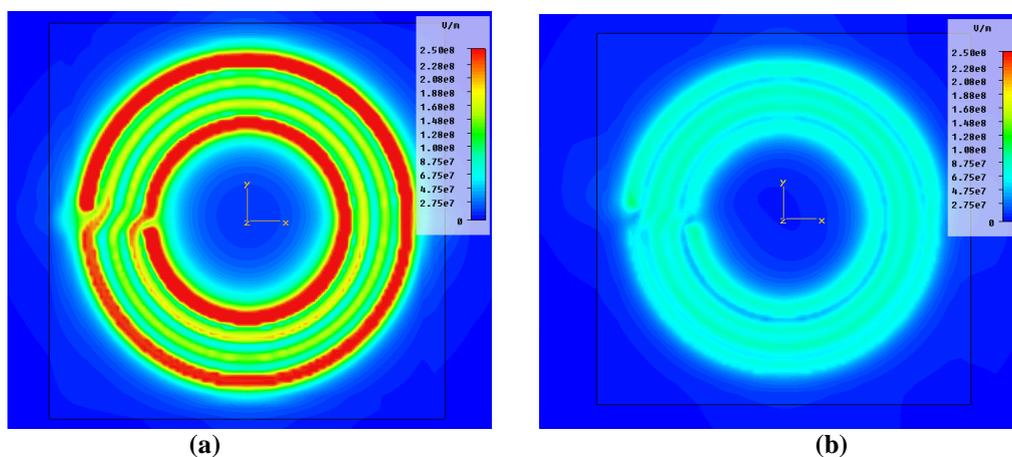


Figure II-22 - Intensité du champ électrique simulé d'un résonateur 5 tours en cuivre sur saphir dans un plan situé à 200 μm de la surface du résonateur. (a) Le résonateur est en espace libre. (b) Le résonateur est en présence d'une lame diélectrique de saphir, de 500 μm d'épaisseur, située à 100 μm de sa surface.

Sans lame diélectrique, l'intensité du champ électrique est maximale aux extrémités de la piste conductrice, c'est-à-dire dans les tours situés les plus à l'intérieur et à l'extérieur de l'enroulement. Cette observation est cohérente avec l'analyse du fonctionnement de l'antenne en tant que ligne de transmission. En présence d'une lame diélectrique, cette situation s'inverse, le champ électrique étant plus intense dans les tours centraux qu'aux extrémités de l'enroulement. La lame diélectrique induit une diminution de l'intensité du champ électrique d'un facteur 3 pour les extrémités et d'un facteur 2 pour les tours centraux. Ces modifications du fonctionnement et de l'environnement du résonateur sont à l'origine de la variation de certains de ses paramètres et en particulier de la fréquence de résonance.

II.C.1.2. Fréquences de résonance simulées

La fréquence de résonance à vide du résonateur simulé, c'est-à-dire sans la présence d'une lame diélectrique à proximité, est de 64,6 MHz ce qui correspond à un écart d'environ 1 % avec la fréquence de résonance théorique prévue par le modèle décrit au paragraphe I.C.2.2. Les variations de la fréquence de résonance simulée, pour différentes lames diélectriques, sont présentées sur la Figure II-23, en fonction de la distance entre la lame et le résonateur.

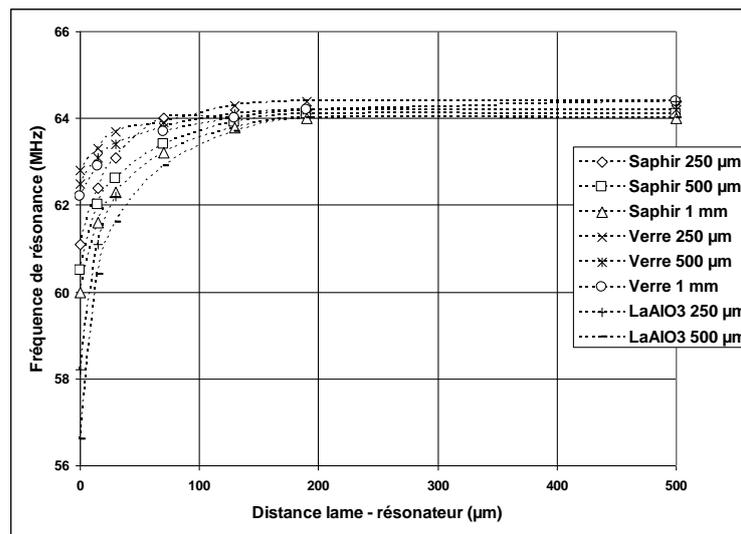


Figure II-23 – Fréquences de résonance simulées d'un résonateur 6 tours – 14,6 mm, pour différentes lames diélectriques, en fonction de la distance entre la lame et le résonateur.

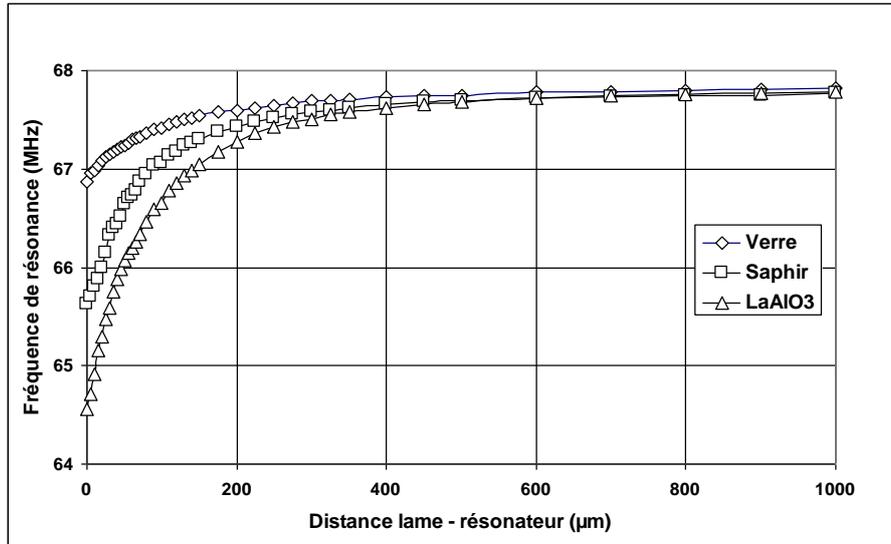
La fréquence de résonance augmente avec la distance entre le résonateur et la lame de diélectrique. Le décalage en fréquence obtenu est maximal lorsque la lame est en contact avec les pistes du résonateur. On constate également une variation non linéaire de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité du matériau diélectrique utilisé. Un décalage en fréquence maximal de 9,6 MHz, correspondant à une variation de 14,9 %, a été obtenu avec une lame de 500 µm d'aluminate de lanthane.

Pour chacune des lames diélectriques utilisées, 90% du décalage obtenu l'a été dans les 200 premiers microns depuis la surface. A titre d'exemple, dans le cas de lames de saphir, entre 50 et 60 % du décalage en fréquence accessible est obtenu à 30 µm de la surface, avec une pente de variation d'environ 60 KHz/µm. Cette pente de variation est de 165 KHz/µm dans le cas de

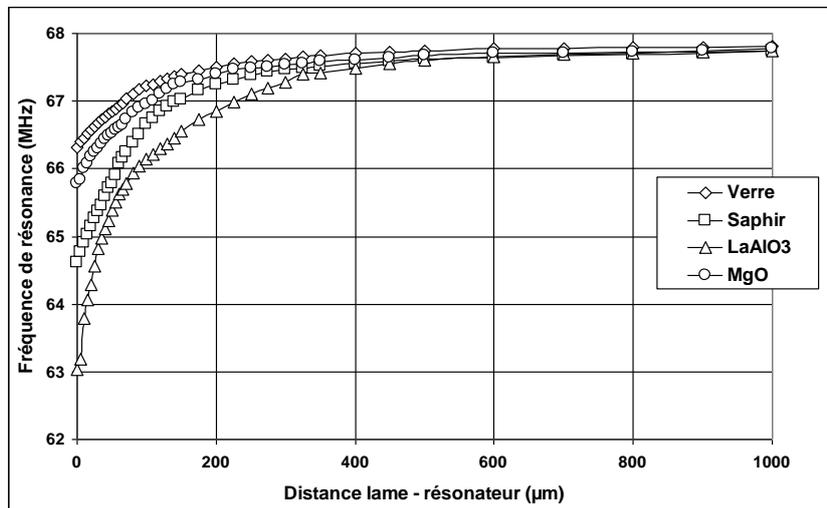
lame de 500 μm d'aluminat de lanthane et correspondant à 65 % du décalage en fréquence obtenu avec cette lame.

II.C.1.3. Fréquences de résonance mesurées

La Figure II-24 présente la fréquence de résonance mesurée, en fonction de l'espacement entre le résonateur et la lame diélectrique, pour différents matériaux d'épaisseurs 250 μm (Figure II-24 (a)) et 500 μm (Figure II-24(b)).



(a)



(b)

Figure II-24 – Caractéristiques fréquence-déplacement pour différentes lames diélectriques. (a) lames de 250 μm d'épaisseur. (b) lames de 500 μm d'épaisseur.

De la même manière que pour les résultats de simulations numériques, la fréquence de résonance augmente avec la distance entre le résonateur et la lame de diélectrique. Le décalage en fréquence obtenu est maximal lorsque la lame est en contact avec les pistes du

résonateur. On constate également une variation non linéaire de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité du matériau diélectrique utilisé. Ainsi, un décalage en fréquence maximal de 6,1 MHz, correspondant à une variation de 9 %, a été obtenu avec une lame de 500 μm de d'aluminate de lanthane.

Pour chacune des lames diélectriques utilisées, 90% du décalage obtenu l'a été dans les 300 premiers μm de la surface. Dans le cas de lames de saphir, 20% du décalage en fréquence accessible est obtenu à 30 μm de la surface, avec une pente de variation de 20 KHz/ μm . Cette pente de variation est de 55 KHz/ μm dans le cas de lame de 500 μm d'aluminate de lanthane et correspondant à 25 % du décalage en fréquence obtenu avec cette lame.

Afin de mettre en évidence l'influence de la hauteur et de la permittivité de la lame diélectrique utilisée, il est intéressant de présenter la fréquence de résonance, en fonction d'un de ces deux paramètres pour une valeur fixée du second. La variation de la fréquence de résonance par rapport à la permittivité du diélectrique utilisé est plus particulièrement représentée sur la Figure II-25, dans le cas de lames de 500 μm d'épaisseur et pour différentes distances entre le résonateur et la lame.

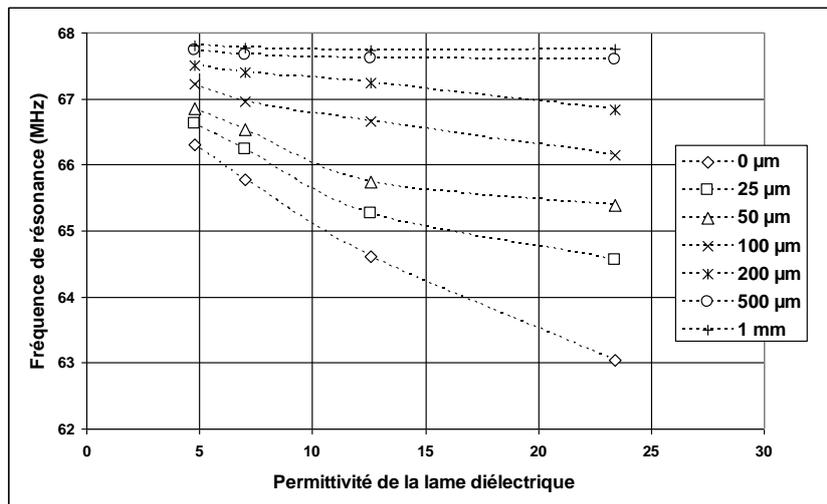


Figure II-25 – Influence de la permittivité sur la fréquence de résonance mesurée, pour des lames de 500 μm d'épaisseur et différentes distances entre la lame et le résonateur.

On constate que la fréquence de résonance, pour une distance donnée, varie de façon quasi-linéaire, pour des distances supérieures à 100 μm , avec la permittivité de la lame diélectrique lorsque celle-ci varie entre 1 et 25. Le décalage en fréquence obtenu est d'autant plus grand que la permittivité est élevée. On constate que, lorsque la distance entre la lame et le résonateur devient supérieure à 200 μm , la variation de la fréquence reste inférieure à 1 %, quel que soit le matériau utilisé. Pour une distance supérieure à 500 μm , l'influence de la permittivité sur le décalage en fréquence obtenu est quasi nulle. En revanche, lorsque la lame diélectrique et le résonateur sont en contact, la fréquence de résonance décroît avec une pente d'environ -170 kHz par unité de permittivité.

Cependant, les résultats présentés ont été obtenus pour des permittivités comprises entre 1 et 25. Il apparaît évident que la fréquence de résonance ne varie pas de manière linéaire quelle que soit la permittivité de la lame et que l'effet diélectrique sature à plus grande échelle. Cet

effet n'a pu être démontré expérimentalement et des simulations numériques sont nécessaires afin de le mettre en évidence.

L'influence de l'épaisseur de la lame diélectrique utilisée sur la fréquence de résonance est représentée sur la Figure II-26, pour différentes distances entre une lame de saphir et le résonateur.

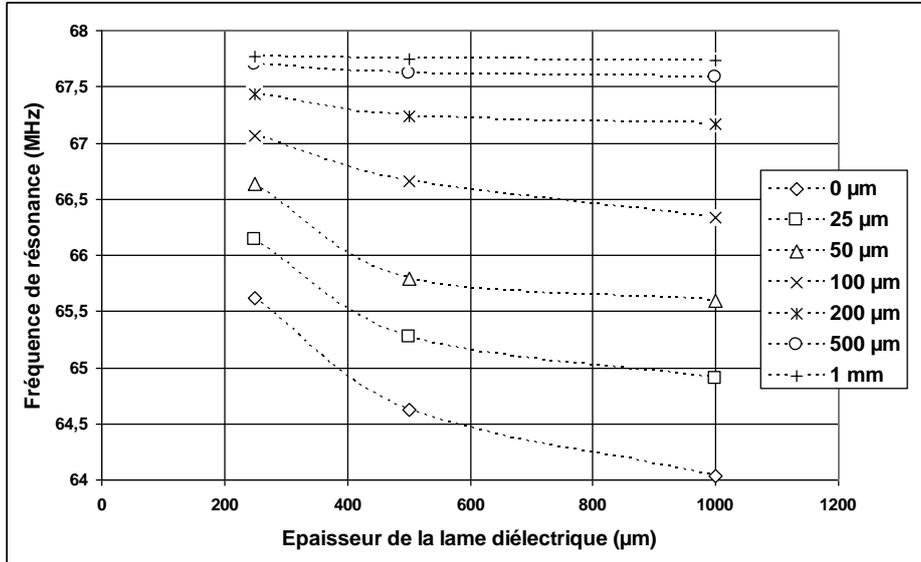


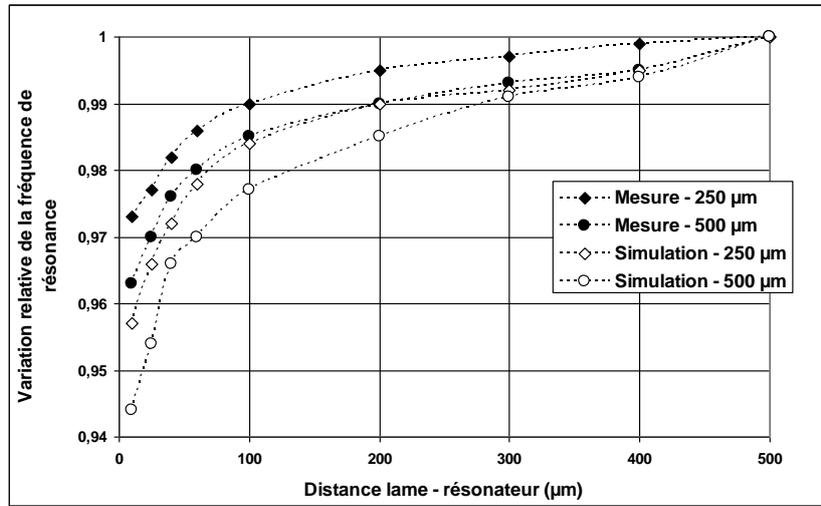
Figure II-26 – Influence de l'épaisseur d'une lame de saphir sur la fréquence de résonance mesurée, pour différentes distances entre la lame et le résonateur.

On constate que la fréquence de résonance, pour une distance fixée, varie de façon non linéaire avec l'épaisseur de la lame diélectrique. Le décalage en fréquence obtenu est d'autant plus grand que l'épaisseur de diélectrique est élevée. Lorsque la distance entre la lame et le résonateur devient supérieure à 200 µm, la variation de la fréquence reste inférieure à 1 %, quelle que soit l'épaisseur de la lame. Pour des distances entre la lame et le résonateur inférieures à 100 µm, on constate que la pente de variation de la fréquence de résonance tend à diminuer lorsque l'épaisseur de la lame augmente. A titre d'exemple, lorsque la lame et le résonateur sont en contact, une pente de variation de -4 kHz/µm est obtenue lorsque l'épaisseur varie entre 250 et 500 µm. Cette pente n'est plus que de -2,5 kHz/µm lorsque l'épaisseur varie entre 500 µm et 1 mm. Cette variation non linéaire montre donc que l'effet diélectrique devient limité lorsque l'épaisseur augmente, la plupart des lignes de champs électriques générées par le résonateur étant interceptée par la lame diélectrique.

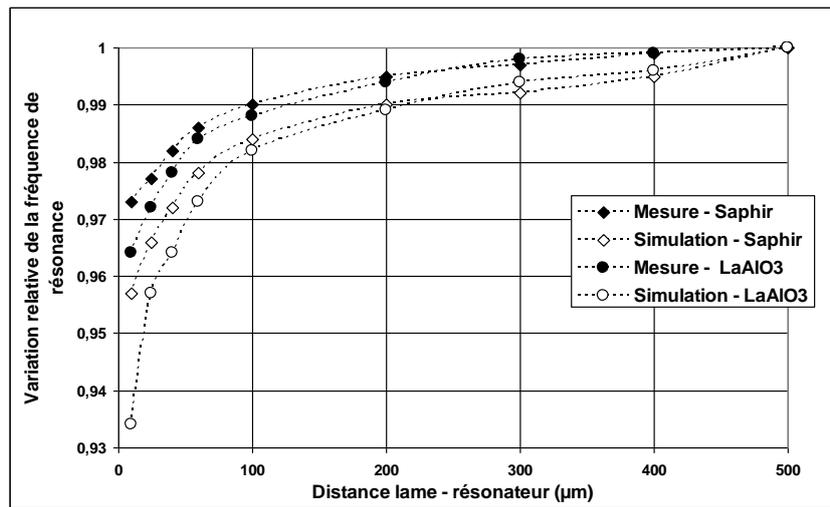
II.C.1.4. Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et simulées

Une comparaison entre les données obtenues par simulations numériques et celles obtenues expérimentalement est présentée sur la Figure II-27. La fréquence de résonance mesurée étant supérieure à celle prévue par le modèle analytique, nous présentons ici les variations relatives normalisées de la fréquence de résonance obtenue expérimentalement et par simulations. La Figure II-27 (a) illustre l'influence de l'épaisseur de la lame diélectrique utilisée en comparant les résultats obtenus pour des lames de saphir d'épaisseurs 250 et 500 µm, tandis que la

Figure II-27 (b) illustre l'influence de la permittivité, pour des lames de saphir et d'aluminate de lanthane d'épaisseur 250 μm .



(a)



(b)

Figure II-27 – Comparaison entre les variations relatives normalisées de la fréquence de résonance obtenue expérimentalement et celle obtenue par simulations numériques. (a) pour des lames de saphir de 250 et 500 μm d'épaisseur. (b) pour des lames de 250 μm d'épaisseur de saphir et d'aluminate de lanthane.

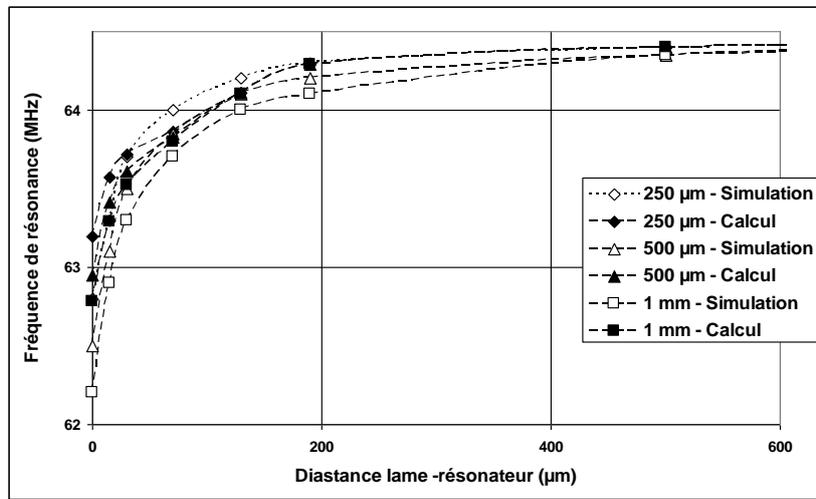
Sur la Figure II-27 (a), pour des lames de saphir de différentes épaisseurs, une déviation moyenne de 1 % entre les données expérimentales et celles prévues par simulations numériques est obtenue. Cette déviation augmente jusqu'à 2 % pour des distances entre la lame diélectrique et la surface de l'antenne inférieures à 5 μm . sur la Figure II-27 (b), une déviation moyenne de 2 % est obtenue. Cette déviation augmente jusqu'à 3 %, dans le cas d'une permittivité élevée, lorsque la distance est inférieure à 5 μm .

Le bon accord relatif entre les données mesurées et simulées est à pondérer par l'écart important entre les pentes de variations obtenues dans les premiers microns. En effet les

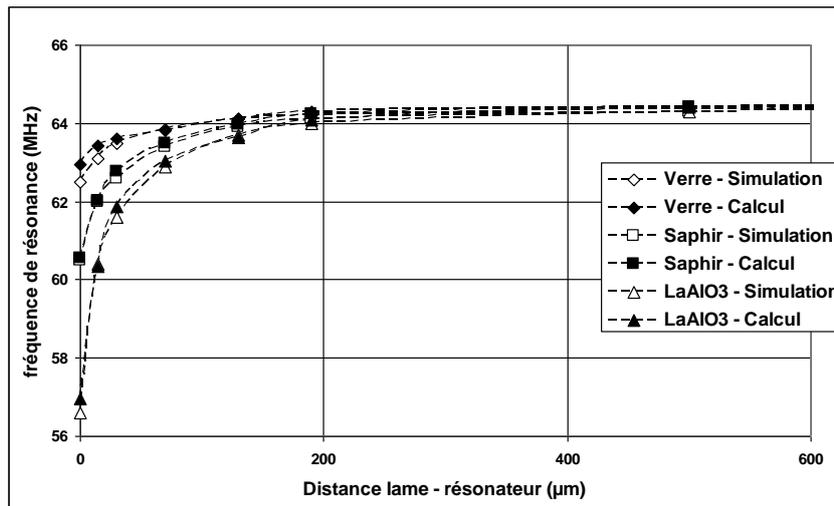
pentés prévues par simulations sont environ deux fois supérieures à celles mesurées dans les 25 premiers microns. Ceci impose une augmentation de la densité de maillage dans les premiers microns afin d'améliorer la précision de la simulation mais conduit à une augmentation significative du temps de calcul.

II.C.1.5. Modélisation analytique

Les données calculées à l'aide du modèle analytique ont été comparées à celles obtenues par simulations numériques. Ces résultats sont présentés sur la Figure II-28. La Figure II-28 (a) illustre l'influence de l'épaisseur de la lame diélectrique pour des lames de verre. La Figure II-28 (b) montre l'influence de la permittivité à travers l'utilisation de lames de 500 µm de différents matériaux diélectriques.



(a)



(b)

Figure II-28 - Comparaisons entre la fréquence de résonance simulée et celle calculée par le modèle analytique proposé. (a) lames de verres de différentes épaisseurs. (b) lames de 500 µm de différents matériaux diélectriques.

II.C.1.6. Facteur de qualité mesuré

La mesure du facteur de qualité lorsque la lame diélectrique est en contact avec la surface de l'antenne, c'est-à-dire là où son influence est la plus importante, en fonction de l'épaisseur du substrat utilisé est proposée sur la Figure II-29.

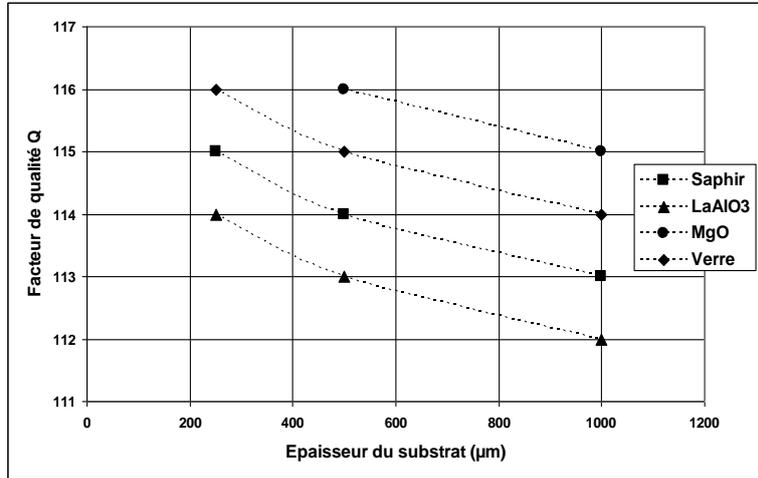


Figure II-29 – Facteur de qualité mesuré lorsque la lame de diélectrique est posée contre les pistes du résonateur.

On observe que la diminution du facteur de qualité reste inférieure à 2 % quelle que soit la tangente de pertes du matériau diélectrique utilisé.

La Figure II-30 présente les variations du facteur de qualité mesuré, en fonction de la distance entre la lame diélectrique et le résonateur, pour chacune des lames diélectriques utilisées.

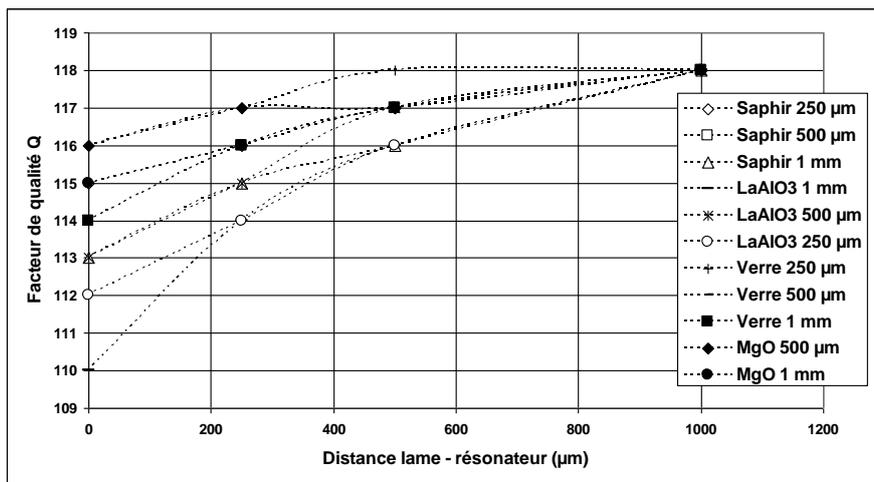


Figure II-30 – Variations du facteur de qualité mesuré en fonction de la distance entre la lame diélectrique et le résonateur.

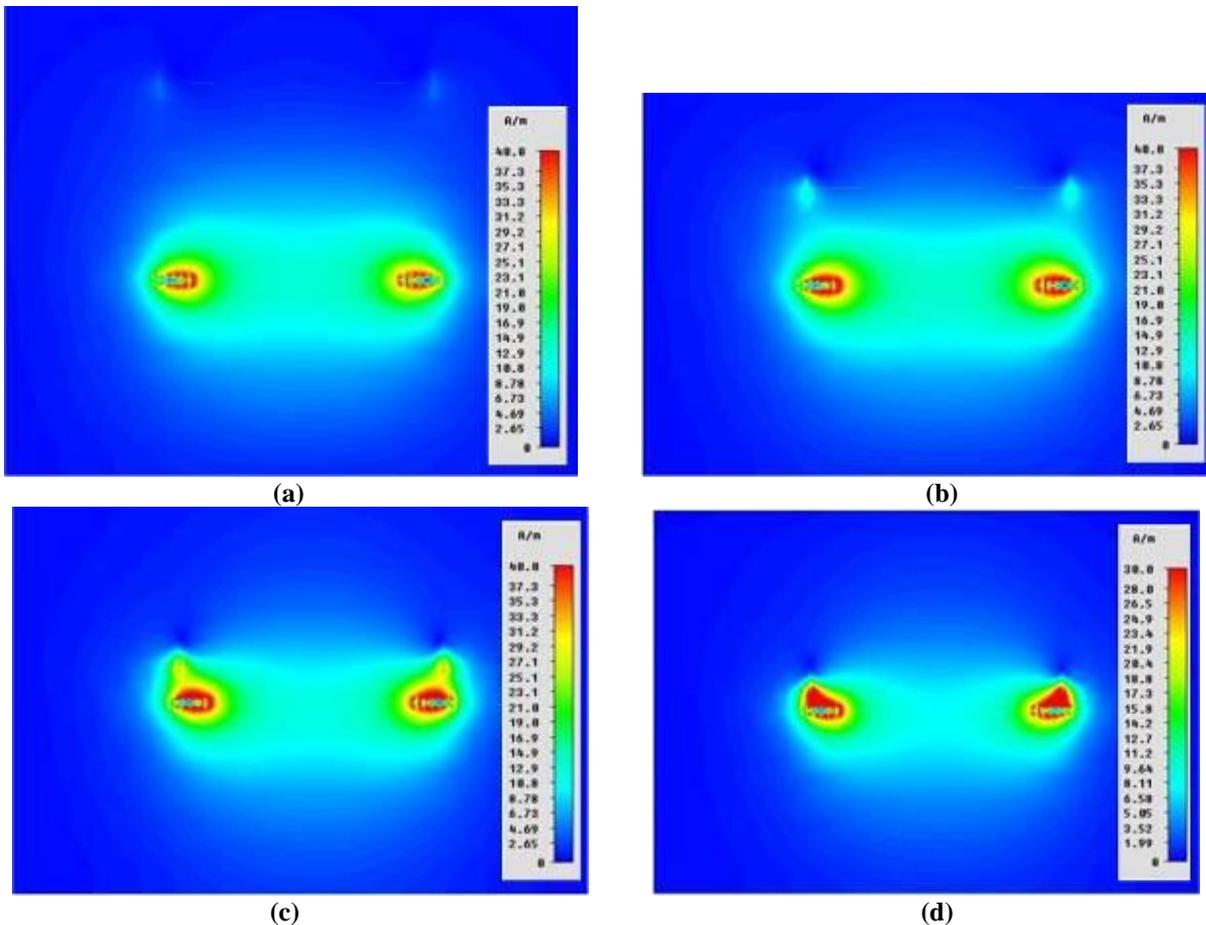
Une diminution maximale de 5 % du facteur de qualité mesuré a été obtenue avec une lame de 1 mm d'aluminate de lanthane. Comme attendu, grâce à l'utilisation de matériau présentant une faible tangente de pertes, la technique d'accord diélectrique préserve le facteur de qualité du résonateur.

II.C.2. Accord Inductif

Nous présentons dans ce paragraphe l'ensemble des résultats obtenus au cours de notre étude d'un accord inductif. Des comparaisons entre les différentes méthodes d'investigations sont présentées.

II.C.2.1. Cartes de champ magnétique

La Figure II-31 renseigne sur l'influence de la distance entre la boucle d'accord et le résonateur sur le champ magnétique rayonné par unité de courant, c'est-à-dire sur la sensibilité de détection et donc le fonctionnement du résonateur. Cette figure présente les cartes de champ magnétique simulées dans le cas d'une boucle de diamètre 14 mm, c'est-à-dire quasi-identique à celui du résonateur permettant donc un échange de flux magnétique maximal entre les deux, pour différentes distances entre la boucle et le résonateur. En raison des grandes variations de l'intensité du champ, il est nécessaire de choisir une échelle particulière pour chacune des images présentées afin de permettre une meilleure lisibilité des résultats.



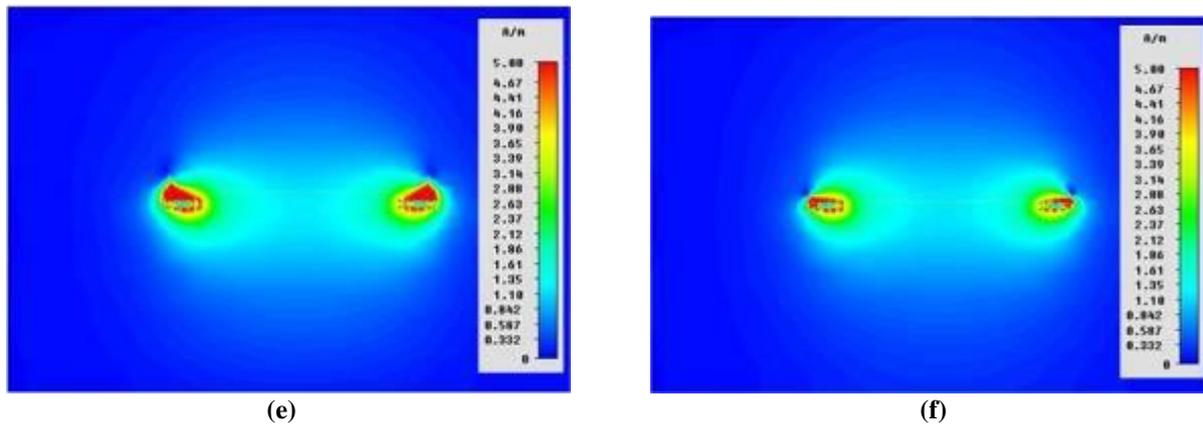


Figure II-31 – Cartes de champ magnétique simulées pour différentes distances entre le résonateur et la lame diélectrique. Le résonateur est vue par la tranche. (a) 10 mm. (b) 5 mm. (c) 2 mm. (d) 1 mm. (e) 500 μm . (f) 100 μm .

Lorsque la boucle se trouve à une distance de 10 mm de la surface du résonateur, le champ magnétique rayonné est quasi-identique pour chacune des faces du résonateur. Une légère distorsion des lignes de champs est observée, pour la face en regard avec la boucle, à proximité de la boucle. L'intensité du champ est maximale au niveau des pistes conductrices et homogène le long du substrat diélectrique du résonateur. A cette distance, les propriétés électriques du résonateur ne sont que peu affectées par la présence de la boucle et on peut en déduire que sa fréquence de résonance est proche de celle obtenue à vide et que son efficacité magnétique B_1/I est élevée.

Lorsque la boucle se trouve à une distance de 5 mm de la surface du résonateur, une distorsion des lignes de champ commence à apparaître pour la face en regard de la boucle et l'intensité du champ magnétique est légèrement plus faible au centre du substrat. On peut en déduire une légère augmentation de la fréquence de résonance ainsi qu'une légère diminution du facteur de qualité.

Lorsque la boucle se trouve à une distance de 2 mm de la surface du résonateur, le champ magnétique pour la face en regard de la boucle se déforme : son intensité augmente en direction de la boucle et il rayonne plus loin. Cependant, la longueur de rayonnement diminue au centre du substrat, pour chacune des deux faces. On peut en déduire que le fonctionnement du résonateur commence à être affecté par la présence de la boucle et que son efficacité magnétique diminue.

Lorsque la boucle se trouve à une distance de 1 mm de la surface du résonateur, l'intensité du champ au niveau des pistes augmente encore en direction de la boucle. Le champ au centre du substrat, pour chacune des deux faces, est rayonné sur une distance deux fois plus courte qu'au niveau des pistes et son intensité diminue par rapport à la position précédente.

Lorsque la boucle se trouve à une distance de 500 μm de la surface du résonateur, l'intensité du champ au niveau des pistes est réduite d'un facteur 6 par rapport à la position précédente et il n'y a plus de champ généré au centre du substrat. A cette distance l'antenne est certainement inutilisable.

Lorsque la boucle se trouve à une distance de 100 μm de la surface du résonateur. La situation est la même que pour la position précédente mais avec une diminution de l'intensité du champ.

Afin de mettre en évidence l'effet du diamètre de la boucle sur le champ magnétique, nous avons choisi de présenter les cartes de champs simulées pour chacune des boucles à une distance de 1 mm de la surface du résonateur, c'est-à-dire à une distance où les lignes de champ seront fortement perturbées par la présence de la boucle, mais où le résonateur reste fonctionnel. La Figure II-32 présente les cartes de champ obtenues.

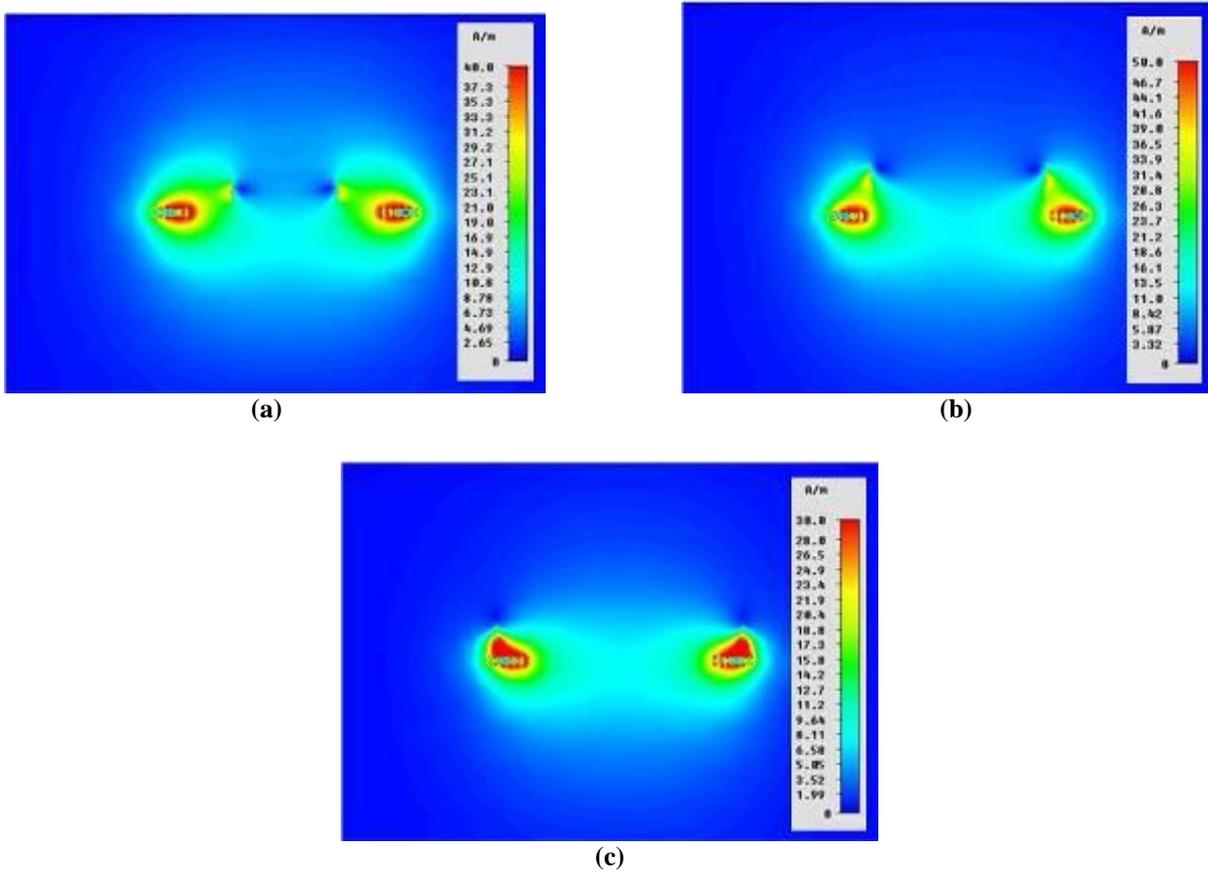


Figure II-32 – Influence du diamètre de la boucle d'accord sur les cartes de champ magnétique simulées pour une distance de 1 mm entre la boucle et le résonateur.

L'utilisation d'une boucle de diamètre identique à celui du résonateur entraîne une forte distorsion des lignes de champs au niveau des enroulements conducteurs, c'est-à-dire là où son intensité est la plus élevée. Cette distorsion diminue avec le diamètre de la boucle utilisée, ce qui montre bien que le couplage inductif, et donc la quantité de flux de champ échangée, entre la boucle et le résonateur est maximal avec une boucle de même diamètre que le résonateur.

II.C.2.2. Fréquences de résonance simulées

La Figure II-33 présente les fréquences de résonance simulées, pour chacune des boucles d'accord étudiées, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.

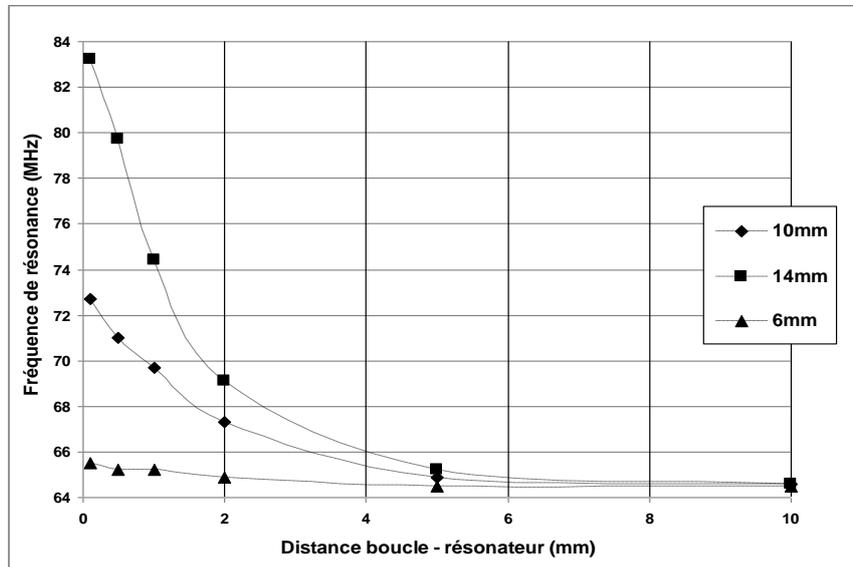


Figure II-33 – Fréquences de résonance simulées, pour chacune des boucles d'accord étudiées, en fonction de la distance entre la boucle et el résonateur.

La fréquence de résonance décroît de façon non linéaire en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur. Un décalage en fréquence maximal de 18,7 MHz, correspondant à une variation de 29 % par rapport à la fréquence de résonance à vide simulée (64,5 MHz), a été obtenu avec la boucle de 14 mm placée à 100 μm de la surface du résonateur. A la même distance, cette variation est de 8,2 MHz (12,7 % de variation) pour la boucle de 10 mm et de 1 MHz (1,5 % de variation) pour la boucle de 6 mm.

Une pente de variation maximale de -9,7 kHz/ μm a été obtenue avec la boucle de 14 mm dans le premier mm depuis la surface. Cette pente est de -3,3 kHz/ μm pour la boucle de 10 mm et de -0,3 kHz/ μm pour la boucle de 6 mm.

Pour la boucle de 14 mm, 43 % du décalage en fréquence est obtenu dans le premier mm depuis la surface. Lorsque la distance devient supérieure à 5 mm, l'écart entre les fréquences de résonance obtenues pour les différentes boucles reste inférieur à 2 %.

II.C.2.3. Fréquences de résonance mesurées

Les variations mesurées de la fréquence de résonance obtenues avec la technique d'accord par couplage inductif pour chacune des boucles d'accord sont présentées sur la Figure II-34.

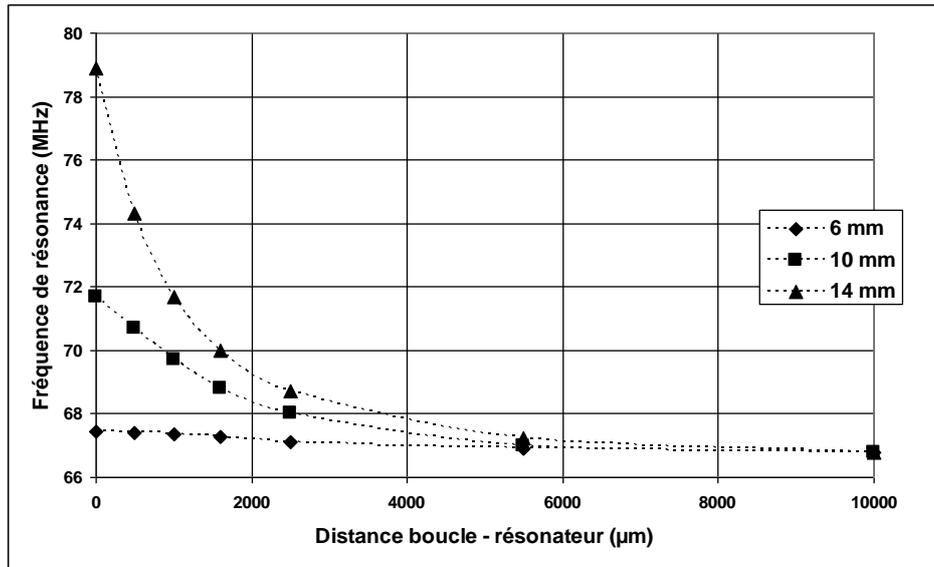


Figure II-34 - Fréquences de résonance mesurées, pour chacune des boucles d'accord étudiées, en fonction de la distance entre le résonateur et la boucle.

La fréquence de résonance décroît là aussi de manière non linéaire avec la distance entre la boucle et le résonateur. Un décalage de 12,1 MHz, correspondant à une variation de 18,2 % de la fréquence de résonance à vide du résonateur, a été obtenu pour une boucle de 14 mm de diamètre placée à 125 µm de la surface du résonateur. A la même distance, un décalage en fréquence de 4,9 MHz (7,3 % de variation) a été obtenu avec la boucle de 10 mm de diamètre. Ce décalage n'est plus que de 0,6 MHz (1 % de variation) dans le cas de la boucle de 6 mm de diamètre.

Une pente de variation maximale de -8 kHz/µm a été obtenue avec la boucle de 14 mm dans le premier mm depuis la surface. Cette pente est de -2 kHz/µm pour la boucle de 10 mm et de -0,1 kHz/µm pour la boucle de 6 mm.

Pour la boucle de 14 mm, 59,5 % du décalage en fréquence est obtenu dans le premier mm depuis la surface. Lorsque la distance devient supérieure à 5 mm, l'écart entre les fréquences de résonance obtenues pour les différentes boucles reste inférieur à 2 %.

II.C.2.4. Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et simulées

Les fréquences de résonances simulées et mesurées, pour chacune des boucles d'accord, ont été normalisées. La Figure II-35 présente leurs variations relatives en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.

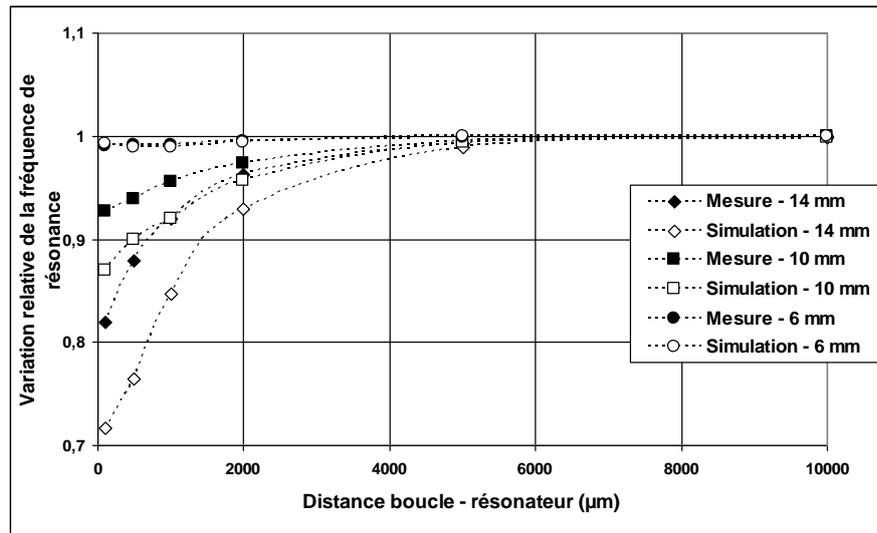


Figure II-35 – Variations relatives normalisées des fréquences de résonance simulées et mesurées, pour chacune des boucles étudiées, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.

Un écart maximal de 6 % est obtenu lorsque la boucle et le résonateur sont espacés de moins de 200 μm , dans le cas de la boucle de 14 mm. L'écart pour cette boucle est ensuite inférieur à 3 %. Un écart moyen de 2 % est obtenu pour les deux autres boucles d'accord.

Les écarts observés pour des courtes distances peuvent s'expliquer de deux manières. Lors de la mise en œuvre expérimentale, les pistes conductrices sont recouvertes de 125 μm de ruban adhésif en Kapton® qui produit un effet diélectrique sur le résonateur et induit une diminution de la fréquence de résonance mesurée. Ce ruban adhésif n'est pas pris en compte lors des simulations, ce qui peut expliquer un décalage en fréquence relatif moindre dans le cas de l'étude expérimentale. Cet effet reste néanmoins limité en raison de la faible constante diélectrique du Kapton®. De la même manière, l'effet du substrat de Kapton® sur lequel ont été réalisées les boucles n'a pas été simulé. Il est cependant très faible en raison de sa distance au résonateur, c'est-à-dire l'épaisseur de ruban adhésif à laquelle s'ajoute celle des pistes de cuivre, soit environ 150 μm au total. Enfin, une meilleure précision des simulations numériques réalisées à courtes distances peut être obtenue par un raffinement du maillage, mais au détriment du temps de calcul.

II.C.2.5. Modélisation analytique de la fréquence de résonance

Nous présentons ici les résultats obtenus à l'aide du modèle analytique décrit précédemment. La comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et celle calculée à partir du modèle est présentée, pour chacune des boucles d'accord, sur la Figure II-36.

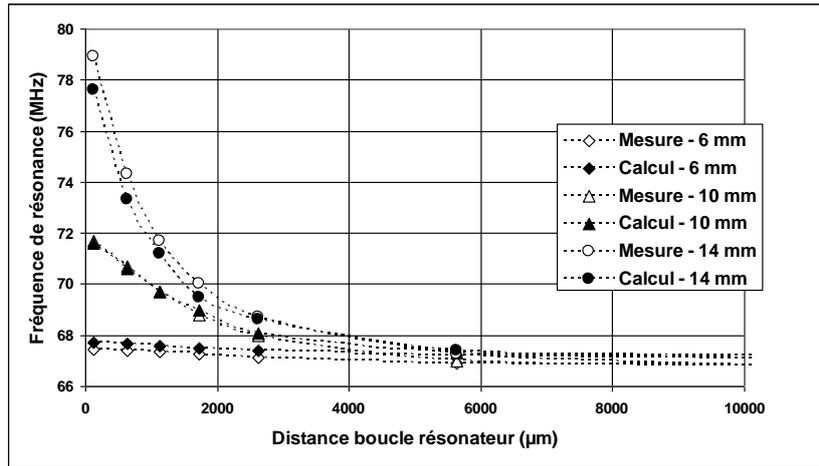


Figure II-36 - Comparaison entre les fréquences de résonance mesurée et calculées en fonction de la distance entre le résonateur et la boucle.

Une déviation moyenne d'environ 1 % a été obtenue entre la mesure et le calcul. L'écart maximal observé, pour la boucle de 14 mm placée au contact du résonateur, reste inférieur à 2 %. Le très bon accord obtenu dans la prédiction de la fréquence de résonance nous permet d'étendre notre étude à des boucles de diamètres non utilisé expérimentalement. La Figure II-37 présente la fréquence de résonance calculée en fonction du diamètre de la boucle, lorsque que celle-ci est au contact du résonateur.

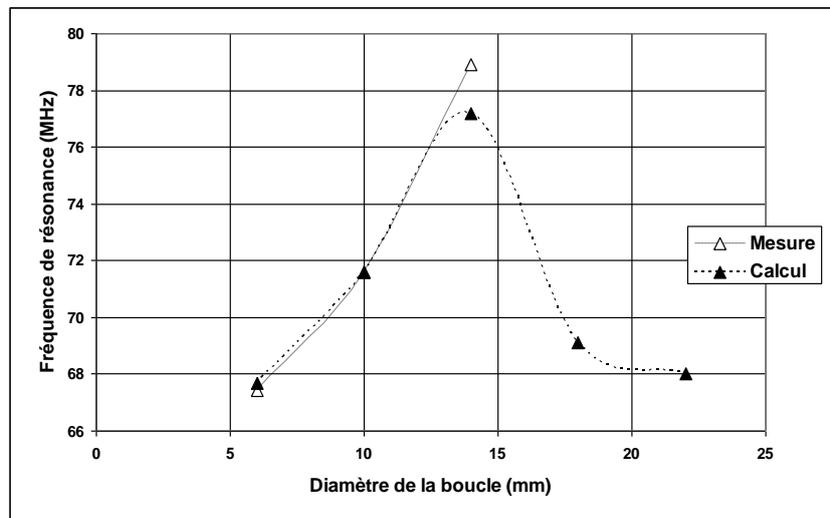


Figure II-37 - Fréquence de résonance calculée en fonction du diamètre de la boucle d'accord, lorsque la boucle est placée au contact du résonateur.

Comme attendu, une variation maximale de la fréquence de résonance est obtenue lorsque la boucle et le résonateur ont des diamètres sensiblement égaux. En effet, d'après les lois de l'induction magnétique, c'est dans ce cas que l'échange de flux magnétique entre les deux est le plus important et donc que l'influence de la boucle sur les propriétés du résonateur est maximisée.

II.C.2.6. Facteur de qualité simulé

La Figure II-38 présente les variations du facteur de qualité simulé, pour chacune des boucles d'accord étudiées, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.

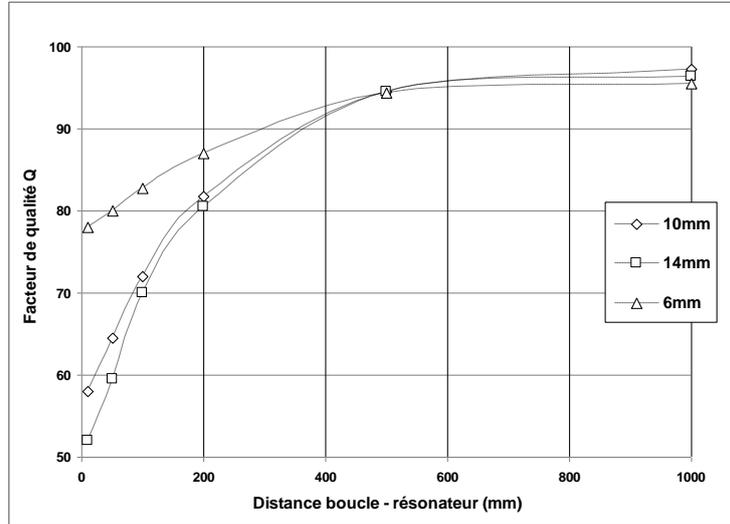


Figure II-38 – Facteur de qualité simulé, pour chacune des boucles d'accord, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.

Une dégradation maximale du facteur de qualité de 46 % a été mesurée avec la boucle de 14 mm et de 40 % avec la boucle de 10 mm, lorsque la boucle est située à 125 μm de la surface du résonateur. Pour ces boucles de grandes tailles, une distance minimale de 5mm entre la boucle et la surface du résonateur est nécessaire afin que la dégradation du facteur de qualité n'excède pas 5 %. Le décalage en fréquence accessible est alors limité à 0,8 MHz.

Ces courbes sont à mettre en relation avec les différentes cartes de champ magnétique simulées présentées sur les Figure II-31 et Figure II-32. En effet, on constate ici que lorsque la distance devient inférieure à 2 mm, la variation du facteur de qualité devient supérieure à 15 %, pour les boucles de diamètre 10 et 14 mm, et celui-ci diminue de plus en plus rapidement à mesure que la distance diminue, traduisant ainsi une forte dégradation des performances du résonateur.

II.C.2.7. Facteur de qualité mesuré

La Figure II-39 présente les facteurs de qualité mesurés pour chacune des boucles d'accord.

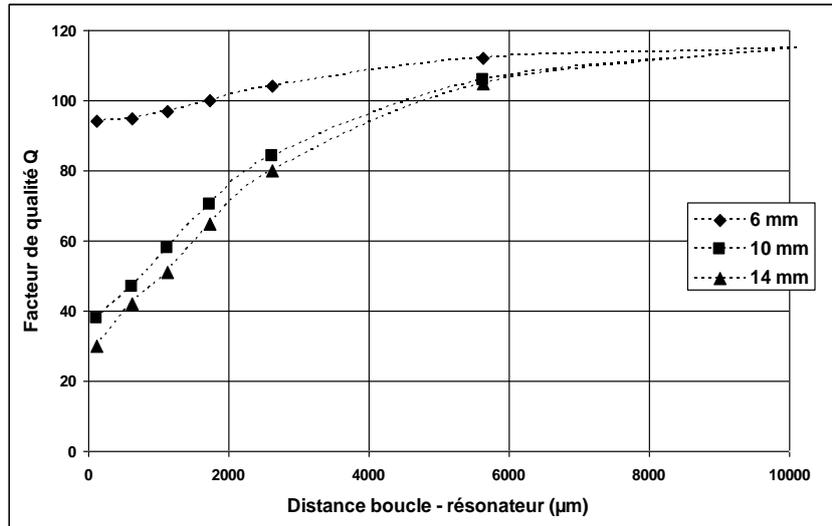


Figure II-39 - Variation du facteur de qualité mesuré, pour les différentes boucles d'accord, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.

Une dégradation maximale du facteur de qualité de 74 % a été mesurée avec la boucle de 14 mm et de 67 % avec la boucle de 10 mm, lorsque la boucle est située à 125 μm de la surface du résonateur. Pour ces boucles de taille proche de celle du résonateur, une distance minimale de 5 mm entre la boucle et la surface du résonateur est nécessaire afin que la dégradation du facteur de qualité n'excède pas 10 %. Le décalage en fréquence accessible est alors limité à 0,5 MHz. En utilisant la boucle de 6 mm, la dégradation du facteur de qualité est inférieure à 12 % sur toute la gamme de déplacement. Le décalage en fréquence accessible est alors inférieur à 0,4 MHz mais sa faible pente variation peut permettre un ajustement très précis de la fréquence de résonance.

II.C.2.8. Comparaison entre les facteurs de qualité mesuré et simulé

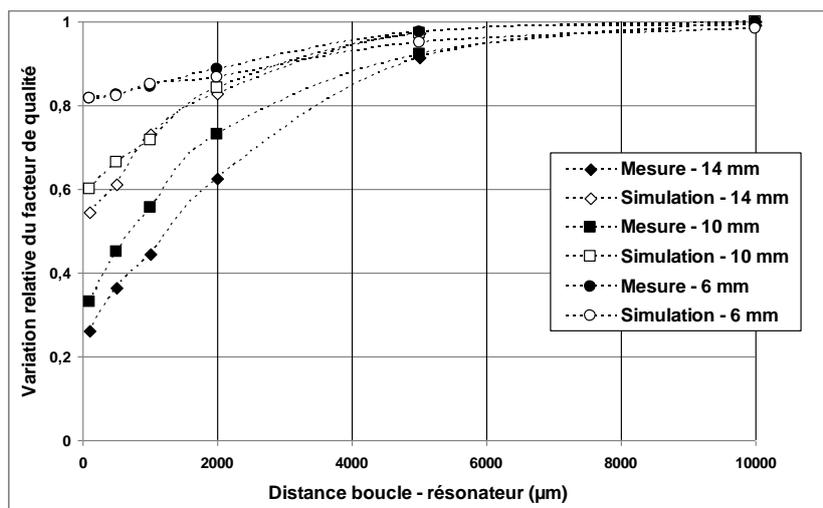


Figure II-40 – Variations relatives normalisées des facteurs de qualité mesurés et simulés, pour les différentes boucles d'accord, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.

Pour des distances entre la boucle d'accord et la surface du résonateur supérieures à 5 mm, l'écart entre les données mesurées et simulées est inférieur à 4 %. Les fortes variations observées pour les courtes distances s'expliquent par la nécessité d'un raffinement du maillage près de la surface du résonateur. Néanmoins, comme nous l'avons vu précédemment, les performances du résonateur étant grandement affectées à courte distance par la présence de la boucle d'accord, le résonateur ne sera jamais mis en œuvre dans une telle configuration. Il n'est ainsi pas nécessaire de disposer d'une prédiction fiable du facteur de qualité à courte distance.

II.D. Conclusion

L'étude présentée au cours de ce chapitre est un point de départ à la réalisation de fonctions électroniques dédiées à des antennes miniatures à haute sensibilité pour l'IRM. En particulier, un accord précis d'un RMLT à la fréquence de Larmor des protons a été étudié.

L'originalité des techniques d'accord que nous proposons ici vient de l'utilisation d'un micro-déplacement contrôlé de l'élément d'accord afin de disposer d'une gamme de fréquence accessible et de pouvoir ainsi réajuster la fréquence de résonance de l'antenne de manière continue.

Nous avons démontré la faisabilité de deux techniques d'accord originales dédiées à des antennes miniatures à haute sensibilité. Les gammes de variation de la fréquence de résonance obtenues, avec chacune des deux techniques d'accord, sont suffisantes pour corriger les imprécisions résultant de la microfabrication des résonateurs, ou de son utilisation en conditions d'imagerie.

Ces deux techniques présentent en outre l'avantage d'être complémentaires, puisqu'il est à la fois possible d'augmenter la fréquence de résonance par la technique inductive et de la diminuer par la technique capacitive. Nous avons montré que la technique capacitive conserve le facteur de qualité alors qu'une forte dégradation du facteur de qualité est induite par une boucle conductrice placée à proximité de la surface de l'antenne. Cette dégradation impose donc que la boucle soit située à plusieurs millimètres de distance du résonateur, afin de conserver un facteur de qualité important, limitant ainsi la gamme de fréquence accessible ainsi que la pente de variation. Néanmoins, ceci peut s'avérer utile si l'on associe au déplacement de cette boucle le déplacement d'une lame diélectrique située à quelques microns de la surface du résonateur et permettant une variation importante de la fréquence de résonance. Une utilisation combinée de ces deux techniques est ainsi envisageable et peut s'avérer déterminante en vue de réaliser l'accord le plus finement possible.

Le bon accord obtenu entre les données d'une étude paramétrique expérimentale et les simulations numériques que nous avons réalisées et présentées au cours de ce chapitre nous permettent d'avoir une vision globale et précise des exigences nécessaires à la réalisation d'un accord fin de la fréquence de résonance d'un RMLT ainsi qu'une connaissance plus complète des phénomènes physiques mis en jeu par l'utilisation de chacune des deux techniques d'accord. Ces résultats nous ont en outre permis d'envisager la conception et la réalisation d'un dispositif d'accord basé sur le déplacement fin et contrôlé de l'élément d'accord. De plus, les modèles analytiques de prédiction de la fréquence de résonance que nous avons

développés nous permettent, de par leur précision, une plus grande souplesse dans la conception de ce dispositif et ce avec un temps de calcul réduit.

Nous présentons dans le chapitre III la conception et la réalisation de ce dispositif ainsi que les différents résultats expérimentaux obtenus sur table et en imagerie.

Bibliographie du Chapitre II

- [55] **R.N. Karekar, M.K. Pande,**
Effect of thin film Bi₂O₃ overlay on the quality factor of microstrip resonator.
IEEE Trans., 1976, MTT-**24**(5), pp. 262-264.
- [56] **R. Shavit,**
Dielectric cover effect on rectangular microstrip antenna array,
IEEE Trans. Antenna Propagat. 1994, **42**, p.1180-1184.
- [57] **A.K. Verma, A. Bhupal, Z. Rostamy, and G.P. Srivastava,**
Analysis of rectangular patch antenna with dielectric cover.
IEICE Trans., 1991, E**74**, p.1270-1276.
- [58] **I.J. Bahl, P. Bhartia, and S. Stuchly,**
Design of microstrip antennas. covered with a dielectric layer.
IEEE Trans., 1982, AP-**30**, p.314-318.
- [59] **Raj Kumar and P. Malathi,**
Effects of superstrates on the resonant frequency of rectangular microstrip antennas.
Microwave and optical technology letters, 2007, **49**(12), p.: 2946-2950.
- [60] **S. Gang Liu and G. Qasim,**
Closed form expression for resonant frequency of rectangular patch antenna with multi dielectric layer.
IEEE, 1994, AP-**42**, p.1360-1364.
- [61] **M. Kirsching and R.H. James,**
Accurate model for the effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter wave frequencies.
Electron. Lett., 1982, **18**, p.272-273.
- [62] **R. Afzalzadeh and R.N. Karekar,**
Characteristics of a rectangular microstrip patch antenna with protecting spaced dielectric superstrate.
Microstrip. Opt. Technol. Lett., 1994, **7**, p.62-66.
- [63] **DD. Traficante,**
Impedance: what it is and why it must be matched.
Concepts Magn. Reson., 1989, **1**, p.73-92.

- [64] **FE. Terman,**
Electronic and Radio Engineering,
4th ed. New York: McGraw-Hill, 1955.
- [65] **Traficante DD. Et al.,**
An approach to multinuclei capability in modern NMR spectrometers.
J. Mag. Res., 1974, **15** p. 484-497.
- [66] **D.I. Hoult, B. Tomanek,**
Use of Mutually Inductive Coupling in Probe Design.
Concepts in magnetic resonance, 2002, **15**(4), p.: 262-285.
- [67] **K. Weiss et al.,**
Development of different copper seed layers with respect to the copper electroplating process.
Microelectronic Engineering, 2000, **50**, p. 433-440.
- [68] **W. Haiss et al.,**
In situ monitoring of intrinsic stress changes during copper electrodeposition on Au (111).
Surface Science, 1997, **388**, p. 141-149.
- [69] **E. Lennon et al.,**
Electrodeposition through thick photoresist moulds for the fabrication of a sharp chromium microtip.
Journal of Micromechanics and Microengineering, 2002, **12**, p. 122-127.
- [70] **B. Löchel et al.,**
Electrodeposited magnetic alloys for surface micromachining.
Journal of the Electrochemical Society, 1996, **143**(10), p.3343-3348.
- [71] **A. B. Frazier et al.,**
Metallic microstructures fabricated using photosensitive polyimide electroplating moulds.
Journal of Microelectromechanical Systems, 1993, **2**(2), p.87-94.
- [72] **S. Mehdizadeh et al.,**
The influence of lithographic patterning on current distribution in electrodeposition: experimental study and mass-transfer effects.
Journal of the Electrochemical Society, 1993, **140**(12), p.3497-3504.
- [73] **C. T. Walker et al.,**
Hardening Effect of Ultrasonic Agitation on Copper Electrodeposits,
Journal of the Electrochemical Society, 1977, **124**(5), p.661-669.
- [74] **S. W. Russell et al.,**
Enhanced adhesion of copper to dielectrics via titanium and chromium additions and sacrificial reactions.
Thin Solid Films, 1995, **262**, p.154-167.
- [75] **P. Schilardi et al.,**
The evolution of the growth front for copper electrodeposition followed by real time imaging.
Langmuir, 1998, **14**, p.4308-4314.

- [76] **N. Zech et al.,**
The influence of boric acid and sulfate ions on the hydrogen formation in Ni---Fe plating electrolytes.
Electrochimica Acta, 2000, **45**, p.3461-3471.
- [77] **J. M. Harper et al.,**
Mechanisms for microstructure evolution in electroplated thin films near room temperature.
Journal of Applied Physics, 1999, **58**(5), p.2516-2525.
- [78] **B. Löchel et al.,**
Thick-layer resists for surface micromachining.
Journal of Micromechanics and Microengineering, 2000, **10**, p.108-115.
- [79] **M. Komaï et al.,**
Thick Resist Patterning Using the Contrast Enhanced Layer Method.
Journal of the Electrochemical Society, 1992, **139**(7), p.1979-1983.
- [80] **S. Roth et al.,**
High aspect ratio UV photolithography for electroplated structures.
Journal of Micromechanics and Microengineering, 1999, **9**, p.105-108.
- [81] **G. Bleidissel et al.,**
Dependence of the quality of thick resist structures on resist baking, Microelectronic Engineering.
Microelectronic Engineering, 1998, **41/42**, p.433-436.
- [82] **J. O'Brien et al.,**
Advanced photoresist technologies for Microsystems.
Journal of Micromechanics and Microengineering, 2001, **11**, p.353-358.
- [83] **Thèse de doctorat d' Anne-Lise Coûtrot,**
Etude du procédé de fabrication de microbobines par micromoulage pour des applications en IRM et CND.
Université Paris VI, 2003.
- [84] **Thèse de doctorat de Jean-marie Quimper,**
Croissance électrolytique sélective de métaux : application à la fabrication de micro-objets tri-dimensionnels.
Université Paris XI, 2001.
- [85] **Thèse de doctorat de Marion Woytasik,**
Etude des procédés de fabrication de microdispositifs électromagnétiques sur supports souples pour l'imagerie médicale (IRM) et le contrôle non destructif des matériaux.
Université Paris VI, 2005.
- [86] **J.C. Ginefri, E. Durand et L. Darrasse,**
Quick measurement of nuclear magnetic resonance coil sensitivity with a single loop probe.
Review of Scientific Instruments, 1999, **70**(12), p.4730-4731.

- [87] **M. Woytasik, J.-C. Ginefri, J.-S. Raynaud, M.Poirier-Quinot, E. Dufour Gergam, J.-P. Grandchamp, L. Darrasse, P. Robert, J.-P. Gilles, E. Martincic, O. Girard,**
Characterization of flexible RF microcoil dedicated to surface MRI.
Symp. on Design, Test, Integration and Packaging of Mems/Moems (DTIP), Stresa (Italie).
Avril 2006. p. 239-243.
- [88] **S. Nazeer, E. Martincic, JP. Gilles, M. Woytasik, E. Dufour-Gergam,**
Design and fabrication of a 3D force sensor.
Abstracts of 218th ECS Transactions (ECST), Montréal (Canada), 2010.
- [89] **F. D. Egitto,**
Plasma etching and modification of organic polymers.
Pure and Appl. Chem., 1990, **62**(9), pp. 1699-1708.
- [90] **J. M. Jin,**
Electromagnetic analysis and design in magnetic resonance imaging.
CRC, 1999.
- [91] **A. Taflove et S. C. Hagness,**
Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method.
Artech House Norwood, MA, 2000.
- [92] **J. Jin, J. Jin, et J. M. Jin,**
The finite element method in electromagnetics.
Wiley New York, 2002.
- [93] **B. K. Li, F. Liu, E. Weber, et S. Crozier,**
Hybrid numerical techniques for the modelling of radiofrequency coils in MRI.
NMR in Biomedicine, 2009, **22**(9), p. 937-951.
- [94] **C. Chen,**
The visualization of RF probe electric fields.
Magnetic Resonance in Medicine, 1993, **29**(3), p. 386-390.
- [95] **T. Weiland,**
Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods.
International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields,
1996, **9**(4), p. 295-319.
- [96] **“Software Reference Manual,” CST-Microwave studio, 2010.**
- [97] **B. Krietenstein, R. Schuhmann, P. Thoma, et T. Weiland,**
The perfect boundary approximation technique facing the big challenge of high precision field computation.
Proceedings of the XIX International Linear Accelerator Conference (LINAC 98), Chicago, USA, 1998, p. 860-862.
- [98] **Lambert S., Ginefri J.-C., Poirier-Quinot M., Darrasse L.**
Accurate 3D full-wave simulation for designing Multiturn Transmission Line Resonators.
Book of Abstracts, ESMRMB , 25th Annual Scientific Meeting, Valence (Espagne), 2008.

Chapitre III.
*Conception et réalisation
d'un dispositif de
micro-déplacement.*

Chapitre III. Conception et réalisation d'un dispositif de micro-déplacement.

Nous présentons dans ce chapitre le cahier des charges établi pour la conception et la réalisation du dispositif assurant le déplacement fin de l'élément d'accord. Celui-ci définit les exigences sur le fonctionnement et les performances du dispositif qu'impliquent l'environnement de l'expérience d'IRM et les résultats de l'étude préliminaire présentée au cours du chapitre II.

Une étude concernant les différents moyens d'actionnement a été conduite. Les avantages et inconvénients de chacun, par rapport au cahier des charges précédemment établi, sont discutés. Notre choix s'est porté sur des actionneurs piézoélectriques. Nous présentons, après quelques rappels sur la piézoélectricité, le principe de fonctionnement de ces actionneurs et les différents avantages qu'ils présentent pour notre étude.

Les déplacements accessibles à l'aide de ces actionneurs n'étant pas suffisant pour réaliser l'accord de la fréquence de résonance à la fréquence de Larmor souhaitée, une structure permettant l'amplification du déplacement des actionneurs piézoélectriques a été élaborée. Cette structure, appelé flexenseur, consiste en une membrane souple qui se courbe lorsque ses bras sont actionnés par les stacks piézoélectriques, entraînant ainsi l'élévation de la partie centrale, à laquelle est collé l'élément d'accord à déplacer. Nous présentons la conception de la géométrie du flexenseur, les résultats de modélisation préliminaire de son fonctionnement ainsi que les différents moyens mis en œuvre afin de réaliser la membrane souple. La membrane souple et les actionneurs piézoélectriques ont été assemblés et le dispositif a été caractérisé. Nous présentons les différents résultats obtenus, à la fois sans ou en présence d'un résonateur, afin de valider son fonctionnement.

La dernière partie de ce chapitre concerne la mise en œuvre du dispositif dans un équipement d'IRM à 4,7 T afin de réaliser des images de démonstration sur fantôme.

III.A. Cahier des charges

Comme nous l'avons vu au cours du chapitre II, les techniques d'accord étudiées préservent la sensibilité de détection des antennes, en ne dégradant pas le facteur de qualité (à condition que la boucle d'accord soit située suffisamment loin de la surface du résonateur dans le cas d'un accord inductif). Le dispositif de déplacement conçu et mis en œuvre afin de réaliser le déplacement fin et contrôlé de l'élément d'accord doit lui aussi respecter cette condition. Plus particulièrement, ce dispositif doit d'une part, répondre aux conditions inhérentes à l'environnement IRM de l'expérience et d'autre part, satisfaire aux exigences mises en

évidence lors de notre étude préliminaire. Nous détaillons dans ce qui suit le cahier des charges auquel doit répondre ce dispositif.

III.A.1. Compatibilité avec l'environnement de l'expérience d'IRM

Les contraintes dues à l'environnement de l'expérience d'IRM constituent un point capital et interviennent directement dans la conception et le fonctionnement du dispositif de micro-déplacement. La compatibilité du dispositif avec l'environnement d'IRM se traduit de deux manières. D'une part, cette compatibilité impose que le dispositif puisse être fonctionnel au cours de l'expérience, c'est-à-dire notamment en présence d'un champ magnétique intense. Ainsi, les performances du dispositif dans les conditions d'imagerie devront être les mêmes que celles mesurées lors d'études sur table réalisées pour concevoir le dispositif. D'autre part, il est impératif que l'utilisation du dispositif ne perturbe pas les conditions de l'expérience. Ainsi le dispositif ne doit pas modifier les lignes de champ magnétique au sein de l'aimant ni entraîner la formation d'artefacts sur les images réalisées. Enfin, le dispositif ne doit pas avoir d'effet, lorsqu'il ne fonctionne pas, sur les caractéristiques (fréquence de résonance ou facteur de qualité) du résonateur étudié.

Les moyens d'actionnement disponibles pour ce dispositif sont donc limités par les différentes contraintes imposées par l'environnement de l'expérience d'IRM. L'utilisation d'une commande en courant ou d'actionneurs contenant des parties métalliques est proscrite. Différents tests ont été conduits sur les actionneurs retenus afin de vérifier le respect du cahier des charges. Ainsi, des tests d'attraction, afin de vérifier le magnétisme des actionneurs, ont été réalisés, tout d'abord avec un aimant, puis au sein d'un imageur à 4,7 T. nous reviendrons sur le choix de ces actionneurs au paragraphe III.B.2.6. De la même manière, l'immunité au champ magnétique du dispositif réalisé à également été testée : une comparaison entre son fonctionnement sur table et son fonctionnement au sein de l'aimant de l'imageur a été faite. Nous y reviendrons au paragraphe III.E.1.5, lors de l'insertion du dispositif et du résonateur accordé à la fréquence de Larmor visée au sein de l'imageur.

III.A.2. Gammes de déplacement

Comme nous l'avons vu au chapitre II, la gamme de déplacement nécessaire pour obtenir une variation significative de la fréquence de résonance de l'antenne est élevée, de l'ordre de quelques dizaines de microns. Le dispositif doit donc être capable de fournir un tel déplacement de l'élément d'accord. De plus, les techniques d'accord présentées précédemment mettent en œuvre des éléments d'accord dont les dimensions (côté de la lame diélectrique ou diamètre de la boucle) sont comparables à celles du résonateur. En particulier, dans le cas d'un accord diélectrique, des lames de plusieurs centaines de μm d'épaisseur et présentant une masse non négligeable sont utilisées. Le dispositif devra ainsi être capable de fournir une force suffisamment élevée pour réaliser le déplacement de l'élément d'accord.

III.A.3. Coûts et consommation

De manière plus générale, le dispositif doit assurer un déplacement précis et facilement contrôlable de l'élément d'accord, avec une vitesse de commutation et une énergie consommée les plus basses possibles. Ses coûts de fabrication et de mise en œuvre doivent

également être les plus bas possibles. L'encombrement du dispositif doit également être réduit au maximum.

Ces différentes contraintes imposent un cahier des charges précis pour la conception, la réalisation et la mise en œuvre du dispositif de micro-déplacement. La première étape de la réalisation du dispositif a consisté à déterminer le type d'actionnement utilisé et les gammes de déplacement qu'il permet d'obtenir. Dans ce qui suit, nous nous intéressons tout d'abord aux différents moyens d'actionnement en discutant les avantages et inconvénients de chacun en fonction de ce cahier des charges. Nous présentons ensuite le principe et la géométrie du dispositif de micro-déplacement qui ont été retenus.

III.B. Conception du dispositif

Le besoin de microdispositif d'actionnement permettant de générer avec précision un large déplacement et une force importante, tout en conservant un faible coût de mise en œuvre, est très important en raison d'un large spectre d'applications comprenant entre autres, des micro-manipulateurs, des pompes et valves pour la microfuidique ou des composants tels que les filtres RF [99]. Les performances de ces microdispositifs d'actionnement ne dépendent pas uniquement du mécanisme d'actionnement retenu mais également du design de la structure du dispositif [99]. Nous présentons dans ce qui suit les différents types d'actionnement utilisés pour des applications en micro-déplacement, et nous discutons leurs avantages et inconvénients par rapport à la réalisation du dispositif.

III.B.1. Généralités sur les actionneurs

On peut différencier plusieurs types d'actionneurs. Nous désignons par actionneurs conventionnels les actionneurs ne mettant pas en œuvre la déformation de matériaux lorsque l'énergie est convertie en déplacement.

III.B.1.1. Actionneurs conventionnels

Les actionneurs dits conventionnels les plus répandus sont les actionneurs électromécaniques en raison de leurs performances, de leur fiabilité et de leur disponibilité. Ces actionneurs sont constitués d'un moteur électrique à rotor, qui actionne une chaîne de transmission mécanique qui entraîne elle-même le mouvement d'un vérin situé en bout de chaîne. Ils sont généralement utilisés pour des applications en robotique. Néanmoins, leurs performances diminuent considérablement lorsque leurs dimensions se réduisent. Ils sont, de plus, généralement constitués de nombreuses pièces métalliques mobiles, incompatibles avec l'environnement de l'expérience IRM.

Les actionneurs pneumatiques ou hydrauliques ne sont pas seulement utilisés dans des machines de grandes dimensions où des forces très importantes sont mises en jeu. On les retrouve également dans des applications telles que des micro-préhenseurs ou des manipulateurs à faible résolution. Le principe de ces actionneurs est de convertir une énergie pneumatique ou hydraulique en énergie mécanique de translation, de rotation ou d'aspiration. Pour cela, un moteur électrique comprime un fluide (gaz pour le pneumatique, liquide pour

l'hydraulique) contenu dans une enceinte. La pression en sortie actionne un vérin permettant le mouvement d'un objet. Ces actionneurs présentent l'avantage d'avoir une grande rigidité ainsi qu'une densité d'énergie élevée. De la même manière que les actionneurs électromécaniques, ils sont généralement constitués de pièces métalliques et sont peu adaptés à une miniaturisation.

On peut également citer les actionneurs électrostatiques. Ces actionneurs sont basés sur la conversion directe de l'énergie électrostatique en mouvement par l'application d'une différence de potentiel entre deux éléments, l'un des deux étant libre de se déplacer. L'effet électrostatique obtenu est inversement proportionnel à la distance entre les deux éléments chargés. Ces actionneurs sont utilisés dans de très nombreuses et diverses applications telles que des micro-pompes, des interrupteurs, des capteurs de pression ou des résonateurs. Ils présentent l'avantage de pouvoir être miniaturisés, par l'utilisation de technologies MEMS, tout en conservant des performances intéressantes. Néanmoins, les faibles déplacements et forces qu'ils génèrent les rendent difficilement utilisables pour des applications de micro-déplacement. Il est possible d'augmenter leurs performances, mais avec une tension d'actionnement de l'ordre du kV.

Le Tableau III-1 synthétise les avantages et inconvénients de ces différents types d'actionnement par rapport au cahier des charges que nous avons établi.

Type	Non perturbation Champ magnétique	Encombrement	Faible tension	Force élevée	Déplacement élevée
Electromécanique	x	x	√	√	√
Hydraulique ou pneumatique	x	x	x	√	√
Electrostatique	√	√	x	x	x

Tableau III-1 – Tableau comparatif des différents actionneurs conventionnels en fonction du cahier des charges.

Il apparaît clairement que les actionneurs dits conventionnels ne sont pas du tout adaptés à la réalisation de notre dispositif, que ce soit en termes de performances ou de respect de l'environnement de l'expérience d'IRM.

III.B.1.2. Actionneurs à déformation de matériaux

Ces actionneurs sont basés sur la déformation du matériau qui les constitue afin de générer un déplacement. Nous présentons brièvement dans ce qui suit quelques-uns des types d'actionneurs les plus couramment utilisés ainsi que les principes physiques qu'ils mettent en jeu.

Les alliages à mémoire de forme (Shape Memory Alloy, SMA), sont des alliages à base de nickel et de titane qui, par une transformation de phase réversible de leur structure, peuvent passer d'une forme mémorisée à une autre. Cette commutation est due à un changement de température de la structure. De nombreux microdispositifs de déplacement mettant en œuvre des SMA ont été développés [100]. Ils présentent l'avantage de générer de grands

déplacements et forces. Cependant, leur vitesse de commutation faible et la nécessité d'élever la température localement sont deux limitations à leur utilisation.

Les actionneurs à électrostriction sont basés sur la capacité qu'ont tous les matériaux diélectriques à se polariser selon l'axe du champ électrique qui leur est appliqué. Cet effet est dû à la présence de domaines électriques, répartis aléatoirement dans le matériau, dont les côtés de signes opposés se chargent et s'attirent, provoquant une réduction de leur dimension dans la direction du champ. L'électrostriction est un effet d'ordre deux, la déformation étant proportionnelle au carré du module du champ électrique appliqué. Ces actionneurs présentent l'avantage d'être aisés à mettre en œuvre et d'avoir un faible coût de fabrication. Les matériaux les plus utilisés pour la réalisation d'actionneurs à électrostriction sont des céramiques ferroélectriques, en raison de leur grande constante d'électrostriction. Ces matériaux présentent une hystérésis faible, de seulement quelques pourcents de la déformation nominale. Néanmoins, ils ne présentent qu'un déplacement limité, et ce avec une tension d'actionnement élevée (typiquement de l'ordre de 1/1000 de la longueur nominale de l'actionneur à 1 kV) [101]. En l'absence de moyen d'amplification du déplacement, ce type d'actionneurs est à l'heure actuelle peu utilisé.

Les actionneurs à magnétostriction sont basés sur la capacité qu'ont certains matériaux ferromagnétiques de se déformer sous l'effet d'un champ magnétique. Cet effet s'appelle également piézomagnétisme. Ces actionneurs sont capables de générer de grandes forces et de grands déplacements avec une très bonne résolution [102]. Ils sont cependant très coûteux et présentent une grande dérive et une grande hystérésis. Le principe même de ces actionneurs, dont la déformation est induite par un champ magnétique, les rend incompatible avec une application en IRM.

Les actionneurs piézoélectriques sont basés sur l'effet piézoélectrique inverse qui consiste en une déformation de la maille cristalline du matériau par l'application d'un champ électrique. Les actionneurs utilisant la piézoélectricité présentent plusieurs avantages. Ils sont bon marché, disponibles sous de nombreuses formes et faciles à mettre en œuvre. Ils sont capables de générer des forces importantes, sont très rigides et ont un temps de réponse très court [103]. Bien que leur déformation soit limitée, de l'ordre de 1/1000 de la longueur nominale de l'actionneur à 1 kV comme pour les actionneurs à électrostriction, il est cependant possible de l'amplifier par différentes méthodes (empilement de couches,..) qui permet aux actionneurs piézoélectriques d'être utilisés dans de très nombreuses applications en micro-déplacement. Leur utilisation est par contre limitée par une dérive et une hystérésis importantes (environ 15% de la déformation nominale).

Le Tableau III-2 synthétise les avantages et inconvénients des principaux types d'actionneurs à déformation de matériaux, par rapport au cahier des charges.

Type	Non perturbation Champ magnétique	Encombrement	Faible tension	Force élevée	Déplacement élevée	Vitesse commutation	Coût	Mise en oeuvre
SMA	x	√	√	√	√	x	√	√
Electrostrictif	√	√	√	√	x	√	√	√
Magnétostrictif	x	√	√	√	x	√	x	x
Piézoélectrique	√	√	√	√	√ (avec amplification)	√	√	√

Tableau III-2 – Tableau comparatif des actionneurs à déformation de matériaux.

Ce deuxième type d'actionneur est beaucoup plus adapté à la réalisation de notre dispositif de micro-déplacement que les actionneurs conventionnels. En particulier, il apparaît clairement que, de par leurs performances grâce à des moyens d'amplification de l'allongement, leur coût et leur facilité de mise œuvre, les actionneurs piézoélectriques sont les meilleurs candidats en vue de notre application. Nous présentons en détails dans ce qui suit sur le principe de la piézoélectricité et les différents actionneurs disponibles sur le marché.

III.B.2. Actionnement piézoélectrique

III.B.2.1. Les matériaux piézoélectriques

La piézoélectricité est la capacité qu'ont certains matériaux diélectriques cristallins à se polariser lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique. Réciproquement, les dimensions de ces matériaux changent lorsqu'ils sont soumis à une polarisation extérieure. C'est ce second effet, appelé effet piézoélectrique inverse qui est utilisé pour la mise en œuvre des actionneurs piézoélectriques. Cet effet apparaît dans tous les cristaux dont la maille élémentaire n'a pas de symétrie centrale [104]. La déformation du matériau étant proportionnelle au champ électrique appliqué, il s'agit en première approximation d'un effet linéaire [105].

On peut citer différents types de matériaux piézoélectriques, le plus connu étant le quartz largement répandu dans de nombreuses applications en électronique, ou certains polymères. Les céramiques piézoélectriques sont également très utilisées pour la réalisation d'actionneurs. Ces ferroélectriques polycristallins présentent un effet piézoélectrique très élevé. C'est à celles-ci que nous nous intéressons par la suite.

III.B.2.2. Constantes piézoélectriques

Nous rappelons ici quelques relations de base de la piézoélectricité. Les constantes piézoélectriques sont au nombre de trois : le coefficient piézoélectrique, la permittivité et l'élasticité. En raison de l'anisotropie des céramiques piézoélectriques, ces constantes dépendent de la direction et on leur affecte donc deux indices. Les effets piézoélectriques résultent d'interactions réciproques entre le champ électrique et les gradients de forces mécaniques.

D'après la loi de Hooke, lorsqu'on applique une contrainte mécanique T au matériau, il se produit une déformation dans le sens de la force :

$$S = s.T \quad (\text{III-1})$$

Où S est la déformation relative [m/m] qui correspond au rapport de l'allongement sur la longueur nominale, T la contrainte mécanique [N/m²] et s la constante d'élasticité du matériau [m²/N] qui correspond à l'inverse de son module d'Young. De la même manière, lorsqu'on applique une différence de potentiel, on obtient la relation suivante :

$$D = \varepsilon.E \quad (\text{III-2})$$

Où D est le déplacement électrique [C/m²], E le champ électrique généré [V/m] et ε la constante diélectrique du matériau [C/Vm].

On peut ainsi relier les effets électriques et mécaniques par des relations linéaires entre les variables D , E , S et T , dont deux seulement sont indépendantes. Les coefficients s , d , ε représentent les constantes du matériau piézoélectrique. Après simplification dues aux différentes symétries de la maille cristalline, ces coefficients sont représentés sous forme de matrices. La matrice des s représente les constantes d'élasticité, les d représentent les coefficients piézoélectriques et ε la constante diélectrique. Suivant la façon dont est appliqué le champ électrique, différentes constantes piézoélectriques vont être mises en jeu, résultant en différents mode de déformation de la céramique.

III.B.2.3. Modes de déformations

On peut distinguer quatre types de déformations fondamentales de la céramique piézoélectrique en fonction de la façon d'appliquer la polarisation [105]. Celles-ci sont représentées schématiquement sur la Figure III-1.

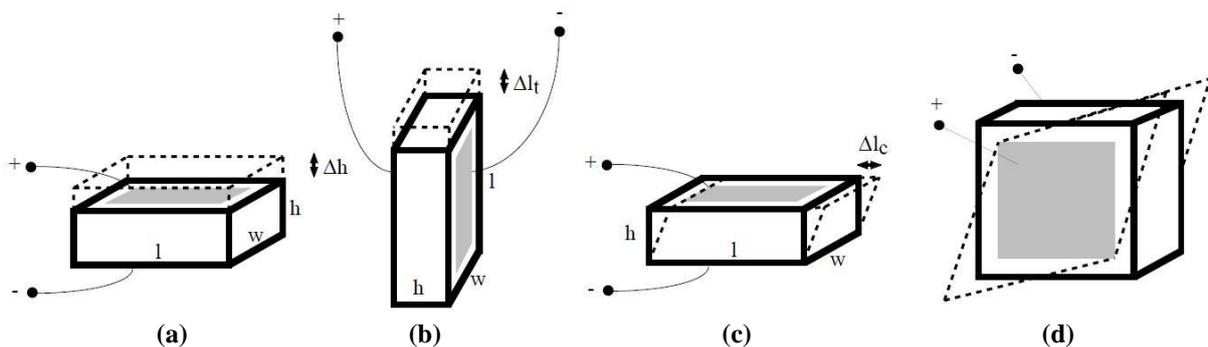


Figure III-1 - Déformations de céramiques piézoélectriques. (a) déformation axiale, (b) déformation transversale, (c) en cisaillement d'épaisseur, (d) en cisaillement de face.

Dans le cas de la déformation axiale (Figure III-2 (a)), la déformation est colinéaire au champ électrique appliqué à la céramique. Dans le cas d'une déformation transversale (Figure III-2 (b)), la déformation est orthogonale au champ appliqué. Nous ne décrivons pas dans ce travail

les déformations en cisaillement d'épaisseur et de face (resp. Figure III-2 (c) et Figure III-2 (d)) car non adaptées à la réalisation de notre dispositif.

III.B.2.4. Limitations du fonctionnement

En dépit de leurs nombreux avantages, les céramiques piézoélectriques présentent certaines limitations dont il est nécessaire de tenir compte lors de leur utilisation.

L'amplitude très faible de la déformation est la plus évidente des limitations. En effet, celle-ci est généralement d'environ 0,015 % de la longueur de la céramique pour une tension d'actionnement de 100 V. L'utilisation de ces céramiques est ainsi souvent couplée à un dispositif d'amplification du mouvement. Nous y reviendrons en détails au paragraphe III.B.3.

L'Allongement de la céramique est affectée par deux phénomènes : l'hystérésis et le fluage, ou dérive. La relation entre l'allongement d'une céramique et la tension qui lui est appliquée permet de mettre en évidence que l'élongation n'est pas strictement linéaire avec le champ électrique appliqué. L'hystérésis est basée sur les effets de polarisation cristalline et les effets moléculaires à l'intérieur du matériau piézoélectrique. Cette hystérésis s'étend typiquement de 2 %, pour une tension faible, et jusqu'à 10 à 15 % de la déformation nominale pour une tension élevée. Les mêmes propriétés du matériau responsables de l'hystérésis produisent aussi un fluage. Le fluage est une variation du déplacement avec le temps sans aucune variation de la tension d'actionnement. Si la tension de fonctionnement d'un actionneur piézoélectrique est changée, on observe, après l'allongement initial, une variation lente de l'allongement dans la même direction. La dérive d'une céramique piézoélectrique est généralement de 1% de la déformation nominale par décade de temps [106].

Les coefficients piézoélectriques variant de manière logarithmique avec le temps, un vieillissement des actionneurs se traduisant par une diminution de leurs performances est observé à raison de 5 % lors des 10 premiers jours d'utilisation, puis de 5 % lors des 90 jours suivants.

III.B.2.5. Les différents types d'actionneurs piézoélectriques

Différents types d'actionneurs piézoélectriques sont disponibles sur le marché à l'heure actuelle. Nous présentons dans ce qui suit le principe et les caractéristiques des actionneurs les plus couramment utilisés. Nous ne nous intéresserons pas ici aux actionneurs de types hybrides, généralement constitués d'un actionneur piézoélectrique et d'un système mécanique, principalement à cause de leur encombrement et de la présence de pièces métalliques, incompatibles avec l'application visée par notre travail. Les types d'actionneurs auxquels nous nous intéressons sont représentés sur la Figure III-2 et peuvent être classés comme suit [107]:

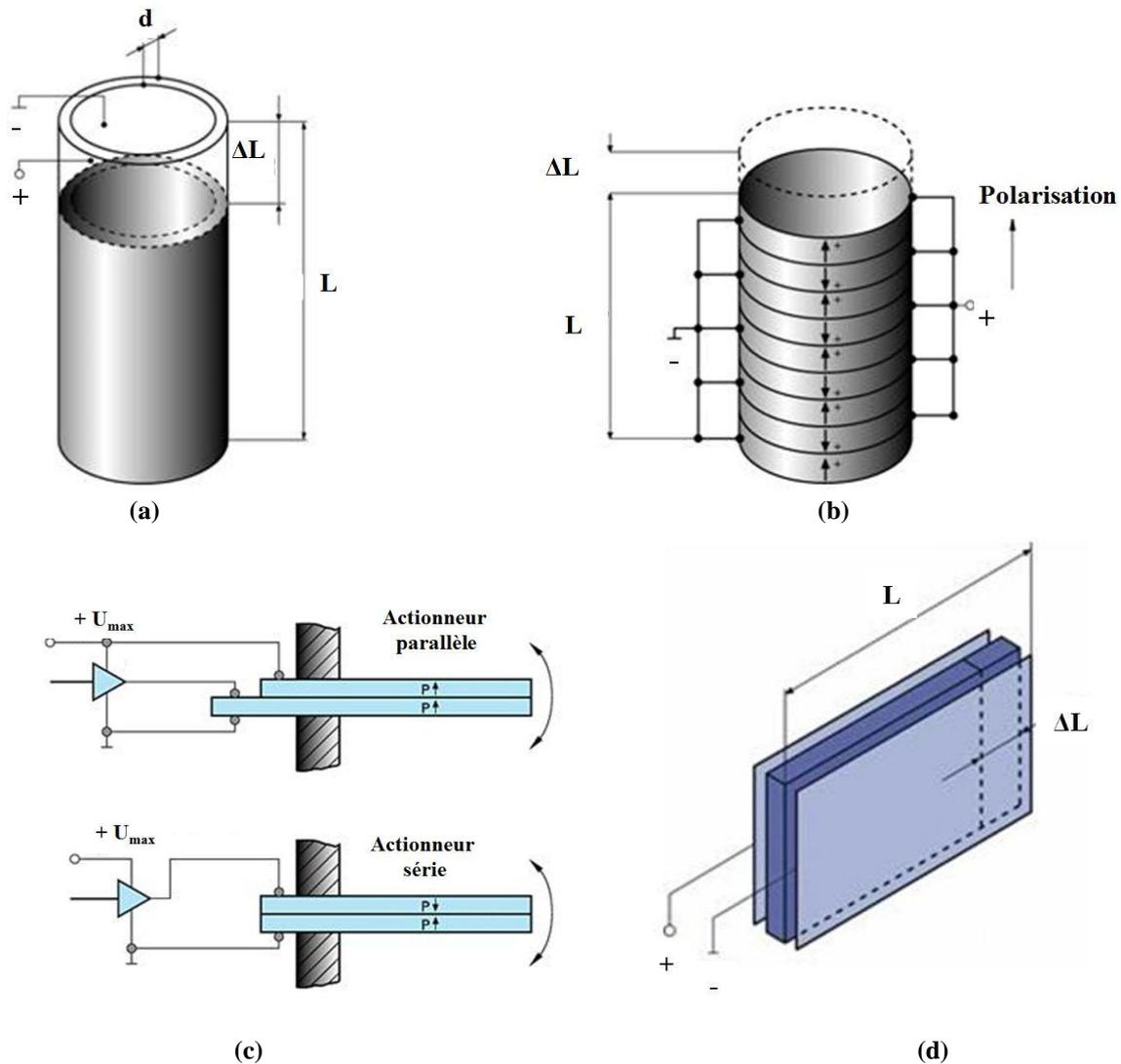


Figure III-2 - Différents types d'actionneurs piézoélectriques (tirés de [107]).

Les actionneurs de type tube, Figure III-2 (a), sont constitués de céramiques compressées pour former un tube à parois étroites. Une tension est appliquée entre les parois interne et externe du tube. La longueur du tube diminue avec l'augmentation de la tension. Ce type d'actionneur utilise une déformation transversale. Du fait de la faible surface disponible pour supporter la charge, et parce qu'il est impossible d'utiliser plusieurs actionneurs en parallèle, les actionneurs de type tube sont rarement utilisés dans des applications en micro-positionnement.

Les actionneurs de type empilement, ou stacks, Figure III-2 (b), sont constitués de plusieurs couches de matériaux diélectriques comprises entre deux couches métalliques jouant le rôle d'électrodes. Ces couches sont reliées électriquement en série et mécaniquement en parallèle. Pour un actionneur simple, le rapport entre la déformation obtenue et la tension appliquée est indépendant de sa longueur. Il apparaît ainsi qu'en divisant la longueur de l'actionneur en n couches, on augmente le rapport déformation sur tension d'un facteur n . De plus, plus les couches utilisées pour réaliser l'empilement sont de faible épaisseur, plus le champ électrique appliqué et donc la déformation résultante sont importants pour une même tension d'actionnement. Le nombre de disque détermine lui la rigidité de l'actionneur. Ces

actionneurs présentent les caractéristiques suivantes : grande rigidité et flexibilité, bonne fiabilité, temps de réponse rapide. Ils présentent en outre l'avantage d'être utilisables en environnement cryogénique, à l'aide d'un revêtement isolant.

Les actionneurs bimorphes, Figure III-2 (c), sont des actionneurs dits de flexion et sont constitués de deux couches piézoélectriques connectées entre elles par une couche métallique. Une des extrémités de l'actionneur est encastrée tandis que l'autre est libre de se déplacer, de part et d'autre de la position de repos, sous l'action d'une tension sinusoïdale par compression d'une plaque et extension de l'autre. Les actionneurs bimorphes ne peuvent donc, par nature, assurer un déplacement plan comme celui décrit au chapitre II, lors de la mise en œuvre expérimentale des deux techniques d'accord proposées.

Enfin, les actionneurs laminaires, Figure III-2 (d), sont constitués de nombreuses couches de céramiques piézoélectriques reliées entre elles en blocs. La déformation est orthogonale à la direction du champ électrique appliqué. Ces actionneurs possèdent une course limitée et sont rarement utilisés dans des applications en micro-positionnement.

III.B.2.6. Actionneurs retenus

De par leurs nombreux avantages décrits précédemment, notre choix s'est porté sur des actionneurs piézoélectriques de type stacks. Grâce aux calculs réalisés, nous nous sommes orientés vers des actionneurs SCMAP, commercialisés par la société NOLIAC. La Figure III-3 illustre l'un des actionneurs retenus.

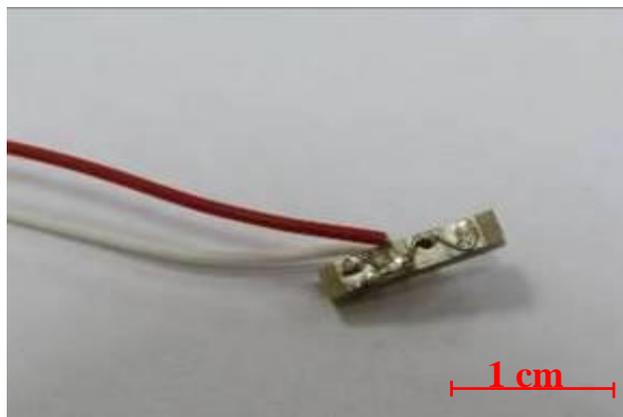


Figure III-3 – Photographie d'un des actionneurs piézoélectriques utilisés.

Le Tableau III-3 résume quelques-unes des caractéristiques principales de ces actionneurs, données par le constructeur.

Grandeur	Valeur	Tolérance
Longueur	2 mm	+ 0,3 / - 0,1 mm
Largeur (Diamètre intérieur)	2 mm	+ 0,3 / - 0,1 mm
Largeur (Diamètre extérieur, fils compris)	3,8 mm	
Hauteur	4 – 20 mm	+ / - 0,2 mm
Tension Max	120 V	
Débattement	2,4 – 21 μm	+ / - 15 %
Force de blocage	160 N	+ / - 20 %
Capacité	34 – 310 nF	+ / - 15 %
Raideur	67 – 7,5 N/ μm	+ / - 20 %
Température de fonctionnement max	150 °C	
Température de Curie	350 °C	

Tableau III-3 – Caractéristiques des stacks piézoélectriques SCMAP commercialisées par la société NOLIAC.

Le débattement dépend de la hauteur de l'actionneur. Le Tableau III-4 rassemble les différentes données du constructeur pour une tension d'actionnement maximale de 120 V.

Hauteur (mm)	4	6	8	10	12	14	16	18	20
Débattement (μm)	2,4	4,8	7,1	9,5	11,9	14,3	16,7	19	21,4

Tableau III-4 – Débattement accessible en fonction de la hauteur des différents stacks.

En tenant compte des résultats concernant les gammes de déplacement souhaitées obtenus précédemment et du fait que l'allongement d'un actionneur est proportionnel à son encombrement, notre choix s'est porté sur des actionneurs SCMAP012, de 10 mm de haut permettant un débattement de 9,5 μm .

Des tests d'attraction ont été pratiqués, à l'aide d'un petit aimant puis en plaçant un actionneur au sein de l'aimant à 4,7 T, pour vérifier que les stacks piézoélectrique choisis respectent l'environnement de l'expérience d'IRM. Ces test s'étant avérés concluant, les actionneurs n'étant pas magnétiques, nous avons procédé à leur caractérisation en vue de leur mise en œuvre.

III.B.2.7. Caractérisations des actionneurs

Avant de procéder à la mise en œuvre des actionneurs, il est nécessaire de déterminer expérimentalement les variations de l'allongement en fonction de la tension d'actionnement. L'allongement a été caractérisé à l'aide d'un profilomètre vibromètre interférométrique ZoomSurf 3D de la société FOGALE Nanotech, par la technique du comptage de franges d'interférences. Le principe de cette technique de caractérisation est détaillé dans l'Annexe - E. L'actionneur est collé sur le support de l'interféromètre à l'aide d'une pastille carbone. Une surface réfléchissante (morceau de substrat de silicium), servant de point de référence pour la mesure, est posée sur son sommet. La différence de hauteur de cette surface réfléchissante est

mesurée pour différentes tensions d'actionnement. La Figure III-4 illustre le dispositif expérimental utilisé pour cette mesure.

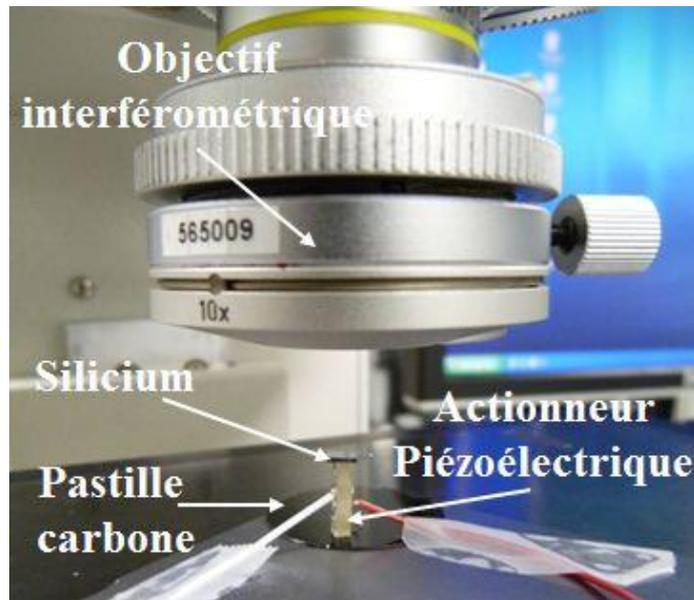


Figure III-4 – Photographie du dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation de stacks piézoélectriques par la technique du comptage de franges.

Les résultats ainsi obtenus sont présentés sur la Figure III-5.

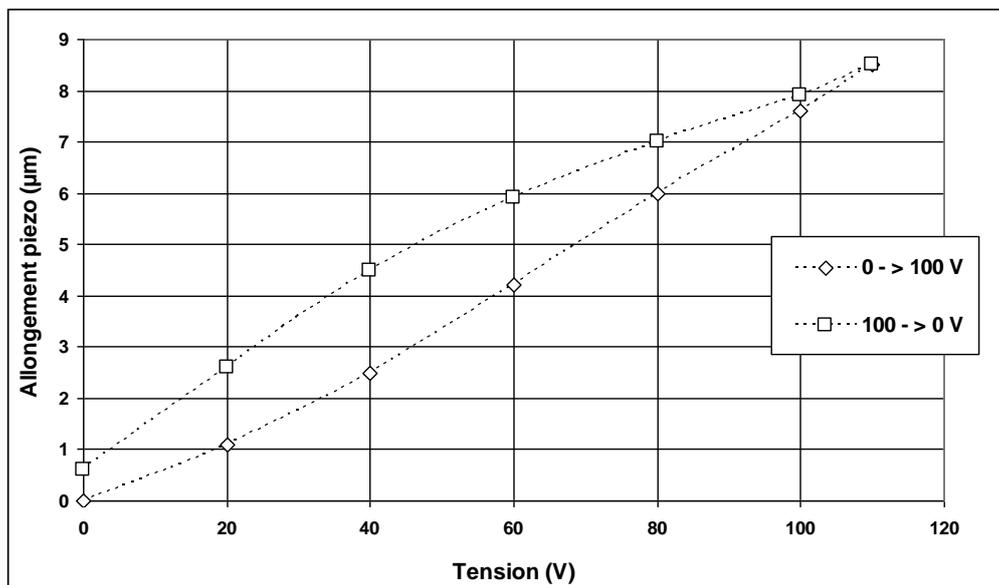


Figure III-5 – Variations de l'allongement d'un stack piézoélectrique, en fonction de la tension d'actionnement, mesurée par la technique du comptage de franges. Un cycle aller-retour de polarisation est appliqué.

L'allongement de l'actionneur varie de manière non linéaire en fonction de la tension d'actionnement, pour des tensions inférieures à 40 V. Un déplacement maximal de 8,5 μm est obtenu pour une tension de 110 V ce qui correspond aux données constructeur. Une hystérésis moyenne d'environ 10 % de l'allongement maximal est mesurée, ce qui est en accord avec les valeurs généralement rapportées pour des stacks piézoélectriques.

Afin de vérifier que l'environnement de l'expérience d'IRM ne modifie pas le fonctionnement de ces actionneurs nous avons mesuré la caractéristique d'un actionneur avant insertion au sein de l'aimant à 4,7 T puis après quelques minutes en fonctionnement au sein de l'aimant. Aucune variation significative du comportement de l'actionneur n'a été observée.

III.B.3. Amplification du mouvement

L'allongement des différents actionneurs piézoélectriques présentés précédemment par rapport à leurs dimensions étant généralement insuffisant pour la plupart des applications en micro-positionnement, il est nécessaire d'en augmenter la course [108].

III.B.3.1. Généralités sur l'amplification du mouvement

Des dispositifs d'amplification du mouvement sont à ce jour largement répandus pour des applications nécessitant un déplacement relativement grand avec une précision micrométrique. Nous décrivons dans ce qui suit quelques-uns des principes d'amplification mécanique les plus couramment utilisés. Mais l'obtention d'un facteur d'amplification important n'est pas le seul critère déterminant le choix du dispositif d'amplification. Celui-ci doit également être capable de transmettre à la charge à déplacer la force importante fournie par l'actionneur. Dans ce but, des structures de type « charnière » flexible, permettant une amplification hors plan de l'allongement des actionneurs piézoélectriques à l'aide de pivots sont utilisées.

L'utilisation d'amplificateurs de type charnière est très répandue pour des applications nécessitant de larges déplacements avec des forces élevées [109][110][111]. Ces amplificateurs sont généralement répartis en deux classes, représentées schématiquement sur la Figure III-6. Les amplificateurs de type « levier », Figure III-6 (a), ne nécessitent qu'un nombre réduit de charnières et sont donc facile à mettre en œuvre. Plusieurs leviers peuvent être mis en cascade afin d'augmenter le facteur d'amplification. Néanmoins, le mouvement en sortie de l'amplificateur étant circulaire, les amplificateurs de type « levier » sont peu adaptés à des applications en micro-positionnement. Les actionneurs de type « pont » nécessitent eux un nombre plus élevé de charnières et sont donc plus difficiles à mettre en œuvre. L'allongement ou la contraction des actionneurs entraîne une rotation de la charnière centrale résultant en une variation de la hauteur du pont. Les structures pont génèrent des facteurs d'amplification plus élevés que les structures levier. Ces structures mettent en œuvre des pivots classiques de type roulement à billes ou paliers lisses. Ceux-ci présentent différents défauts comme une usure temporelle importante ou un risque de grippage. Ils sont de plus généralement métalliques.

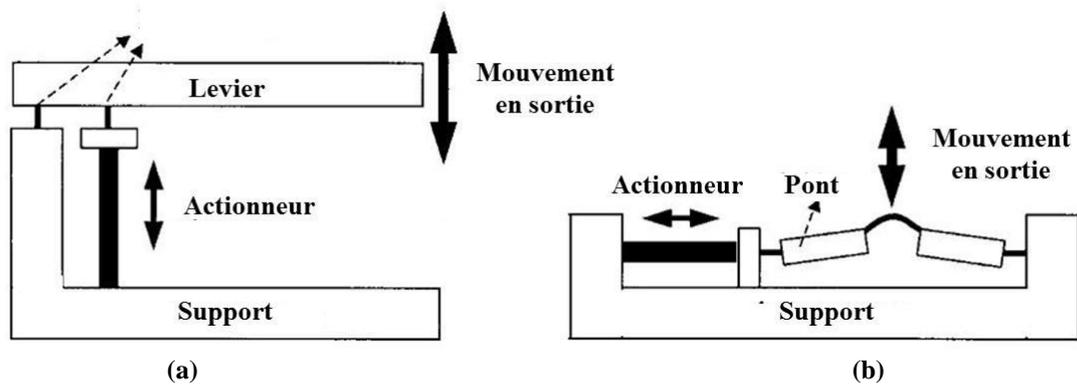


Figure III-6 – Structure charnière permettant l'amplification de l'allongement d'actionneurs piézoélectriques (a) de type levier, (b) de type pont.

Une variante de la structure pont, très efficace afin d'amplifier le mouvement d'actionneurs piézoélectriques sans avoir recours à des pièces métalliques volumineuses, est la structure de type « flexenseur ». Un flexenseur consiste en une membrane souple se courbant sous l'effet de l'allongement des actionneurs. Le faible déplacement dans le plan des actionneurs piézoélectriques est ainsi amplifié à travers la courbure de la structure flexenseur pour produire un important déplacement hors plan [112]. De nombreux exemples d'application à l'échelle macroscopique de ce type de structures ont été proposés. On peut par exemple citer les structures dites *Moonie* [113][114] ou *Cymbale* [115][116][117]. Un des autres avantages de ces structures est qu'elles peuvent être transposées à l'échelle microscopique, en remplaçant les actionneurs par des films de matériaux piézoélectriques [118]. Contrairement aux amplificateurs de type pont, les structures de type flexenseur présentent l'avantage de ne nécessiter aucune partie métallique et d'être facile à réaliser et à mettre en œuvre. Cette méthode d'amplification a donc été retenue pour le dispositif de micro-déplacement.

III.B.3.2. Conception du dispositif et de la membrane retenus

Les différentes composantes du dispositif de micro-déplacement, à savoir les actionneurs piézoélectriques et la membrane souple permettant l'amplification du mouvement, doivent respecter le cahier des charges établi. Nous avons montré au paragraphe III.B.2.6 que les stacks piézoélectriques choisis respectent l'environnement de l'expérience d'IRM. De la même manière la membrane utilisée doit respecter cette condition.

Le principe de la structure flexenseur retenue est donc le suivant : une membrane souple, en matériau diélectrique, à laquelle est collé l'élément d'accord utilisé, se déforme sous l'effet de la poussée d'actionneurs piézoélectriques, amplifiant le mouvement Δx des actionneurs dans le plan de l'antenne pour obtenir un déplacement Δh hors plan du sommet de la membrane et donc de l'élément d'accord.

Une représentation schématique de la membrane est donnée sur la Figure III-7 (a). La membrane souple est constituée d'un cadre central soutenu par des bras. Le choix d'une structure en cadre permet de diminuer l'influence que celle-ci peut avoir sur les propriétés électriques de l'antenne en limitant la surface de la membrane « vue » par le résonateur (possibilité de décalage en fréquence additionnel dans le cas où le matériau utilisé pour réaliser la membrane est un bon diélectrique par exemple). Des encoches, faisant office de

pivots flexibles, sont pratiquées à certains endroits des bras de la membrane afin de faciliter son déplacement dans la direction souhaitée. Ces encoches sont triangulaires, de côté égal à $500\ \mu\text{m}$. La Figure III-7 (b) représente de manière schématique le principe de notre dispositif, vu en coupe, dans le cas d'un accord diélectrique. Le fonctionnement du dispositif est le suivant : les actionneurs piézoélectriques, placés en regard, sont en contact avec les bras de la membrane souple. Lorsque l'on applique une polarisation, les actionneurs poussent les bras, ce qui entraîne une élévation de la partie centrale de la membrane.

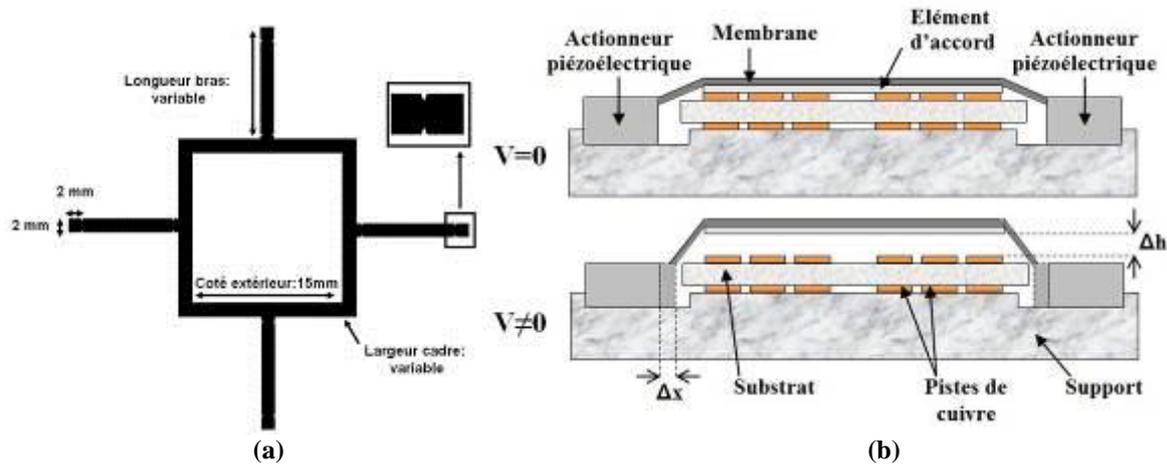


Figure III-7 – Représentations schématiques (a) de la membrane souple servant à déplacer l'élément d'accord, (b) du dispositif de micro-déplacement retenu dans le cas d'un accord diélectrique.

Pour chacune des deux techniques d'accord que nous avons étudiées, le mouvement de l'élément d'accord, et donc la fréquence de résonance du résonateur, est contrôlé par la tension d'actionnement appliquée aux stacks piézoélectriques. En fonction de la gamme d'accord en fréquence souhaitée, il est possible de modifier la position de départ, c'est-à-dire la hauteur de la membrane par rapport à la surface du résonateur, en faisant varier l'espacement initial entre les actionneurs. Il est donc possible de régler la fréquence de départ, lorsqu'aucune polarisation n'est appliquée, en positionnant l'élément d'accord en contact avec le résonateur ou au contraire à distance de celui-ci.

Dans le cas d'un accord diélectrique, l'accord est réalisé de la manière suivante : lorsque l'on applique une tension, la lame s'éloigne de la surface du résonateur et la fréquence de résonance de celui-ci augmente. Dans le cas d'un accord inductif, le principe de contrôle de la fréquence par la tension appliquée reste le même, mais la situation initiale change puisque que nous avons vu que la boucle d'accord doit se trouver à plusieurs mm de distance de la surface du résonateur pour ne pas dégrader ses performances électriques.

Une modélisation géométrique, permettant de déterminer les gammes de déplacement accessible en fonction des paramètres de la membrane, a été utilisée afin de dimensionner la membrane.

III.B.3.3. Modélisation du fonctionnement du dispositif

Afin d'estimer l'amplification du déplacement des actionneurs piézoélectriques par la membrane, nous avons utilisé une approximation géométrique dans laquelle la forme de la

membrane, précontrainte afin de « forcer » son déplacement vers le haut, est assimilée à un arc de cercle. La faible déformation de la membrane créée par les actionneurs permet de rester dans cette approximation au cours du fonctionnement du dispositif. Nous considérons le cas où la membrane est actionnée par deux stacks piézoélectriques en regard. Cette configuration est schématisée sur la Figure III-8, la membrane est vue en coupe.

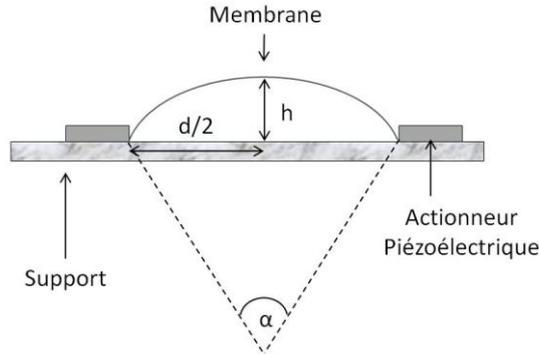


Figure III-8 – Approximation géométrique en arc de cercle de la membrane souple. La membrane est vue en coupe.

Pour réaliser cette approximation, on considère que l'arc de cercle formé par la courbure de la membrane a une longueur L . Cette longueur est égale à la somme de la longueur de chacun des deux bras de la membrane à laquelle on ajoute la longueur d'un côté du cadre de la membrane (cf. Figure III-7 (a)). On note d la corde de cet arc, équivalente à l'espace initial entre les actionneurs, R le rayon de courbure de l'arc, α son angle au centre et h la déflexion initiale de la membrane. Afin de déterminer la flèche, c'est-à-dire la hauteur initiale du centre de la membrane, il est nécessaire de déterminer le rayon de courbure de l'arc de cercle qu'elle forme. La longueur du rayon de courbure R est donnée par :

$$R = L/\alpha \quad \text{(III-3)}$$

De même, par application du théorème de Pythagore on a :

$$\sin(\alpha/2) = d/2R \quad \text{(III-4)}$$

En combinant les équations (III-3) et (III-4) on obtient donc :

$$\sin(L/2R) = d/2R \quad \text{(III-5)}$$

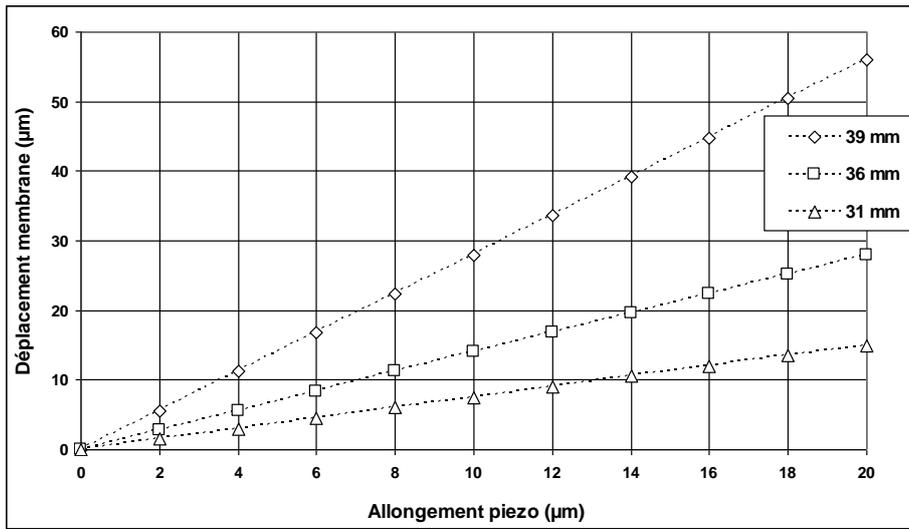
La résolution par itération de cette équation permet de déterminer R . La flèche est alors donnée par :

$$h = R \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{d^2}{4R^2} \right)} \right] \quad \text{(III-6)}$$

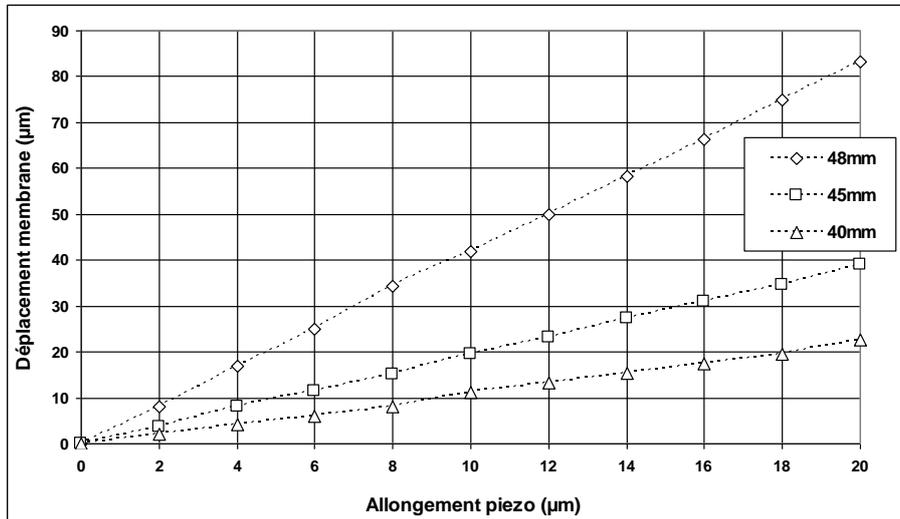
En répétant la même opération en enlevant à d une petite quantité Δx , on peut ainsi déterminer la variation de la hauteur Δh de la membrane créée par l'allongement des actionneurs. La Figure III-9 présente la variation de hauteur de la membrane en fonction du déplacement d'un actionneur, et ce pour différents espacements initiaux entre les actionneurs. La Figure III-9 (a)

présente les résultats obtenus pour une membrane de 40 mm tandis que la Figure III-9 (b) présente ceux obtenus pour une membrane de 49 mm.

On observe, quels que soient la longueur de la membrane étudiée et l'espacement entre les actionneurs, une variation linéaire du déplacement de la membrane en fonction de l'allongement des actionneurs. De plus, la pente de variation, c'est-à-dire le facteur d'amplification de la structure flex tenseur, augmente avec l'espacement entre les actionneurs. Un facteur d'amplification de 2,8 a été obtenu avec une membrane de 40 mm et un espacement de 39 mm. Ce facteur est de 4,2 dans le cas de la membrane de 49 mm pour un espacement de 48 mm.



(a)



(b)

Figure III-9 – Déplacement hors plan de la membrane en fonction de l'allongement des actionneurs, pour plusieurs espacements initiaux. (a) Membrane de 40 mm. (b) Membrane de 49 mm.

Ces résultats nous ont permis de dimensionner les différentes membranes que nous avons réalisées et utilisées pour notre étude. Nous présentons les différentes techniques mises en œuvre pour leur réalisation au paragraphe III.C.

Les facteurs d'amplification prédits par ce modèle nous indiquent que le déplacement de quelques dizaines de microns de l'élément d'accord, souhaité pour la réalisation du dispositif, peut être obtenu à partir d'un allongement des actionneurs de quelques microns. Ces résultats ont été utilisés afin de valider le choix des actionneurs utilisés lors de la réalisation du dispositif. La validité de l'approximation géométrique réalisée sera discutée au paragraphe III.D.2.1, en comparant les données calculées à celles mesurées expérimentalement.

III.C. Réalisation de la membrane souple

Nous avons vu précédemment que la membrane souple réalisée en matériau diélectrique doit préserver les performances électriques du résonateur étudié. Afin de ne pas avoir une influence trop importante sur la fréquence de résonance, le matériau constituant la membrane doit avoir une constante diélectrique la plus faible possible, limitant ainsi l'accord par couplage diélectrique. De plus, afin de préserver le facteur de qualité du résonateur, le matériau doit avoir une tangente de pertes la plus faible possible.

L'utilisation de films de matériau Polyimide, tel que le Kapton®, est très répandue dans des domaines nécessitant l'utilisation d'un film souple, en raison de leurs excellentes propriétés. En effet, ces matériaux présentent, entre autres, une excellente stabilité en température, une faible constante diélectrique, et ils se présentent sous forme de films aux propriétés bien maîtrisées [120]. Plusieurs solutions technologiques ont été étudiées afin de réaliser la membrane souple dans un film de Kapton®. En particulier, une solution basée sur des techniques de micro-fabrication a été mise en œuvre à la CTU MINERVE. Une technique de découpe industrielle a également été utilisée. Nous présentons dans ce qui suit les différents résultats obtenus.

III.C.1. Gravure humide de Kapton®

Plusieurs techniques de gravure, permettant de texturer des films de polyimide ont été proposées. On peut citer par exemple la gravure par plasma [121] ou la gravure DRIE [122]. Ces techniques sont toutes basées sur l'utilisation d'un masque de gravure, déposé sur le film de polyimide, afin de protéger les zones du film ne devant pas être attaquées par la gravure et d'y exposer les autres. Afin de réaliser la membrane souple permettant l'amplification du mouvement des stacks piézoélectriques, nous avons choisi de mettre en œuvre une gravure humide d'un film de Kapton® [123]. Cette méthode présente à la fois l'avantage d'être aisée à mettre en œuvre et d'avoir un faible coût de revient. Une solution comportant 20% de d'hydroxide de potassium (KOH) et 30% l'éthanolamine (C_2H_7NO) a ainsi été mise au point au sein de la CTU MINERVE. La vitesse de réaction a été augmentée en chauffant la solution à l'aide d'un bain-marie [123]. Un masque de photolithographie a été réalisé par la technique dite du flashage. Afin d'évaluer l'influence de la longueur de la membrane sur l'amplification du mouvement, des membranes ayant différentes longueurs de bras et largeur du cadre central ont été conçues. Les longueurs de bras sont les mêmes que celles étudiées à l'aide du modèle géométrique à savoir 40 mm et 49 mm. La Figure III-10 présente un des masques réalisés.

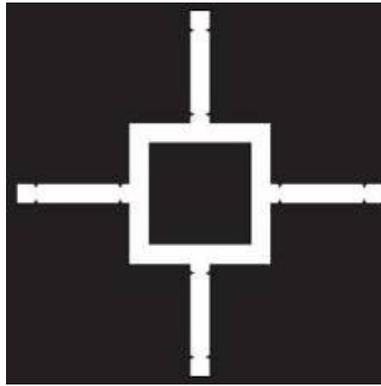


Figure III-10 – Masque de photolithographie de la membrane réalisé par flashage.

Dans un premier temps, la vitesse de gravure par la solution a été déterminée en gravant un film de 75 μm d'épaisseur. La solution est chauffée à 90°C et l'échantillon est agité. Celui-ci a été entièrement gravé en environ 40 minutes, correspondant à une vitesse de gravure d'environ 1,5 μm par minute, ce qui est en accord avec les valeurs rapportées dans la littérature pour ce type de gravure.

Afin de texturer le film pour obtenir la membrane il est nécessaire de mettre en œuvre une technique efficace de masquage permettant de protéger les zones du film qui ne doivent pas être gravées par la solution. Deux techniques de masquage ont ainsi été étudiées. La première technique consiste à utiliser une couche chrome/cuivre, déposée par pulvérisation cathodique. 5 nm de chrome et 100 nm de cuivre ont ainsi été déposés sur le film de Kapton®, avec les mêmes paramètres que ceux décrits au paragraphe II.A.1.2. Après 5 minutes dans la solution, le film métallique est entièrement éliminé par délamination, rendant inefficace le masquage.

La seconde technique de masquage mise en œuvre utilise une couche épaisse de cuivre, obtenue par dépôt électrolytique. Pour cela, un moule en résine a été réalisé par photolithographie à l'aide du masque sur support souple décrit précédemment. La face arrière du film de Kapton® a été collée, à l'aide d'une résine, sur un substrat de silicium afin d'éviter une étape d'alignement en photolithographie. Ceci a cependant pour effet de rallonger la durée de gravure du film, une seule face étant attaquée par la solution. Le procédé de fabrication est détaillé sur la Figure III-11.

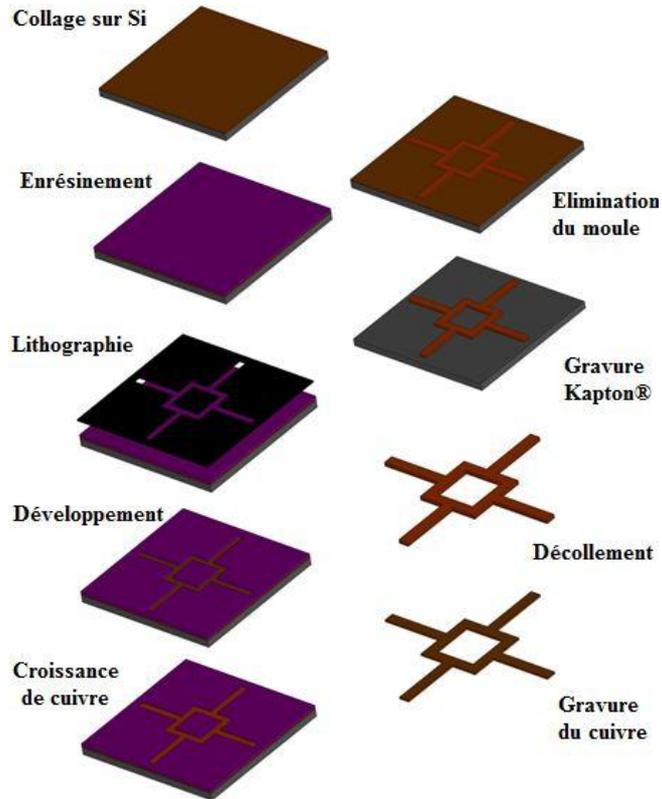


Figure III-11 – Principe de fabrication d’une membrane par gravure humide de Kapton®. Une couche épaisse de cuivre électrodéposé sert de masque lors de la gravure.

Cette couche épaisse de cuivre résiste parfaitement à la solution de gravure. La Figure III-12 présente une des membranes obtenues par cette technique.

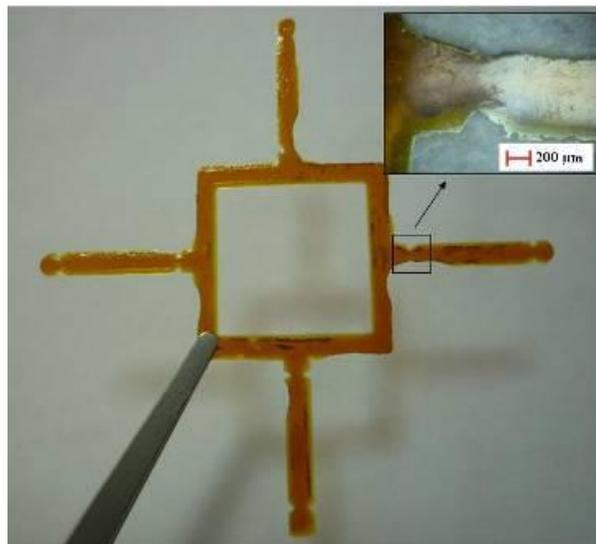


Figure III-12 – Membrane de Kapton® réalisée par gravure humide. Une importante sous-gravure est observée.

Comme cela a été le cas lors de la fabrication de nos résonateurs, une importante sous-gravure a lieu. Il n'est ainsi pas possible de réaliser correctement la membrane, en particulier au niveau des encoches. La sous-gravure a pu être réduite par le fait de ne pas agiter l'échantillon lors de la gravure. Cette étude nécessite néanmoins une optimisation plus poussée et coûteuse en temps. Les membranes obtenues à ce jour par gravure humide de Kapton® ne sont pas utilisables en vue de notre application.

III.C.2. Découpe jet d'eau de Kapton®

La réalisation d'une membrane souple utilisable par des techniques de microfabrication nécessitant une optimisation trop longue pour notre application, nous nous sommes orientés vers une réalisation industrielle de nos membranes. La découpe par jet d'eau permet de texturer des films de polyimides avec une résolution de l'ordre de la centaine de nanomètres. Différentes membranes ont été réalisées, par cette technique, par la société JEDO Technologies, dans un film de Kapton® de 125 µm d'épaisseur. La Figure III-13 présente quelques-unes des membranes qui ont ainsi été réalisées.

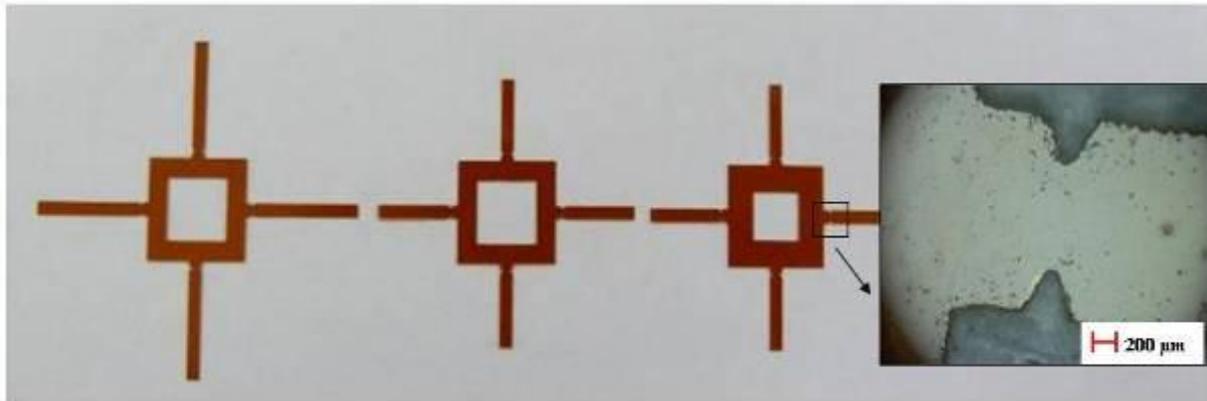


Figure III-13 – Membranes en Kapton® réalisées par découpe jet d'eau.

Les encoches pratiquées sur les bras des membranes apparaissent très bien définies, ce qui permet l'utilisation des membranes ainsi réalisées pour notre dispositif de micro-déplacement.

III.D. Caractérisations sur table du dispositif

Nous avons mis en œuvre différentes expérimentations sur table afin de caractériser le fonctionnement et les performances du dispositif complet, associant les actionneurs piézoélectriques et la membrane souple. Des mesures sans résonateur ont permis de déterminer les gammes de déplacement accessibles, lorsque les actionneurs sont polarisés, en fonction de différents paramètres tels que la longueur de la membrane utilisée ou l'espacement entre les stacks piézoélectriques, c'est-à-dire la flexion initiale de la membrane. Des mesures en présence d'un résonateur ont permis de déterminer les décalages en fréquence accessibles en fonction de ces mêmes paramètres. L'objectif à terme de cette étude est de valider le principe d'un accord de la fréquence de résonance en vue d'une mise en œuvre dans un imageur à 4,7 T.

III.D.1. Matériel et méthodes

Les actionneurs piézoélectriques et les membranes de Kapton® ont été assemblés sur une plaque de plexiglas. Afin de ne pas dégrader les actionneurs et de procéder à des ajustements de leur positionnement, ceux-ci ne sont pas collés directement sur le support mais maintenu en contact avec celui-ci par du ruban adhésif appliqué sur les fils d'alimentation. Afin de disposer de la totalité de l'allongement des actionneurs, une butée en plastique est fixée sur le support en plexiglas et en contact avec la face libre d'un des stacks (c'est-à-dire la face qui n'est pas en contact avec la membrane). Pour simplifier le montage du prototype, seulement deux actionneurs en regard sont utilisés, les deux autres bras de la membrane sont laissés en l'air.

Afin de déterminer l'influence de la longueur de la membrane sur le déplacement obtenu, et donc sur le décalage en fréquence induit, deux membranes de Kapton® de 40 mm et 49 mm, avec une largeur du cadre central de 4 mm ont été utilisées.

Dans le cas des mesures sans résonateur, un carré de plexiglas, de côté égal à celui du cadre des membranes et de 500 μm d'épaisseur, a été collé à la membrane afin de représenter la charge, c'est-à-dire l'élément d'accord, à déplacer. Comme lors de l'étape de caractérisation des actionneurs, décrite au paragraphe III.B.2.7, les mesures de déplacement de la membrane ont été réalisées à l'aide d'un interféromètre par comptage de franges (cf. Annexe - E), en plaçant une surface réfléchissante (morceau de substrat de silicium) sur la membrane. La Figure III-14 présente une photographie du dispositif de mesure.

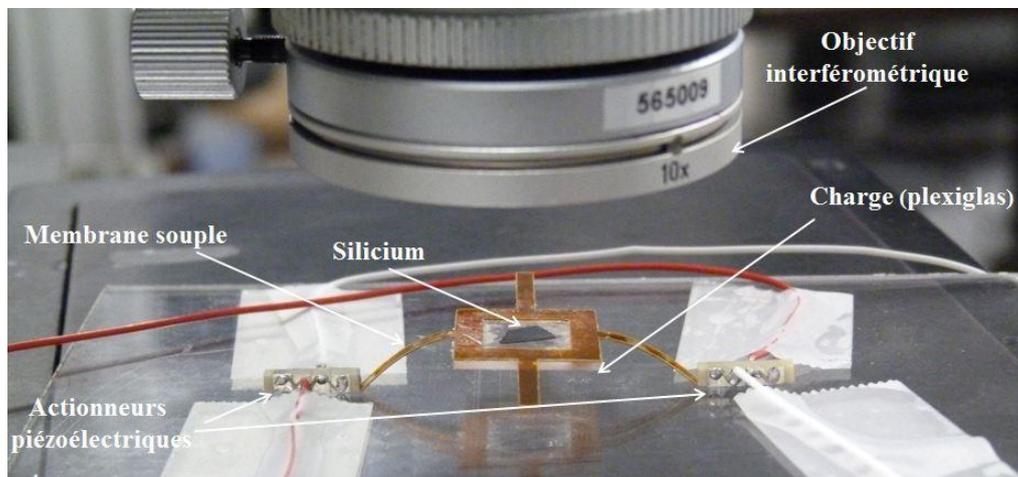


Figure III-14 – Mesure du déplacement de la membrane, en fonction de la tension de polarisation, par la technique de comptage de frange à l'aide d'un interféromètre optique. Le silicium sert de surface réfléchissante.

Dans le cas des mesures en présence d'un résonateur, un résonateur 5 tours de 7,3 mm diamètre et de fréquence de résonance mesurée de 212,2 MHz a été utilisé (cf. Figure II-9). La fréquence de résonance de ce résonateur seul étant supérieure à la fréquence de Larmor des protons de l'eau à 4,7 T, c'est-à-dire 199,8 MHz, un accord capacitif a donc été mis en œuvre afin de diminuer la fréquence de résonance. Un substrat de saphir, de même dimension que le carré de plexiglas décrit précédemment, a été utilisé comme élément d'accord. Comme lors du Chapitre II, la fréquence de résonance est mesurée par la méthode de la simple boucle (cf.

Annexe - A), à l'aide d'une sonde de diamètre 2 mm et d'un analyseur de réseau Agilent E5061A. Une ouverture a été pratiquée dans le support de plexiglas afin d'approcher la sonde au plus près de la face arrière du résonateur.

Les décalages en fréquence accessibles ont été mesurés, pour chacune des deux membranes en fonction de la tension d'actionnement et de l'espacement initial entre les actionneurs. Lorsque la hauteur initiale de la membrane augmente (jusqu'à 4 mm environ dans le cas de la membrane de 49 mm) l'effet de la lame d'accord sur la fréquence de résonance diminue jusqu'à devenir très faible. Afin de positionner le résonateur à une distance où la lame d'accord a une influence sur les lignes de champ électrique, et donc sur la fréquence de résonance, un système de cales peut être utilisé pour surélever le résonateur.

Nous avons vu au cours du Chapitre II qu'en raison de l'imprécision du modèle décrit au paragraphe I.C.2.2, la fréquence de résonateur du résonateur utilisé est supérieure à la fréquence de Larmor souhaitée de 12,4 MHz, soit environ 6 %. Il est donc nécessaire d'utiliser une seconde lame diélectrique, en contact avec la face arrière du résonateur, afin de réaliser un pré-accord. L'ajustement final étant réalisé par le déplacement de l'élément d'accord. Il apparaît donc nécessaire de déterminer quelle lame diélectrique (permittivité, épaisseur) utiliser afin que, lorsque l'élément d'accord est en contact avec le résonateur (c'est-à-dire lorsque chacune des faces du résonateur est en contact avec l'une des deux lames diélectriques), la fréquence de résonance soit inférieure à la fréquence de Larmor visée. De plus, la fréquence doit être suffisamment proche de la fréquence visée pour qu'il soit possible de réaliser l'accord final à l'aide du dispositif, en éloignant la lame d'accord du résonateur. D'après les résultats présentés au paragraphe II.C.1.3, l'utilisation d'une lame en contact avec le résonateur permet d'obtenir, selon la lame utilisée, une diminution de la fréquence de résonance comprise entre 3 % et 9 % de la valeur initiale. Dans le cas du résonateur étudié au cours de ce Chapitre, cela correspond à des variations comprises environ entre 12 et 19 MHz. Afin de déterminer le diélectrique de pré-accord, des mesures du décalage en fréquence maximal à 100 V, réalisées à l'aide de la lame d'accord et sans lame de pré-accord ont été réalisées. Des mesures de la fréquence de résonance lorsque les deux lames sont au contact du résonateur ont ensuite été réalisées. Les données de ces deux mesures ont été combinées afin de déterminer la lame de pré-accord à utiliser. Les mêmes lames que celles décrites au paragraphe II.B.1 ont été utilisées comme lame de pré-accord (Saphir (250, 500, 1000 μm), Verre (250, 500, 1000 μm), aluminate de Lanthane (250, 500, 1000 μm) et MgO (250, 500 μm)).

Le dispositif complet, comprenant les actionneurs, la membrane la lame d'accord et la lame de pré-accord a été étudié afin de démontrer la faisabilité d'un accord diélectrique.

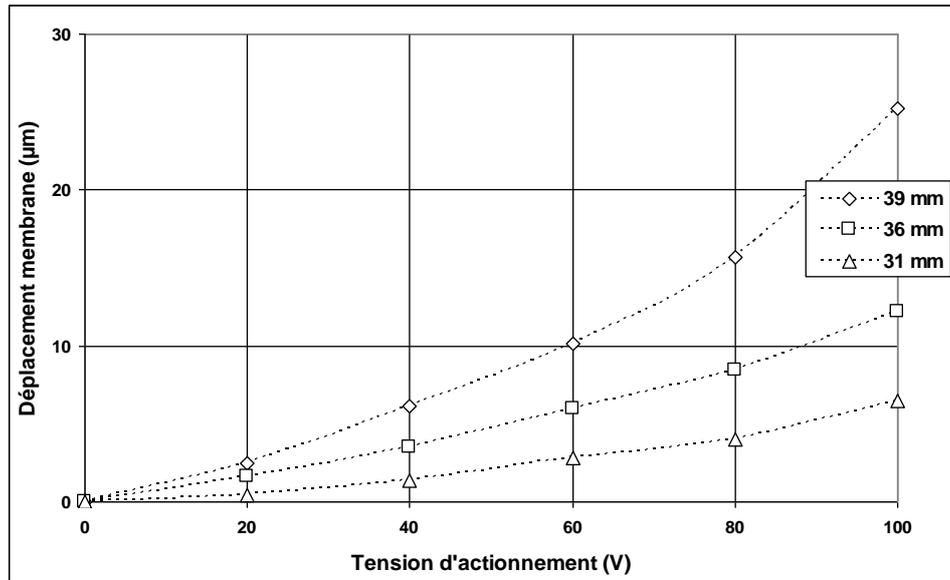
Enfin, l'influence de l'hystérésis des actionneurs piézoélectriques sur les décalages en fréquence obtenus a été montrée. La reproductibilité de l'accord a été étudiée en particulier, sur plusieurs cycles de polarisation.

III.D.2. Résultats expérimentaux

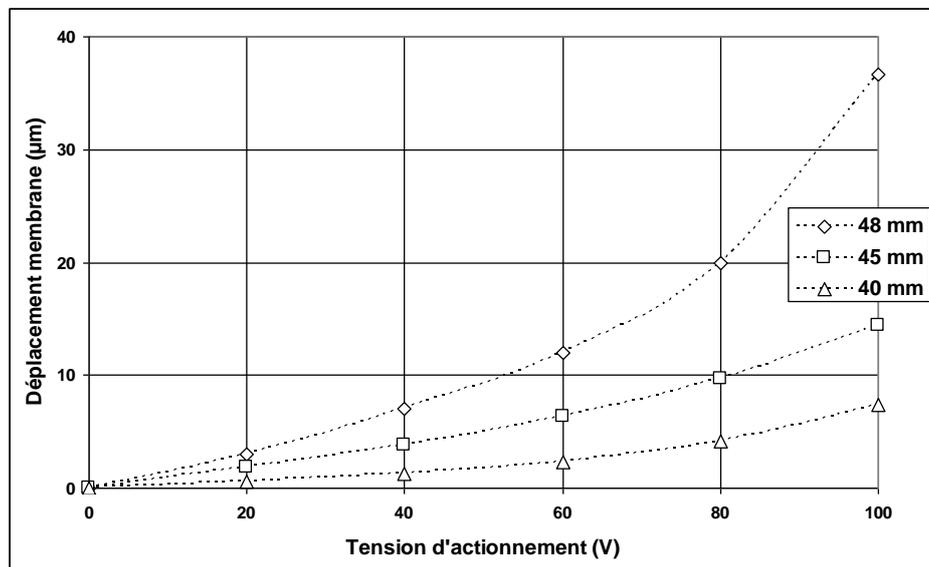
Nous présentons dans ce qui suit les différents résultats obtenus pour le déplacement de la membrane à travers l'amplification du mouvement des actionneurs, et pour les variations de la fréquence de résonance induites par ce déplacement.

III.D.2.1. Caractérisation du déplacement de la membrane.

La Figure III-15 présente le déplacement de la membrane, mesuré par comptage de franges, en fonction de la tension de polarisation des actionneurs piézoélectriques. La Figure III-15 (a) présente les résultats obtenus pour une membrane de 40 mm de long, tandis que la Figure III-15 (b) présente ceux obtenus avec une membrane de 49mm. Dans chacun des cas, plusieurs espacements initiaux entre les actionneurs sont étudiés.



(a)



(b)

Figure III-15 – Caractéristique déplacement-tension de la membrane pour différentes valeurs de l'espacement initial entre les actionneurs piézoélectriques. (a) Membrane de 40 mm. (b) Membrane de 49 mm.

Le déplacement de la membrane varie de façon non linéaire en fonction de la tension d'actionnement, ce qui coïncide avec le fait que l'allongement des actionneurs piézoélectrique ne soit pas linéaire en fonction de la polarisation (cf. caractéristique allongement-tension des actionneurs au paragraphe III.B.2.7). Le déplacement obtenu est d'autant plus grand que l'espacement initial entre les actionneurs est grand. A 100 V, un déplacement maximal de $36,7 \mu\text{m}$ a été obtenu pour la membrane de 49 mm. Ce déplacement est de $25,2 \mu\text{m}$ pour la membrane de 40 mm. Dans chacun des cas, l'espacement entre les actionneurs est 1 mm plus court que la longueur de la membrane.

L'effet de l'espacement initial des actionneurs sur le déplacement de la membrane, pour une tension d'actionnement de 100 V, est présenté sur la Figure III-16, pour chacune des deux membranes.

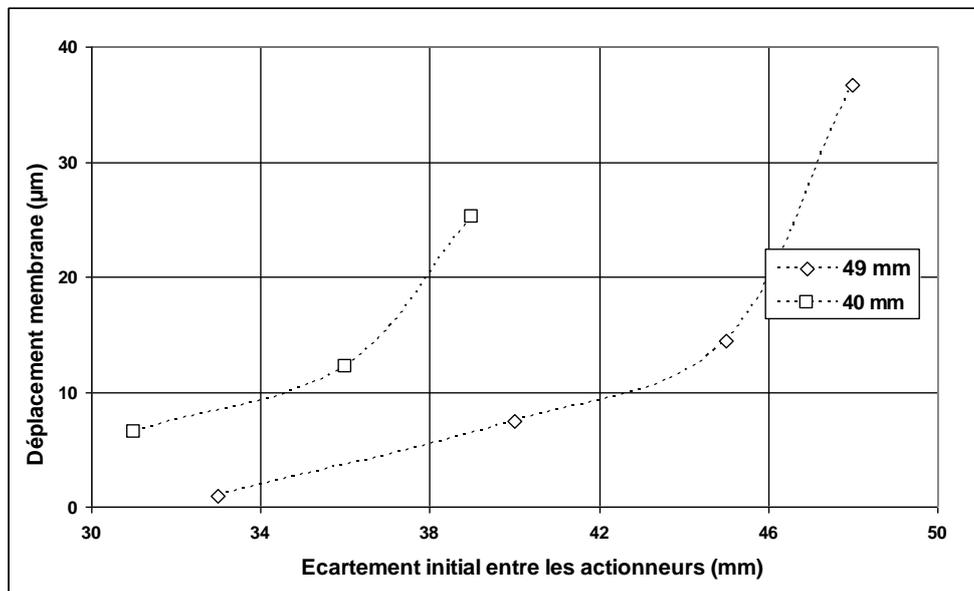


Figure III-16 – Déplacement de la membrane, obtenu pour une tension d'actionnement de 100 V, en fonction de l'espacement initial entre les actionneurs piézoélectriques.

Comme nous l'avons vu sur les résultats de la Figure III-15, le déplacement croît de manière non linéaire avec l'espacement initial entre les actionneurs, quelle que soit la membrane étudiée. Une amplification maximale de l'allongement des actionneurs d'un facteur 4,3 a été obtenue avec la membrane de 49 mm et d'un facteur 3 avec celle de 40 mm.

Nous avons confronté les données calculées à l'aide de l'approximation géométrique décrite au paragraphe III.B.3.3 avec la mesure de l'allongement des actionneurs en fonction de la tension d'actionnement décrite au paragraphe III.B.2.7. La Figure III-17 présente le déplacement calculé par l'approximation géométrique en fonction de la tension d'actionnement. Les résultats sont présentés pour les membranes de 40 mm et 49 mm, avec des espacements initiaux respectifs de 39 mm et 48 mm.

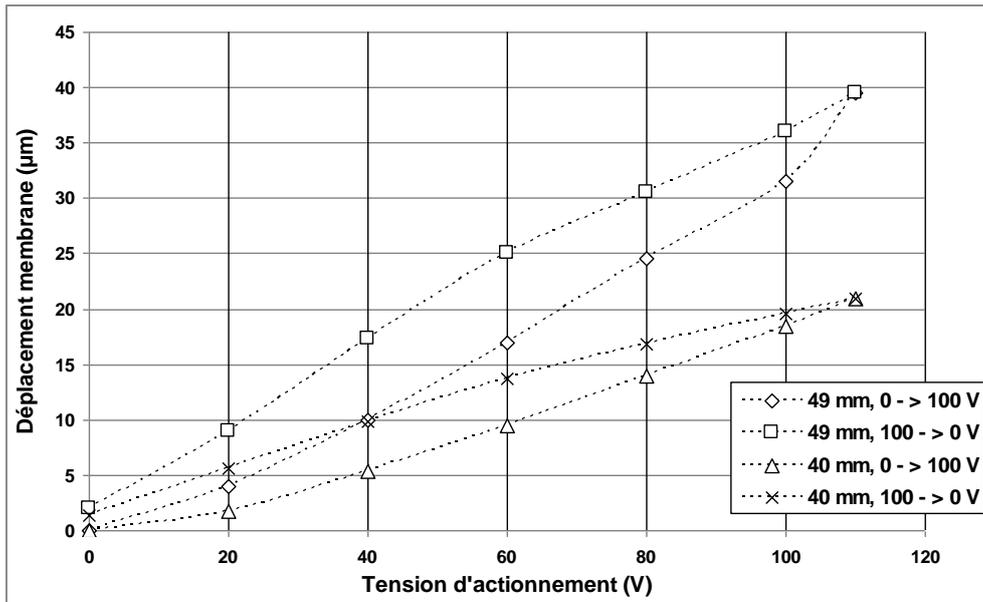


Figure III-17 – Variations du déplacement de la membrane en fonction de la tension appliquée, obtenue en combinant les données du modèle géométrique et la caractéristique mesurée des actionneurs piézoélectriques.

Nous comparons sur la Figure III-18 les données des Figure III-16 et Figure III-17, pour chacune des deux membranes et différentes valeurs de l'espacement initial.

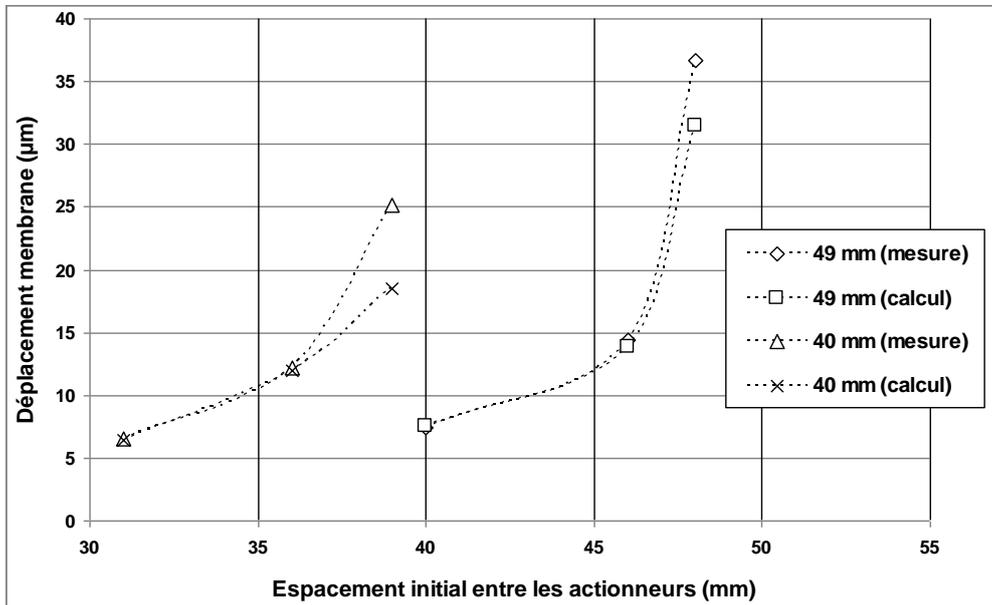


Figure III-18 – Comparaison entre la mesure et le calcul du déplacement de la membrane, en fonction de l'espacement initial des actionneurs piézoélectriques, pour chacune des deux membranes.

Une précision moyenne inférieure à 5 % a été obtenue, validant ainsi l'approximation géométrique réalisée au paragraphe III.B.3.3.

III.D.2.2. Caractérisations fréquentielles

Nous présentons dans ce qui suit les différentes caractérisations en fréquence qui ont été réalisées. Les décalages en fréquences obtenus pas le déplacement de l'élément d'accord à l'aide du dispositif sont tout d'abord présentés. La détermination du diélectrique de pré-accord a ensuite été réalisée. Enfin, nous présentons l'accord à la fréquence de Larmor souhaitée à l'aide du dispositif complet comprenant les actionneurs, la membrane, la lame d'accord et la lame de pré-accord.

III.D.2.2.1. Décalages en fréquence accessibles

Nous avons tout d'abord cherché à déterminer les décalages en fréquences maximum pouvant être obtenus à travers le déplacement de la lame d'accord choisie. Différentes mesures de la fréquence de résonance ont ainsi été réalisées, pour chacune des membranes et pour différents espacements initiaux entre les actionneurs, en fonction de la tension d'alimentation. En particulier, nous nous sommes intéressés aux décalages en fréquence maximum accessibles lorsque la tension d'alimentation est élevée. La Figure III-19 présente, pour une tension de 100 V, les décalages en fréquence obtenus en fonction de l'écart entre la longueur de la membrane et l'espacement entre les actionneurs.

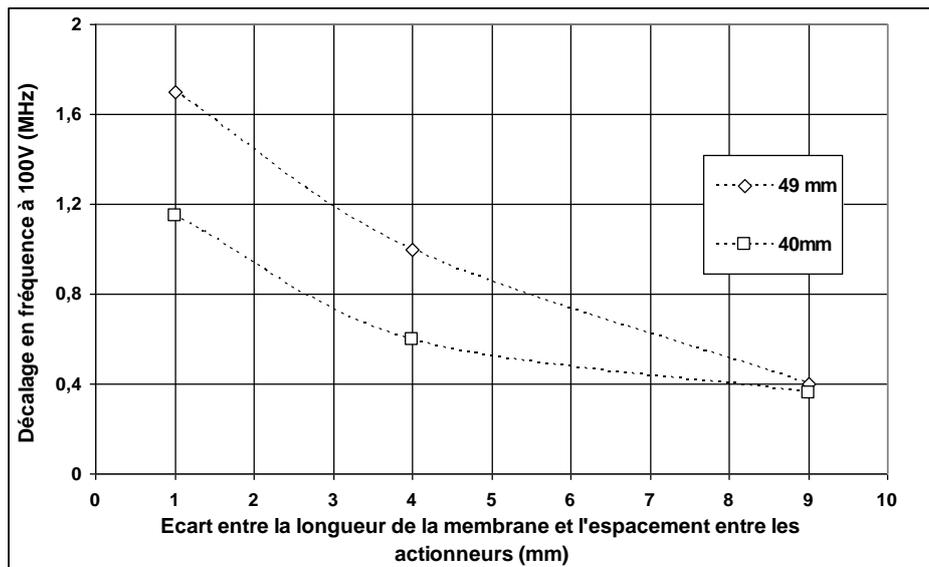


Figure III-19 – Décalages en fréquence obtenus à 100 V, pour chacune des deux membranes, en fonction de l'écart entre la longueur de la membrane et l'espacement initial entre les actionneurs piézoélectriques. Une lame de saphir de 500 μm d'épaisseur est utilisée.

Un décalage maximum de 1,7 MHz (resp. 1,15 MHz) a été obtenu avec la membrane de 49 mm (resp. 40 mm). Ce décalage correspond à une variation de 0,8 % (resp. 0,55%) de la fréquence de résonance du résonateur étudié. L'extrapolation des courbes, pour un espacement des actionneurs quasiment égal à la longueur de la membrane, prévoit un décalage maximum théorique de 2 MHz (resp. 1,5 MHz).

III.D.2.2.2. Détermination du diélectrique de pré-accord

A partir des valeurs des décalages en fréquence mesurées, il est possible de déterminer la lame de pré-accord à utiliser afin de pouvoir réaliser l'accord à la fréquence de Larmor souhaitée. La fréquence de résonance a été mesurée, lorsque la lame d'accord (saphir, 500 μm) et la lame de pré-accord sont en contact avec le résonateur, et sont présentées en fonction de l'épaisseur de la lame de pré-accord, et pour les différents matériaux diélectriques dont nous disposons, sur la Figure III-20.

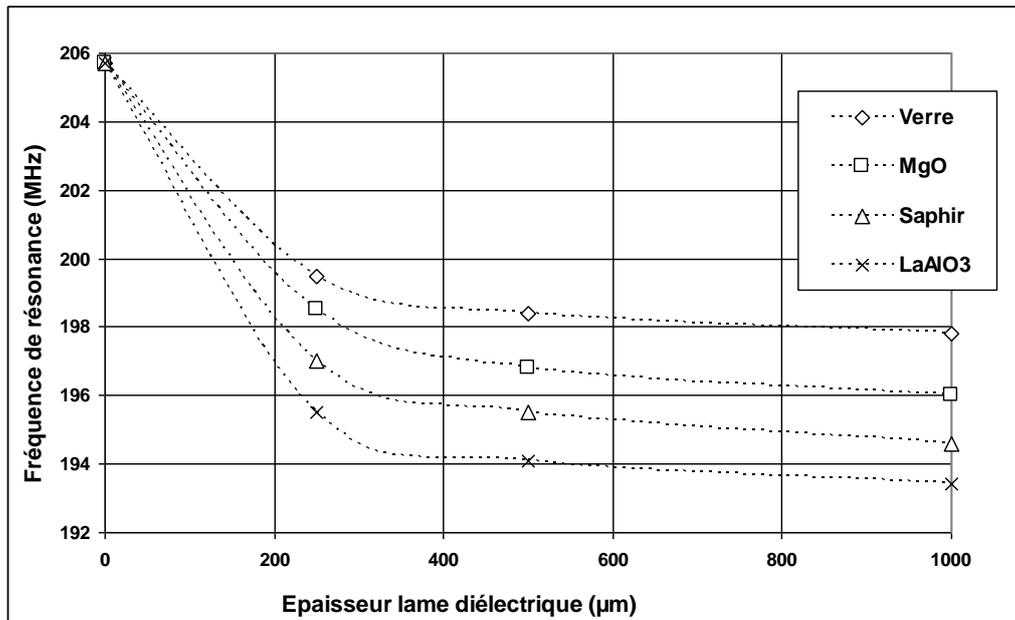


Figure III-20 – Variations de la fréquence de résonance mesurée, en fonction de l'épaisseur de la lame diélectrique de pré-accord, lorsque celle-ci et la lame d'accord (saphir, 500 μm) sont en contact avec le résonateur. Différents matériaux diélectriques sont étudiés.

Cette étude a permis de déterminer que l'utilisation d'une lame de verre de 500 μm d'épaisseur pour réaliser le pré-accord initial permet d'obtenir une fréquence de résonance de 198,8 MHz, quand les deux lames sont en contact avec le résonateur. Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, l'accord final d' 1 MHz nécessaire pour atteindre la fréquence de Larmor souhaitée, peut être réalisé par le déplacement de la membrane, quelle que soit la membrane utilisée.

III.D.2.2.3. Accord à la fréquence de Larmor

Afin de réaliser l'accord à la fréquence de Larmor souhaitée, nous partons de la configuration initiale suivante : à tension nulle, la lame d'accord et la lame de pré-accord sont en contact avec le résonateur. La fréquence de résonance est mesurée à 198,8 MHz. Ensuite, une tension d'actionnement est appliquée, afin d'augmenter la fréquence de résonance, jusqu'à atteindre 199,8 MHz.

La variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension d'actionnement est présentée sur la Figure III-21. Cette mesure est réalisée avec une lame de 500 μm de verre comme lame de pré-accord. Une membrane de 40 mm est utilisée. L'espacement entre les actionneurs est optimisé afin de maximiser le décalage en fréquence obtenu.

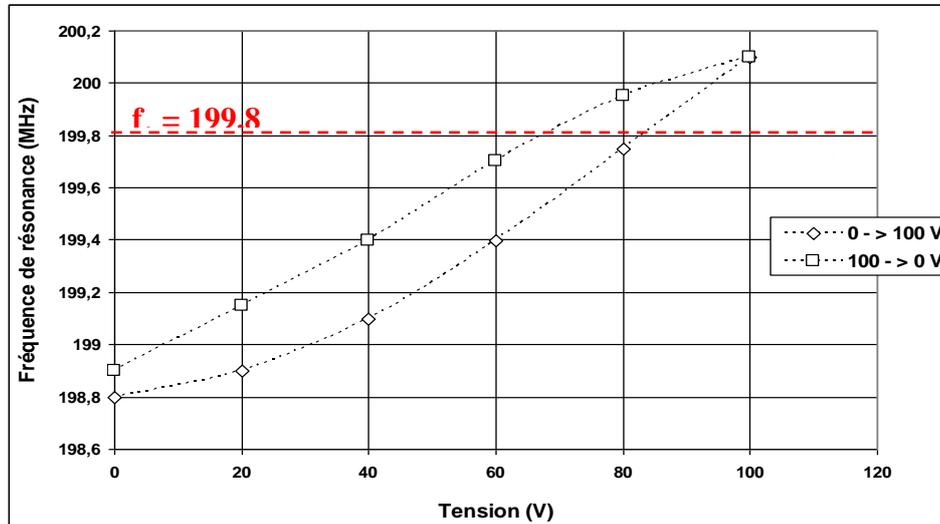


Figure III-21 – Variations de la fréquence de résonance en fonction de la tension d'actionnement. Une membrane de 40 mm est utilisée. La lame d'accord est une lame de 500 μm d'épaisseur de saphir. La lame de pré-accord est une lame de 500 μm d'épaisseur de verre. Pour une tension de 83 V, la fréquence de résonance est égale à la fréquence de Larmor des protons de l'eau à 4,7 T, soit 199,8 MHz.

Un décalage en fréquence de 1,3 MHz est obtenu pour une tension d'actionnement de 100 V. Lors du cycle aller de polarisation (c'est-à-dire lorsque la tension d'actionnement augmente de 0 à 100 V) une tension de 83 V permet de régler la fréquence de résonance à la fréquence de Larmor des protons de l'eau à 4,7 T, c'est-à-dire 199,8 MHz. Lors du cycle retour, cette fréquence est obtenue pour une tension de 67 V. Une hystérésis moyenne d'environ 200 kHz est observée. L'hystérésis en fréquence observée est cohérente avec celle observée sur l'allongement des actionneurs piézoélectriques en fonction de la tension.

III.D.2.2.4. Reproductibilité de l'accord

Afin de mettre en évidence l'influence de l'hystérésis sur la reproductibilité de l'accord réalisé, nous avons mesuré la fréquence de résonance sur plusieurs cycles de polarisation. Cette variation est représentée sur la Figure III-22.

Comme nous l'avons vu précédemment, lors du premier cycle aller de polarisation la fréquence de Larmor est atteinte pour une tension de 83 V. Lors du deuxième cycle aller, la tension nécessaire pour atteindre cette fréquence est de 85 V. Ainsi à chaque nouveau cycle, la tension nécessaire pour atteindre la fréquence de Larmor augmente en raison de l'hystérésis. Lors du quatrième cycle aller, la fréquence de Larmor est atteinte pour une tension de 100 V. Si la tension est à nouveau suffisamment diminuée pour faire apparaître une hystérésis en fréquence, il ne sera plus possible d'accorder à la fréquence de Larmor.

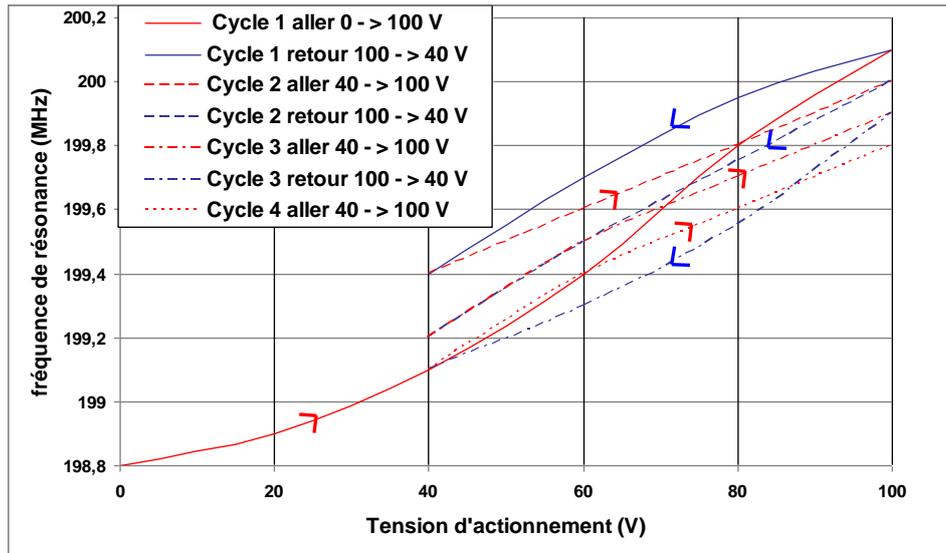


Figure III-22 – Reproductibilité de l'accord en fréquence. Rouge : cycles de polarisation aller. Bleu : cycles de polarisation retour.

III.D.2.3. Discussion et conclusion

Les facteurs d'amplification de l'allongement des actionneurs piézoélectriques obtenus grâce à l'utilisation d'une membrane souple, et les gammes de déplacement accessibles qui en résultent, permettent l'obtention de décalages en fréquence importants, pouvant aller jusqu'à 1,7 MHz. Afin de maximiser ces décalages en fréquence, l'espacement entre les actionneurs doit être très proche (mais inférieur) de la longueur de la membrane utilisée. Il est néanmoins apparu au cours de notre étude que, dans le cas de la membrane de 49 mm, lorsque l'espacement devient trop proche de la longueur de la membrane, une courbure inverse du bras de la membrane peut avoir lieu, empêchant l'élévation de la partie centrale de celle-ci et rendant donc inefficace la structure flex tenseur.

Les décalages en fréquence obtenus ont permis de réaliser l'accord à la fréquence Larmor souhaitée du résonateur étudié. En raison de l'imprécision du modèle utilisé pour la prédiction des paramètres des résonateurs fabriqués par micro-technologies, il a cependant été nécessaire d'utiliser une lame de diélectrique, en contact avec le résonateur, permettant un pré-accord, à - 1MHz par rapport à la fréquence de Larmor souhaitée, de la fréquence de résonance. L'accord final a été réalisé par le déplacement de l'élément d'accord collé à la membrane et son réglage fin a été assuré par la tension d'actionnement.

L'influence de l'hystérésis des actionneurs piézoélectriques sur la reproductibilité de l'accord en fréquence a été mise en évidence. Ainsi, il est apparu qu'à partir de 4 cycles aller retour de polarisation, il n'est plus possible de régler la fréquence de résonance à la fréquence de Larmor souhaitée pour une tension d'actionnement maximale de 100V. Il est alors nécessaire de court-circuiter les actionneurs piézoélectriques (décharge de la capacité) afin que ceux-ci retrouve leur longueur initiale. Néanmoins, les décalages en fréquences susceptibles d'intervenir en cours d'utilisation dans les conditions d'imagerie sont faibles (de l'ordre de la dizaine de kHz) et il est peu probable qu'ils nécessitent de nombreuses et larges variations de la tension d'actionnement, entraînant l'apparition de l'hystérésis, pour les corriger. De plus, nous nous sommes limités au cours de notre étude à une tension maximale de 100 V.

l'augmentation de la polarisation jusqu'à 120 V, qui est la tension maximale applicable aux actionneurs piézoélectriques que nous avons utilisés, permet d'augmenter le nombre de cycles pour lesquels il est possible d'accorder le résonateur à la fréquence de Larmor souhaitée.

Dans ce qui suit, nous présentons la mise en œuvre du dispositif de micro-déplacement dans des conditions d'IRM en vue de réaliser des images de démonstration sur fantôme.

III.E. Application en imagerie

Le dispositif complet, composé des actionneurs piézoélectriques, de la membrane souple et des lames diélectriques d'accord et de pré-accord, a été mis en œuvre dans un imageur à 4,7 T. Un échantillon a été mise en place, sur la face arrière du support sur lequel est réalisé le dispositif, en face du résonateur afin de réaliser une image de démonstration permettant de valider le fonctionnement du dispositif de micro-déplacement dans des conditions d'expérience d'IRM.

III.E.1. Matériel et méthodes

Nous présentons dans ce qui suit le résonateur utilisé ainsi que l'échantillon sur lequel a été réalisée l'acquisition. Nous revenons brièvement sur le principe de la chaîne d'acquisition des signaux RMN de l'imageur, puis sur le couplage du résonateur à cette chaîne d'acquisition. Enfin, nous présentons l'accord du résonateur à la fréquence de Larmor souhaitée avant son insertion au sein de l'aimant de l'imageur.

III.E.1.1. Résonateur et échantillon

Cette étude a été menée sur un résonateur 5 tours, en cuivre électrodéposé sur saphir, et de diamètre 7,3 mm. La fréquence de résonance mesurée de ce résonateur est de 212,2 Mhz.

Nous avons réalisé des images de fantômes sur une gélule d'huile de morue. La gélule est de forme elliptique de longueur 14 mm et de diamètre maximal 10 mm. La Figure III-23 présente une photographie de cette gélule.

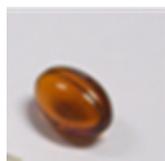


Figure III-23 – Echantillon utilisé pour la réalisation des images de démonstration : gélule d'huile de morue.

III.E.1.2. Imageur 4,7 T

Un système d'imagerie dédié au petit animal, utilisant un aimant horizontal 4,7 T, de diamètre 33 cm et de longueur du tunnel de 146 cm, a été utilisé afin de réaliser les images de démonstration sur fantôme. Un spectromètre Tecmag équipé de 4 canaux est utilisé en émission/réception. Un insert de gradient BGA20-BS30 (accès 20 cm, gradient 200 mT/m) est connecté à une alimentation de gradients Copley 266. Un émetteur de puissance 2 kW large bande permet l'excitation de 10 à 200 MHz. Le schéma de principe de la chaîne d'acquisition de l'imageur 4,7 T est représenté sur la Figure III-24.

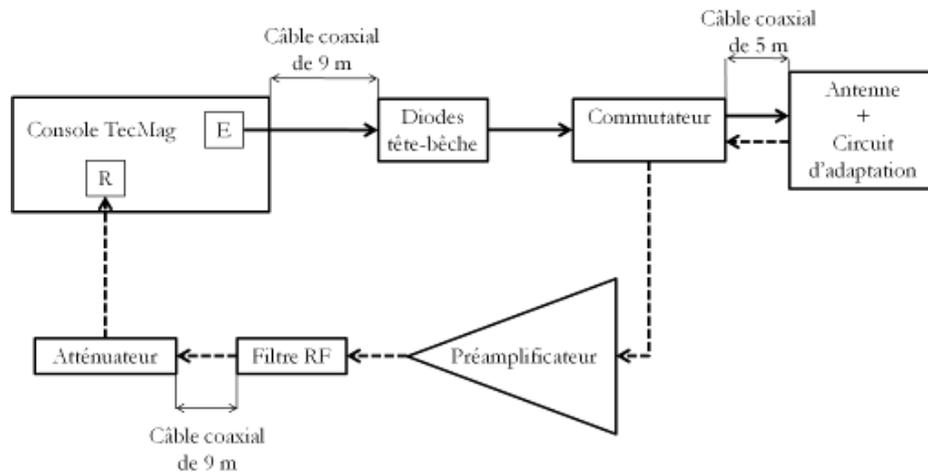


Figure III-24 - Schéma simplifié de la chaîne d'acquisition des signaux Radio-Fréquences de l'imageur 4,7 T. Les flèches continues représentent l'émission (E) et les flèches en pointillés la réception (R).

La console TecMag permet l'acquisition, le traitement et l'exportation des données. La console effectue tout d'abord une démodulation du signal reçu. Ce signal est ensuite numérisé et sur-échantillonné, puis filtré [124]. Le filtrage permet de limiter les bruits en provenance de l'environnement de l'expérience. Un atténuateur est placé en entrée du séquenceur pour éviter la saturation du signal en réception. La chaîne de l'imageur 4,7 T a été utilisée en émission/réception. Un commutateur, contenant des diodes tête-bêche, est ainsi nécessaire pour isoler le préamplificateur lors de l'application des impulsions RF d'excitation (émission) et inversement pour isoler le circuit d'émission (et son bruit associé) lors de l'acquisition du signal RMN (réception).

III.E.1.3. Couplage de l'antenne au préamplificateur

Le couplage inductif de l'antenne au préamplificateur peut être réalisé selon l'un des deux schémas équivalents de la Figure III-25, selon que le coupleur soit utilisé en série ou en parallèle.

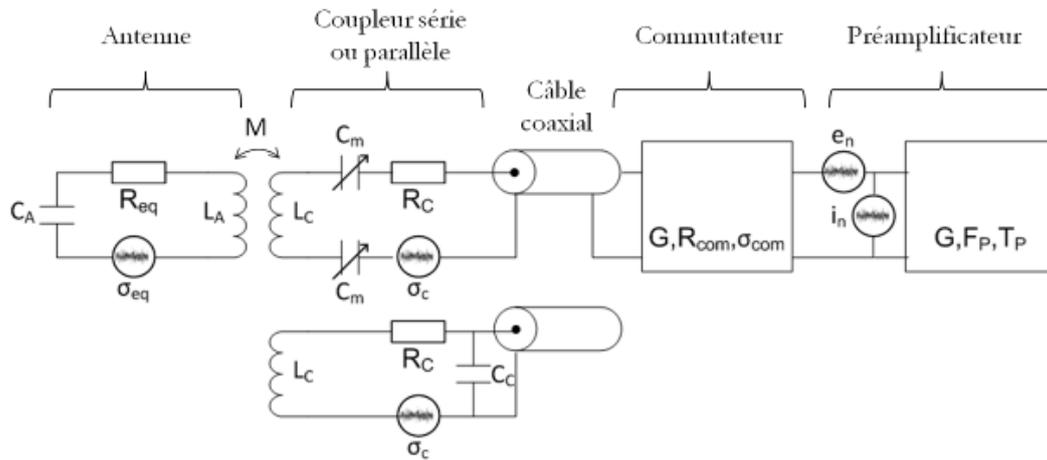


Figure III-25 - Modélisation électrique du couplage inductif au préamplificateur. Deux configurations sont possibles. Haut : coupleur série. Bas : coupleur parallèle.

On représente l'antenne, chargée par l'échantillon, et le coupleur par deux circuits RLC. Un couplage inductif a lieu entre les deux circuits. Une tension de bruit (σ_{eq}) et sa résistance équivalente de bruit associée (R_{eq}) représentent le bruit thermique de l'ensemble antenne-échantillon au niveau de l'antenne. De la même manière, une tension de bruit σ_c et sa résistance équivalente de bruit R_c représentent le bruit du coupleur. Le commutateur est représenté par un quadripôle passif caractérisé par son gain G , sa tension de bruit σ_c et sa résistance équivalente de bruit R_c . Le préamplificateur est représenté comme un quadripôle actif avec le modèle e_n-i_n .

Pour cette étude, le coupleur utilisé est une boucle de 6 mm de diamètre accordée en parallèle avec un condensateur de 33 pF. Le coupleur a un facteur de qualité de 80 et une résistance propre de 0,1 Ω .

III.E.1.4. Dispositif expérimental

Le résonateur, l'échantillon, le dispositif et les lames d'accord et de pré-accord ainsi que le coupleur sont assemblés sur un support contenu dans un berceau de forme cylindre permettant ainsi de positionner l'échantillon à observer au centre de l'aimant. L'étape d'insertion au sein de l'aimant étant susceptible de faire bouger les différents éléments et ainsi de dérégler l'accord de la fréquence de résonance, il est nécessaire de procéder à un collage de ces différents éléments sur le support. Les différentes étapes de l'assemblage sont les suivantes : sur une plaque de plexiglas, la lame de pré-accord est collée puis le résonateur est collé, par les extrémités de son substrat, sur celle-ci. Les actionneurs sont ensuite collés sur la face avant de la plaque, après réglage fin de leur espacement et de leur alignement à l'aide d'une binoculaire. L'objectif de ce réglage est que la lame d'accord, collée sur la membrane, soit en contact avec les pistes du résonateur lorsque la membrane est insérée entre les actionneurs, permettant ainsi de maximiser le décalage en fréquence accessible. Sur la face arrière de la plaque, l'échantillon est positionné face au résonateur, puis maintenu en contact avec la plaque par du ruban adhésif. Une fois ces différents éléments en place sur la plaque, celle-ci est collée sur le support contenu à l'intérieur du berceau cylindrique. Le coupleur est fixé sur le berceau et le réglage de l'adaptation se fait en modifiant l'orientation de la boucle de couplage par rapport à l'axe du résonateur. La Figure III-26 présente une photographie de

l'ensemble constitué du berceau, du dispositif d'accord sur son support, du coupleur, de l'analyseur de réseau et de la source d'alimentation.

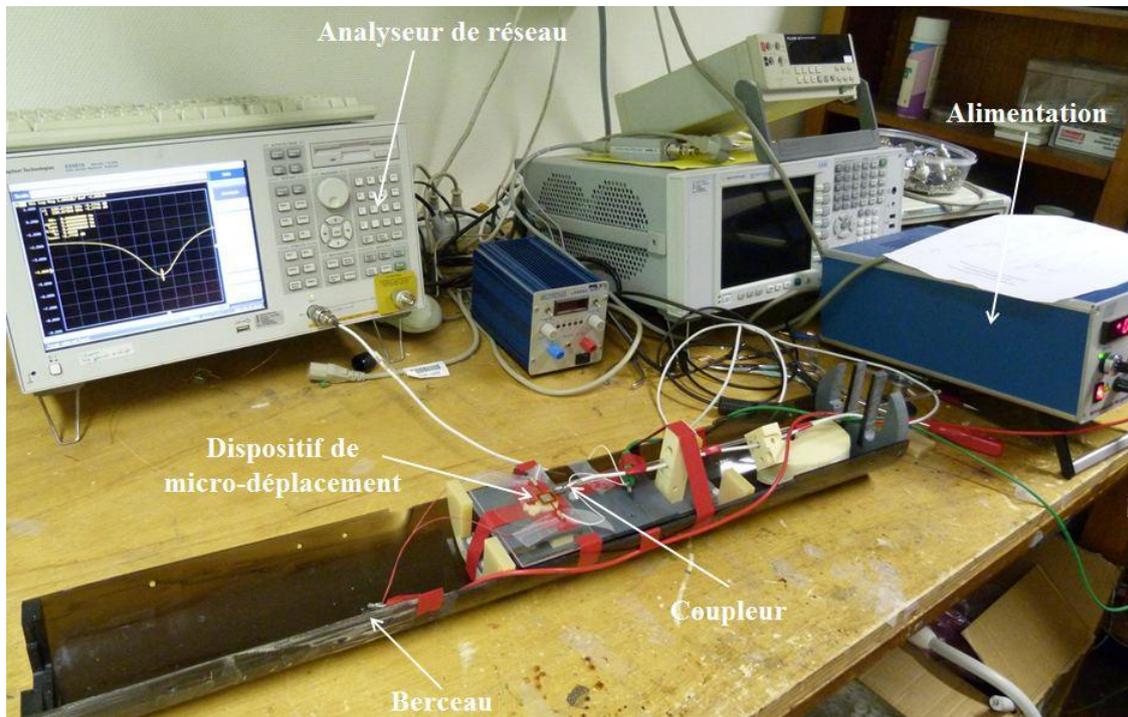


Figure III-26 – Dispositif expérimental utilisé pour la réalisation d'images sur fantôme à 4,7 T.

III.E.1.5. Accord de la fréquence de résonance

Lors de cette expérience, la fréquence de résonance n'est pas mesurée par la méthode simple boucle comme cela a été le cas lors de nos précédentes études. En effet, la présence du dispositif en face avant du résonateur et de l'échantillon en face arrière ne permettent pas l'utilisation d'une sonde de caractérisation. De plus, les dimensions du tunnel ne permettent pas d'insérer la sonde de caractérisation. Cette fois ci, la mesure est réalisée par la boucle de couplage servant à réaliser l'adaptation de l'antenne au préamplificateur et consiste en une mesure directe du coefficient de réflexion sans compensation.

Une première mesure de la fréquence de résonance à tension d'actionnement nulle est réalisée. La fréquence de résonance est ensuite réglée finement à la fréquence de Larmor souhaitée à l'aide de la tension d'actionnement. La Figure III-27 présente la variation du coefficient de réflexion, mesurée par l'analyseur de réseau, avant l'accord à la fréquence de Larmor souhaitée (courbe bleue), c'est-à-dire pour une tension de polarisation des actionneurs nulle, et après l'accord pour une tension d'actionnement de 83 V (courbe rouge). Le minimum de la courbe indique la fréquence de résonance mesurée.

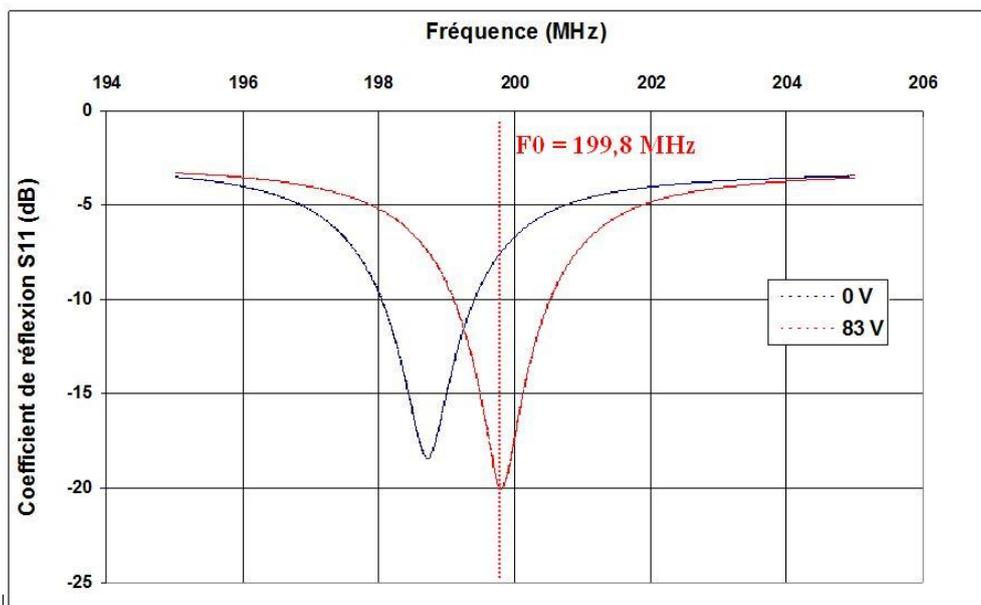


Figure III-27 – Mesure du coefficient de réflexion, réalisée à l’aide du coupleur, en fonction de la fréquence. Le minimum de la courbe indique la fréquence de résonance du résonateur étudié. Ligne bleue : pour une tension nulle, le résonateur n’est pas accordé. Ligne rouge : pour une tension de 83 V, le résonateur est accordé à 199,8 MHz.

A tension nulle, la fréquence de résonance mesurée est égale à la fréquence de résonance du résonateur utilisé lorsque la lame d’accord (mobile) et la lame de pré-accord (fixe) sont en contact avec celui-ci., c’est-à-dire 198,8 MHz. Le facteur de qualité mesurée est d’environ 80. Pour une tension de polarisation de 83 V, la fréquence de résonance est égale à la fréquence de Larmor souhaitée soit 199,8 MHz. Un décalage en fréquence de 1 Mhz a ainsi été obtenu. Une fois le résonateur accordé, le berceau contenant le dispositif et l’échantillon est inséré au sein de l’aimant pour procéder à l’acquisition. La position de berceau est réglée de telle manière que l’échantillon se trouve exactement au centre de l’aimant. Afin de déporter au maximum l’alimentation électrique de l’aimant, une longueur de câble électrique de 2 m est utilisée. Afin de limiter le SAR, des câbles électriques torsadés ont été utilisés, permettant ainsi de limiter les surfaces d’induction.

Aucune variation de la fréquence de résonance n’a été mesurée après l’insertion du dispositif au sein de l’aimant, ce qui confirme son immunité au champ magnétique.

III.E.2. Première image de démonstration

Une séquence d’écho de gradient 3D a été utilisée. Les paramètres de cette séquence sont reportés dans le Tableau III-5.

T_E (ms)	T_R (ms)	FOV_x (mm)	FOV_y (mm)	α (°)	T_{acq} (s)
5	20	15	30	90	90

Tableau III-5 – Paramètres de la séquence d'écho de gradient 3D utilisée pour l'acquisition de l'image sur fantôme à 4,7 T.

Afin de réaliser une mesure du RSB de cette image, des régions d'intérêts (ROI) ont été définies. Le principe de la mesure du RSB, réalisée par le logiciel Matlab est la suivante : une mesure de la valeur moyenne du signal dans la ROI où celui-ci est le plus intense (en blanc sur l'image) est réalisée. On calcule ensuite le rapport entre cette grandeur et la déviation standard du bruit dans la ROI où celui-ci est considéré. La Figure III-28 présente l'image de démonstration réalisée dans ces conditions. L'angle de basculement a été optimisé en entrée de fantôme. Le carré rouge représente la ROI du signal qui a été considérée. La ROI du bruit est indiquée par le carré bleu.

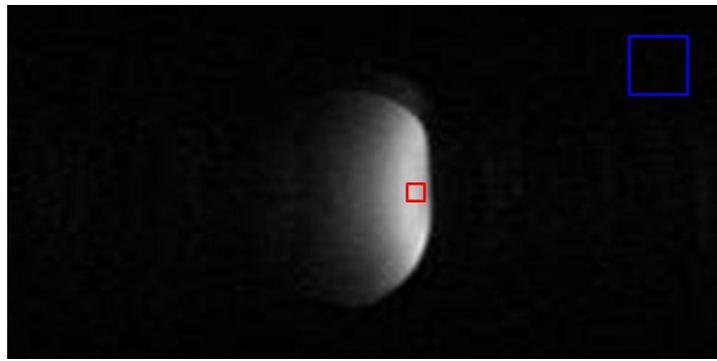


Figure III-28 – Image de fantôme obtenue à 4,7 T avec un résonateur accordé à l'aide du dispositif de micro-déplacement. Carré rouge : ROI du signal. Carré bleu : ROI du bruit.

La gélule apparaît bien définie. Un RSB d'environ 50 est mesuré. L'information importante apportée par cette image est que l'ensemble du dispositif, que ce soit les actionneurs piézoélectriques ou la membrane souple, n'induit pas d'artefacts sur l'image. Ainsi, nous avons vérifié que le dispositif réalisé ne perturbe pas les conditions de l'expérience d'IRM.

Après l'expérience d'une durée d'environ 30 minutes, le berceau contenant le dispositif a été retiré du centre de l'aimant. Une mesure de vérification de la fréquence de résonance a été effectuée. Un décalage de 0,1 MHz par rapport à la fréquence de Larmor a été mesuré. Ce faible décalage en fréquence au cours de la durée de l'expérience nous indique que les conditions de l'environnement d'IRM ne modifient pas le fonctionnement du dispositif.

III.F. Conclusion

Les facteurs d'amplification de l'allongement des actionneurs piézoélectriques par la structure flexenseur ont permis l'obtention de larges décalages en fréquence, compris entre 1,15 et 1,7 MHz, permettant ainsi de réaliser l'accord d'un résonateur prévu pour l'imagerie du proton de l'eau à 4,7 T par couplage diélectrique. Une approximation géométrique, d'une précision moyenne d'environ 2 % par rapport aux données mesurées, permettant de déterminer le

déplacement de la membrane en fonction de la longueur de celle-ci et de l'espacement entre les actionneurs a été utilisée. Ce modèle nous a ainsi permis de disposer d'un outil fiable et facile à utiliser pour l'optimisation du design du dispositif. L'image de démonstration sur fantôme présentée au cours de ce Chapitre valide le principe et le fonctionnement dans des conditions d'expérience IRM du dispositif de micro-déplacement réalisé.

Les résultats obtenus en imagerie ont également permis de mettre en évidence la bonne tenue dans le temps de l'accord réalisé. La variation de la fréquence de résonance mesurée au cours de l'expérience est due à une faible variation de la hauteur de diélectrique. D'après les résultats présentés au cours de ce chapitre, une telle variation de la fréquence correspond, pour cette membrane et à cette tension d'actionnement, à une variation d'environ 1 μm de la hauteur de la lame diélectrique, ce qui correspond à une variation d'environ 300nm de l'allongement des actionneurs piézoélectriques. Cette variation de l'allongement peut s'expliquer à la fois par la dérive inhérente au fonctionnement des actionneurs piézoélectriques (cf. paragraphe III.B.2.4) mais également à l'augmentation de la température au sein de l'aimant, due à l'échauffement des bobines de gradient, susceptible de faire varier très légèrement l'allongement des actionneurs. De plus, en raison de la longueur des câbles électriques servant à déporter l'alimentation (environ 2 mètres, au cours de notre expérience), il est possible que les forts gradients appliqués induisent des courants parasites venant modifier la différence de potentiel appliquée aux bornes des actionneurs et ainsi modifier leur allongement et donc la fréquence de résonance. Cet effet devra être évalué expérimentalement.

L'ensemble des résultats présentés au cours de ce chapitre permet d'envisager la mise en œuvre de ce dispositif pour l'imagerie in-vivo du petit animal à 4,7 T.

Bibliographie du Chapitre III

- [99] **H. Fujita,**
Microactuators and micromachines.
Proc. IEEE, 1998, **86**, p. 1721–32
- [100] **T. Mineta et al.,**
An active guide wire with shape memory alloy bending actuator fabricated by room temperature process
Sensors Actuators A, 2002, **97–98**, p. 632–637.
- [101] **R. Sattler et al.,**
Modeling of an electrostatic torsional actuator demonstrated with an RF MEMS.
Sensors Actuators A, 2002, **97–98**, p. 337–346.
- [102] **Q. Gong et al.,**
Design, optimization, and simulation on microelectromagnetic pump.
Sensors Actuators A, 2000, **83**, p. 200–207.
- [103] **A. M. Flynn, S. R. Sanders,**
Fundamental limits on energy transfer and circuit considerations for piezoelectric transformers.
IEEE Trans. Power Electron., 2002, **17**, p. 8–14.
- [104] **Philips,**
Piezoelectric ceramics properties and applications,
Mullard House, London, 1991.
- [105] **P.-A. Paratte et P. Robert,**
Systemes de mesures,
Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [106] **Physik Instrumente,**
Products for micropositioning.
Product line catalog, 1993.
- [107] **Physik Instrumente,**
Nanopositioning, 1988.
- [108] **C. Niezrecki, D. Brei, S. Balakrishnan, A. Moskalik,**
Piezoelectricactuation: state of the art.
Shock Vib. Digest **33** (4) (2001) 269–280.

- [109] **J.H. Kim, S.H. Kim, Y.K. Kwak,**
Development of a piezoelectric actuator using a three-dimensional bridge-type hinge mechanism.
Rev. Sci. Instrum. **74**, 2003, 2918–2924.
- [110] **E. Furukawa, M. Mizuno, T. Doi,**
Development of a flexure-hinged translation mechanism driven by two piezoelectric stacks.
JSME Int. J. C **38**, 1995, 743–748.
- [111] **T. King, W. Xu,**
The design and characteristics of piezomotors using flexure-hinged displacement amplifiers.
Rob. Autonomous Syst. **19**, 1996, 189–197.
- [112] **Z. Wang, W. Zhu, X. Yao,**
d31 Type inplane bending multilayer piezoelectric microactuators—a design concept and its applications.
Sensors Actuators A, 2002, **101**, p. 262–268.
- [113] **R. E. Newnham, A. Dogan, Q. C. Xu, S. Yoshikawa,**
Flextensional ‘Moonie’ actuators.
Proc. IEEE Ultrason. Symp., 1993, **1**, p. 509–513.
- [114] **K. Onitsuka et al.,**
Metal-ceramic composite transducer, the Moonie.
J. Intell. Mater. Syst. Struct., 1995, **6**, p. 447–455.
- [115] **J. D. Zhang, A-C. Hladky-Hennion, W. J. Hughes, R. E. Newnham,**
Modeling and underwater characterization of cymbal transducers and arrays.
IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control., 2001, **48**, p. 560–568.
- [116] **A. Dogan et al,**
The cymbal electromechanical actuator.
IEEE Int. Symp. Appl. Ferroelectr., 1996, **1**, p. 213–216.
- [117] **A. Dogan, K. Uchino, R. E. Newnham,**
Composite piezoelectric transducer with truncated conical endcaps ‘Cymbal’.
IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr. Freq. Control, 1997, p. 44 597–44 605.
- [118] **J. Cheong, A. Goyal, S. A. Tadigadapa, C. D. Rahn,**
Fabrication and performance of a flextensional microactuator.
J. Micromech. Microeng., 2005, **15**, p. 1947–1955.
- [119] **S. H. Crandall, N. C. Dahl, T. J. Lardner,**
An Introduction to the Mechanics of Solids.
2nd edn (Engineering Mechanics Series) (New York: McGraw-Hill International Editions) 1978.
- [120] **A. M. Wilson et al.,**
Polyimides: Synthesis, characterizations and applications,
K. L. Mittel (Plenum, New York, 1982), **2**, p. 715.

- [121] **F. D. Egitto,**
Plasma etching and modification of organic polymers.
Pure and Appl. Chem., 1990, **62** (9), p. 1699-1708.
- [122] **T. N. T. Nguyen, N.-E. lee,**
Deep Reactive Ion Etching for microfluidic applications.
Journal of the Korean Physical Society, 2007, **51**(3), p. 984-988.
- [123] **J. S. Han et al.,**
Three-dimensional interconnect technology on a flexible polyimide film.
J. Micromech. Microeng., 2004, **14**, p. 38-48.
- [124] **TecMag,**
Hardware reference manual.

Conclusion générale

Ce travail de thèse a permis la conception et la mise en œuvre dans des conditions d'IRM d'un dispositif prototype permettant l'ajustement fin de la fréquence de résonance d'une antenne miniature à haute sensibilité pour l'IRM. Ce dispositif met en œuvre deux techniques d'accord, basées sur des couplages diélectrique ou inductif entre un élément d'accord et l'antenne et dédiées à ce type d'antennes, que nous avons développé.

L'utilisation d'une lame de diélectrique (couplage diélectrique) ou d'une boucle conductrice (couplage inductif) placées à proximité d'une antenne pour en modifier les caractéristiques électriques, et en particulier la fréquence de résonance, est mise en œuvre au sein du laboratoire pour réaliser l'accord de résonateurs en matériaux supraconducteurs. Néanmoins l'absence de modèle permettant la prédiction de la fréquence de résonance en fonction des paramètres physiques et géométriques de l'élément d'accord, la possibilité de n'accéder qu'à un décalage en fréquence discret et la nécessité de réaccorder manuellement l'antenne en présence du patient rendent cette technique délicate à mettre en œuvre et peu reproductible.

L'originalité des techniques que nous avons proposées vient de l'utilisation d'un micro-déplacement contrôlé de l'élément d'accord au voisinage de l'antenne afin de procéder à un ajustement très fin de la fréquence de résonance. Nous avons donc étudié l'influence d'une lame de diélectrique, parallèle à la surface du résonateur, et d'une boucle conductrice, coaxiale au résonateur, se déplaçant le long de l'axe de celui-ci.

Afin d'étudier la faisabilité de ces deux techniques d'accord, une étude paramétrique complète a été réalisée pour chacune d'elle. Ces études ont été menées sur des résonateurs multi-tours à lignes de transmission, qui ont été réalisés par micromoulage de cuivre sur saphir à la CTU MINERVE, et caractérisés au laboratoire. Ces études s'appuient sur des caractérisations expérimentales, à l'aide d'un platine de translation micrométrique, de la fréquence de résonance et du facteur de qualité en fonction de la distance entre la surface du résonateur et l'élément d'accord. Des simulations électromagnétiques ont permis de déterminer les cartes de champs électrique et magnétique à proximité du résonateur en présence de l'élément d'accord. La fréquence de résonance a également été simulée en fonction de la distance. Enfin, des modèles de prédiction rapide de la fréquence de résonance ont été proposés.

Dans le cas d'un accord diélectrique, des décalages en fréquence jusqu'à 6,1 MHz, correspondant à une variation de 9 % de la fréquence de résonance initiale du résonateur étudié, ont été obtenus expérimentalement. Comme attendu, cette technique d'accord préserve le facteur de qualité. Dans le cas d'un accord inductif, un décalage en fréquence maximal de 12,1 MHz (18,2 % de variation) a été mesuré en utilisant une boucle d'accord de diamètre équivalent à celui du résonateur. Néanmoins, une très forte dégradation du facteur de qualité, lorsque la distance entre la boucle et le résonateur est faible, a été constatée, limitant ainsi la

mise en œuvre de cette technique d'accord. Ainsi, une distance minimale de quelques mm entre la boucle et le résonateur est nécessaire afin de préserver les propriétés électriques du résonateur, réduisant le décalage en fréquence accessible à quelques centaines de kHz. Une précision moyenne d'environ 2 % a été obtenue, pour chacune des deux techniques d'accord, entre les mesures expérimentales de la fréquence de résonance et celles obtenues par simulations numériques. De plus, les cartes de champs électrique et magnétique simulées, en présence de l'élément d'accord, ont permis, pour chacune des deux techniques d'accord, de mettre en évidence l'influence de l'élément d'accord sur l'environnement électromagnétique du résonateur. Une précision moyenne de 2 % a été obtenue entre les fréquences de résonances mesurées et celles prédites par les modèles analytiques que nous avons proposés, nous permettant de disposer d'outils fiables afin d'évaluer les décalages en fréquences accessibles en fonction de la distance entre l'élément d'accord et le résonateur et des propriétés physiques et géométriques de l'élément d'accord.

L'ensemble des résultats obtenus nous a permis de développer un dispositif permettant le micro-déplacement contrôlé d'un élément d'accord au voisinage du résonateur. Un cahier des charges, incluant les conditions pré-requises pour une utilisation dans des conditions d'expérience d'IRM, et les données obtenues lors des études réalisées précédemment, a été défini. Après une évaluation des différentes techniques d'actionnement en fonction du cahier des charges établi et des différents moyens d'amplification du mouvement hors plan, nous avons conçu et réalisé un dispositif de type flextenseur dans lequel une membrane souple en Kapton® amplifie l'allongement de stacks piézoélectriques permettant de déplacer l'élément d'accord, collé à la membrane de la surface de l'antenne. La distance entre l'élément d'accord et le résonateur, et donc la fréquence de résonance du résonateur, est réglée par la tension d'actionnement des actionneurs piézoélectriques.

Un accord diélectrique a été mis en œuvre sur un résonateur destiné à l'imagerie du proton de l'eau à 4,7 T. Différentes caractérisations sur table permettant de valider le fonctionnement de notre dispositif ont été réalisées. Ainsi, les gammes de déplacement accessibles de la membrane et les décalages en fréquence qui en résultent ont été mesurés. Les résultats obtenus ont permis la mise en œuvre du dispositif et du résonateur dans un imageur à 4,7 T. Après accord de la fréquence de résonance à la fréquence de Larmor des protons observés (199,8 MHz), une image de démonstration sur fantôme a été réalisée, validant ainsi le fonctionnement du dispositif de micro-déplacement. A court terme, un accord inductif sera réalisé à l'aide du dispositif. L'objectif de cette étude est la mise en œuvre simultanée des deux techniques d'accord.

Les résultats obtenus au cours de cette thèse permettent d'entrevoir un large spectre d'application dans lequel mettre en œuvre le dispositif. A très court terme, celui-ci sera utilisé pour de l'imagerie in-vivo du petit animal. Mais la possibilité d'utiliser le dispositif avec d'autres géométries de résonateur, de travailler à des champs de différentes intensité ou d'observer d'autres noyaux est envisageable.

Si ce travail a permis la mise en œuvre d'un premier prototype de dispositif d'accord, il est évident que plusieurs points nécessitent d'être approfondis afin d'optimiser le fonctionnement de celui-ci.

Le premier point concerne le modèle de calcul de la fréquence de résonance utilisé pour dimensionner les résonateurs réalisés au cours de ce travail. En effet, un décalage d'environ 6 % a été obtenu entre la fréquence calculée et celle mesurée. Cet écart de plusieurs MHz,

nécessite l'utilisation d'une lame diélectrique fixe, placée contre le résonateur, permettant un premier décalage en fréquence discret et ainsi de rapprocher la fréquence de résonance de la fréquence de Larmor souhaitée. Le résonateur est ensuite accordé finement à l'aide du dispositif. A terme, le développement d'un modèle plus précis permettra de réaliser des résonateurs dont l'écart entre la fréquence de résonance mesurée et celle souhaitée sera suffisamment faible pour être corrigé uniquement à l'aide du dispositif. Ceci permettra notamment de réduire l'encombrement de notre dispositif d'accord.

Le réglage de l'espacement entre les actionneurs piézoélectriques, et donc la contrainte initiale appliquée à la membrane, est un des points critiques de la mise en œuvre du dispositif. En effet, le décalage en fréquence obtenu peut être fortement affecté par un mauvais réglage. La possibilité de placer les actionneurs dans un système de rails, permettant de régler leur espacement à l'aide d'une vis micrométrique, semble être une solution permettant de résoudre ce problème.

Enfin, l'influence des gradients de champ magnétique sur les actionneurs piézoélectriques, et la polarisation induite qui en résulte, se traduisant par une modification de l'allongement des actionneurs, devra être évaluée expérimentalement.

A plus long terme, le principal enjeu de l'utilisation de ce dispositif est sa mise en œuvre afin de réaliser l'accord d'une antenne supraconductrice à très haute sensibilité. Les principales difficultés proviennent de la tenue en froid du dispositif et de l'espace réduit disponible au sein du cryostat. Concernant la tenue en froid, des actionneurs de type stacks comportant des revêtements leur permettant de fonctionner à des températures cryogéniques sont disponibles. La tenue et le comportement mécanique de la membrane souple à ces températures devront par contre être évalués. Afin de réduire l'encombrement du dispositif, l'utilisation d'actionneurs piézoélectriques de type « moteur » ou « stick and slip » pourra être envisagée.

Enfin, un asservissement de l'analyseur de réseau et de la source d'alimentation permettra à terme de disposer d'une mesure en temps réel de la fréquence de résonance et ainsi de pouvoir réajuster celle-ci, afin de corriger la dérive pouvant apparaître au cours de l'expérience d'IRM.

Annexe - A : Technique de mesure simple boucle.

Afin d'évaluer les performances électriques des résonateurs, nous mesurons leur fréquence de résonance f_0 , leur sensibilité de détection S_{rf} et leur facteur de qualité Q . La mesure de ces paramètres est réalisée sur table par une méthode de caractérisation originale, développée à l'IR4M, appelée technique de mesure avec une sonde simple boucle.

Le principe de la mesure réalisée est le suivant : par couplage inductif, au travers de l'inductance mutuelle, la sonde simple boucle va exciter l'antenne puis capter le champ magnétique résultant. Afin d'améliorer la sensibilité de la mesure en éliminant la contribution de la sonde, celle-ci s'effectue en deux étapes : on effectue tout d'abord une mesure du coefficient de réflexion, qui est le rapport de la tension réfléchie sur la tension incidente) sans l'antenne. Cette première mesure est ensuite soustraite à une seconde mesure du coefficient de réflexion réalisée cette fois en présence de l'antenne. En analysant la courbe du coefficient de réflexion compensé ainsi obtenue, en fonction de la fréquence, on peut extraire la fréquence de résonance et le facteur de qualité du résonateur étudié.

L'ensemble du banc de mesure est constitué d'un analyseur de réseau, de la sonde simple boucle et de l'antenne RF à caractériser et est représenté sur la Figure Annexe A-1.

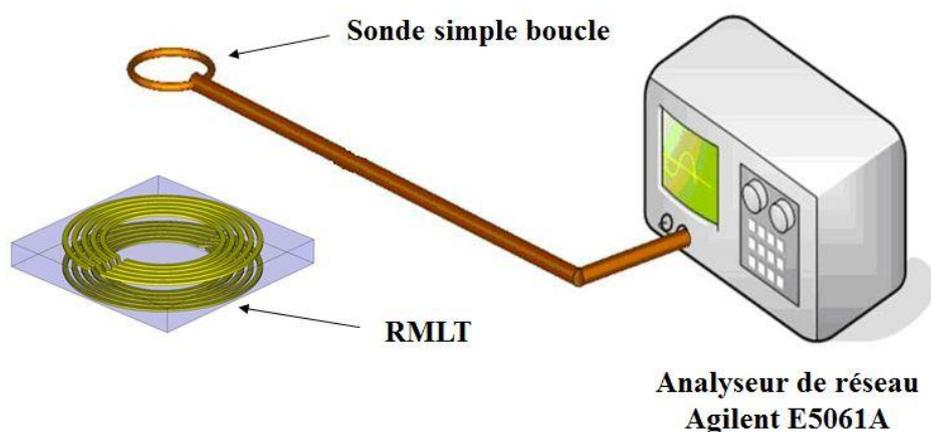


Figure Annexe A-1 - Dispositif expérimental de caractérisation Radio Fréquence d'une antenne avec une sonde simple boucle.

Nous détaillons dans ce qui suit le principe de cette mesure. Soient L_c , C_c et R_c , respectivement l'inductance, la capacité et la résistance de l'antenne RF. η est un paramètre relatif à la qualité de l'adaptation. L'antenne est adaptée au travers d'un circuit L,C . η varie entre 1 et l'infini, et une adaptation parfaite est obtenue pour $\eta = 2$. M est l'inductance mutuelle entre l'antenne et la sonde. L , C et R sont respectivement l'inductance, la capacité et

la résistance de la sonde simple boucle. R_g représente la résistance d'entrée de l'analyseur de réseau.

Le coefficient de réflexion dans le plan de référence d'entrée est défini par :

$$\rho = (Z_{eq} - Z_g) / (Z_{eq} + Z_g) \quad (\text{A-I})$$

Où Z_{eq} est l'impédance équivalente du circuit vue du plan d'entrée et Z_g est l'impédance d'entrée de l'analyseur de réseaux, purement réelle et égale à R_g la résistance d'entrée.

Lorsque la mesure est effectuée sans antenne, Z_{eq} est égale à Z , l'impédance de la sonde, et le coefficient de réflexion devient :

$$\rho_0 = (Z - Z_g) / (Z + Z_g) \quad (\text{A-II})$$

Une fois l'antenne à caractériser en place, l'impédance équivalente du circuit se met sous la forme :

$$Z_{eq} = Z + (M^2 \omega^2 / Z_c) \quad (\text{A-III})$$

Où Z_c est l'impédance de l'antenne RF, ω sa pulsation de résonance et M l'inductance mutuelle entre l'antenne et la sonde. Dans le cas général, l'impédance de l'antenne RF, Z_c , s'exprime :

$$Z_c = \eta R_c + j \left(L_c \omega - \frac{1}{C_c \omega} \right) \quad (\text{A-IV})$$

Par substitution de l'équation A-III dans l'équation A-I, le coefficient de réflexion devient :

$$\rho_c = \frac{[(Z - Z_g) Z_c] + M^2 \omega^2}{[(Z + Z_g) Z_c] + M^2 \omega^2} \quad (\text{A-V})$$

La soustraction de l'équation A-II à l'équation A-V permet d'extraire le coefficient de réflexion compensé, dû à la seule contribution de l'antenne RF :

$$\rho_{comp} = \frac{2.Z_g.M^2 \omega^2}{(Z + Z_g) \left[[(Z + Z_g) Z_c] + M^2 \omega^2 \right]} \quad (\text{A-VI})$$

En inversant l'équation précédente on obtient :

$$\frac{M^2 \omega^2}{Z_c} = \frac{(Z + Z_g)^2 \cdot \rho_{comp}}{2.Z_g - (Z + Z_g) \rho_{comp}} \quad (\text{A-VII})$$

Notons B_i le champ magnétique produit par un courant i circulant dans l'antenne RF. Comme la sonde est petite devant l'antenne à caractériser, nous pouvons faire l'hypothèse que le

champ B_1 est homogène sur toute sa surface S . On peut ainsi déterminer la tension induite dans la sonde par l'antenne, à partir de la loi de Lentz :

$$e = -jS\omega B_1 \quad (\text{A-VIII})$$

Cette tension induite étant égale à $-jM\omega$, on obtient ainsi :

$$M\omega = \frac{B_1}{I} \omega S \quad (\text{A-IX})$$

A la pulsation de résonance de l'antenne RF ω_0 , Z_c est purement dissipative et égale à la résistance de l'antenne ηR_c . La puissance dissipée dans l'antenne s'écrit :

$$P = (1/2)\eta R_c |I|^2 \quad (\text{A-X})$$

La combinaison des équations A-VII, A-IX et A-X conduit à l'expression du champ magnétique créé par unité de puissance :

$$\frac{B_1}{\sqrt{P}} = \frac{(R + R_g)}{S \cdot \omega_0} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{comp}}{2 \cdot R_g - (R + R_g) \cdot \rho_{comp}}} \quad (\text{A-XI})$$

A partir de cette formule, la sensibilité de l'antenne RF peut être facilement évaluée de la mesure du coefficient de réflexion compensé. De plus, en utilisant l'équation A-VII, il est possible d'extraire $Z_c(\omega)$. Comme ρ_{comp} varie plus rapidement que M^2 , la fréquence de résonance f_0 et le facteur de qualité Q, peuvent être obtenus à partir de l'analyse de la forme de $Z_c(\omega)$.

Une autre approche de l'équation A-XI permet d'obtenir le champ magnétique par unité de courant :

$$\frac{B_1}{I} = \frac{(R + R_g)}{S \cdot \omega_0} \cdot \sqrt{\frac{\eta R_c \cdot \rho_{comp}}{2 \cdot R_g - (R + R_g) \cdot \rho_{comp}}} \quad (\text{A-XII})$$

La résistance propre pondérée par le coefficient d'adaptation, ηR_c , est déduite de la valeur du facteur de qualité.

Les résultats obtenus par cette méthode ont été comparés aux valeurs théoriques du coefficient d'induction. Pour les RMLT, les valeurs théoriques sont obtenues en additionnant le champ créé par un courant unitaire parcourant chacune des spires. L'écart maximum entre la théorie et la méthode simple boucle est inférieur à 2%. L'écart moyen entre la théorie et les mesures est de 0,8%.

-

Annexe - B : Principe de fonctionnement du résonateur à ligne de transmission.

Nous détaillons dans ce qui suit le calcul des différents courants parcourant les pistes du résonateur. Le calcul du courant dit de mode commun permet d'accéder à la condition de résonance du RMLT.

Le résonateur peut être représenté comme la mise en cascade d'éléments de base, dits sections, et bouclé sur lui-même. Une représentation schématique de ce principe est donnée sur la Figure Annexe B-I.

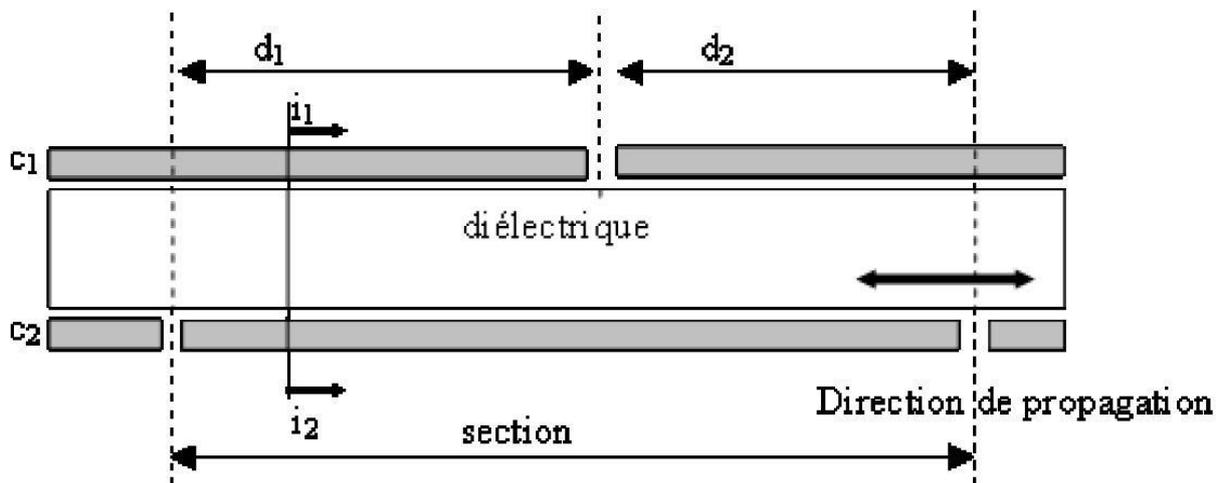


Figure Annexe B-1 - Eléments de base du résonateur à ligne de transmission.

Afin de simplifier le calcul, on considère des sections identiques, et $d_1 = d_2$. On note c_1 et c_2 les deux conducteurs et i_1 et i_2 les courants parcourant respectivement c_1 et c_2 en un point de la ligne. On définit une demi-section comme la distance entre un gap d'un des deux conducteurs et le gap suivant de l'autre conducteur. Le calcul repose sur le fait qu' i_1 et i_2 peuvent être considérés comme la superposition de deux courants, un courant de mode différentiel i_d et un courant de mode commun i_c . On a :

$$i_d = \frac{i_1 - i_2}{2} \quad \text{et} \quad i_c = \frac{i_1 + i_2}{2} \quad \text{(B-I)}$$

Le courant différentiel i_d est responsable de la création d'un champ magnétique négligeable à l'extérieur de la ligne (champ confiné dans la ligne et champ de fuite négligeable). Dans le cas d'une ligne parfaite, de type coaxial, il n'y a aucune interaction entre i_d et l'extérieur. i_d ne dépend que des paramètres internes à la ligne, son impédance caractéristique Z_0 et la vitesse

de propagation dans la ligne via la constante de propagation β . C'est le courant dans la ligne de transmission, il obéit aux lois de propagation dans une ligne par le biais de sa position.

Le courant de mode commun i_c crée, lui, un champ magnétique à l'extérieur du circuit. Il est responsable de l'interaction entre l'extérieur et la ligne. Aux fréquences auxquelles nous travaillons (longueur d'onde grande devant la taille du circuit) on considérera qu'il obéit aux lois des constantes localisées plutôt qu'aux lois de rayonnement des antennes. D'autre part, en négligeant l'effet capacitif entre tours (la capacité parasite est négligée), c'est-à-dire en faisant l'hypothèse Basse Fréquence pour le courant i_c , on peut considérer celui-ci comme identique en tout point du circuit.

i_d et i_c sont reliés au niveau de la rupture des conducteurs par des conditions aux limites. C'est de cette façon que la ligne est couplée avec l'extérieur. On définit et étudie les valeurs de i_l , i_2 , i_c et i_d tels qu'ils sont présentés sur la Figure Annexe B-II.

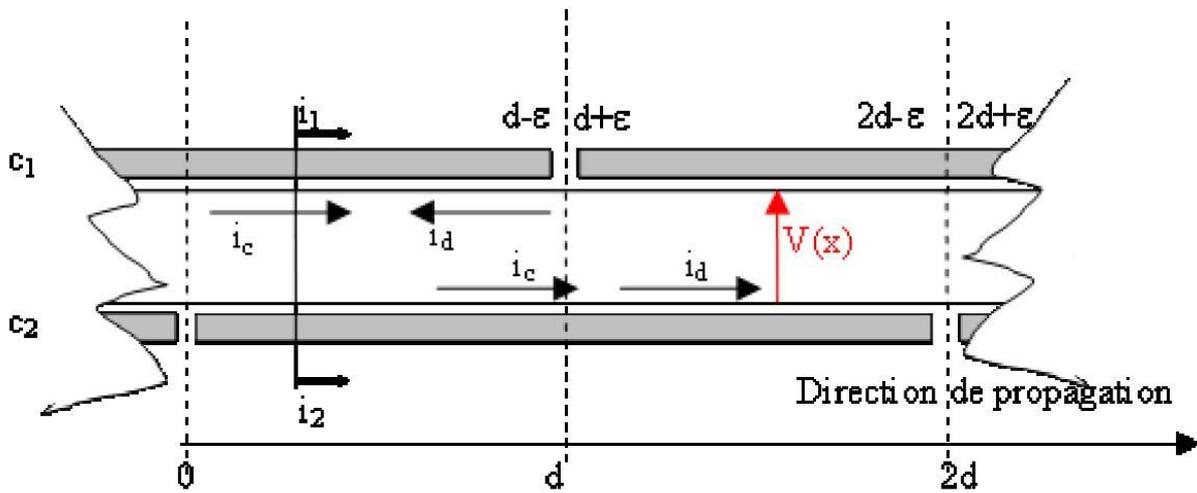


Figure Annexe B-2 - Eléments de base du résonateur à ligne de transmission sur lequel sont étudiées les conditions aux limites.

Les conditions aux limites considérées sont les suivantes. Une demi-section est définie de 0 à d . On a :

- en $x = 0$: $i_2 = 0$ donc $i_d = i_c$
- en $x = d - \epsilon$ de même qu'en $x = d + \epsilon$: $i_1 = 0$ donc $i_d = -i_c$

Le calcul du courant différentiel est le suivant. On note $v(x)$ la tension dans la ligne à l'abscisse x et $i_d(x)$ le courant dans la ligne à l'abscisse x . Les équations des lignes sont les suivantes :

$$V(x) = V(0)\cos(\beta x) - jZ_0 i_d(0)\sin(\beta x) \quad \text{(B-II a)}$$

Et

$$Z_0 i_d(x) = Z_0 i_d(0)\cos(\beta x) - jV(0)\sin(\beta x) \quad \text{(B-II b)}$$

On pose $V(0) = U$. En $x = d$, d'après l'équation B-II (b) on obtient :

$$Z_0 i_d(d) = Z_0 i_d(0) \cos(\beta d) - jU \sin(\beta d) \quad \text{(B-III)}$$

En combinant cette équation avec la condition aux limites en $x = 0$ on trouve :

$$U = -jZ_0 i_{cc} \frac{1 + \cos(\beta d)}{\sin(\beta d)} = -jZ_0 i_c \cot g\left(\frac{\beta d}{2}\right) \quad \text{(B-IV)}$$

En $x = d$, l'équation (B-II a) donne $V(d) = U$.

On s'intéresse désormais au calcul du courant de mode commun. Du point de vue de l'extérieur de la ligne, en mode commun, le schéma électrique équivalent du résonateur est représenté sur la Figure Annexe B-III:

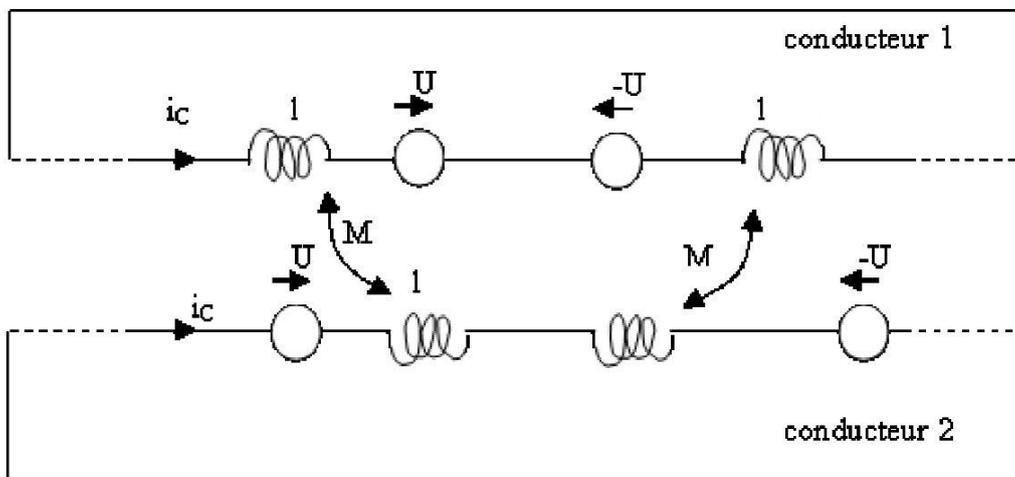


Figure Annexe B-3 - Schéma électrique équivalent du résonateur en mode commun.

En considérant les deux conducteurs en série, on obtient le schéma équivalent représenté sur la Figure Annexe B-IV.

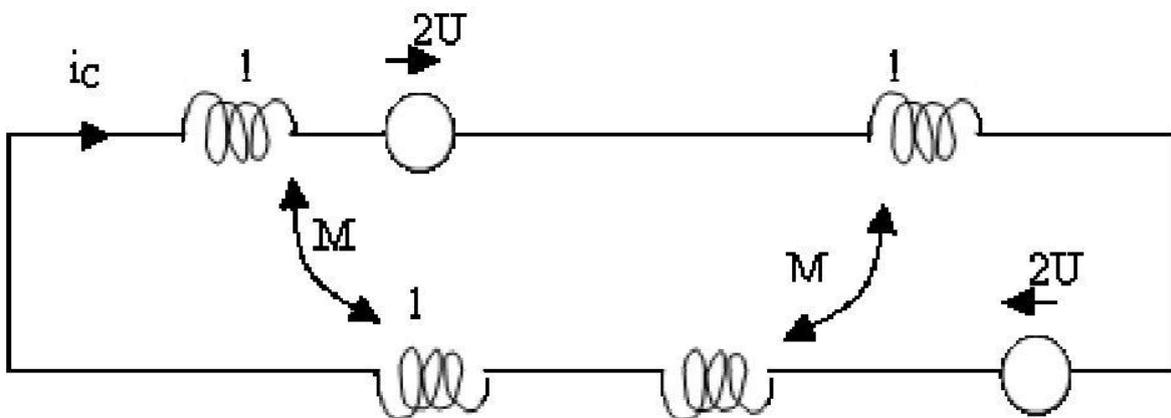


Figure Annexe B-4 - Mode commun : circuit équivalent en série.

Avec $L_{tot} = 4l + 2M$, on a :

$$jL_{tot}\omega i_c + 4U = 0 \quad (\mathbf{B-V})$$

En remplaçant la valeur de U , obtenue dans l'équation B-IV, dans l'équation B-V on obtient:

$$j i_c \left(L_{tot} \omega - 4Z_0 \cot g \left(\frac{\beta d}{2} \right) \right) = 0 \quad (\mathbf{B-VI})$$

Pour qu'il y ait résonance du circuit, l'un des deux termes doit être nul. Si $i_c = 0$, il n'y a plus de champ B_l , on doit donc obligatoirement avoir:

$$\frac{L_{tot} \omega}{4Z_0 \cot g \left(\frac{\beta d}{2} \right)} = 1 \quad (\mathbf{B-VII})$$

Annexe - C : Equipements utilisés

- Dépôt par pulvérisation cathodique

Bati de dépôt Denton

3 cibles magnétron (2 cathodes 75 mm en position confocale, 1 cathode 100 mm pour dépôt en position parallèle ou confocale)

Tailles des substrats jusqu'à 6 pouces

rotation pendant le dépôt

gaz de procédé disponibles : Ar, N₂, O₂

pulvérisation DC ou RF

- Enrésinement

Tournette (RC5 Karl Suss)

2 plaques chauffantes avec possibilité d'effectuer des rampes en chauffe jusqu'à 210°C et en refroidissement

- Lithographie double face

Aligneur double face EVG 620 (Alignement de masques)

Taille des substrats : du cm à 150 nm

Taille des masques de 60 à 175 nm

Longueur d'onde d'exposition 365 nm

Modes d'exposition accessibles : proximité, contact doux, contact dur, chambre à vide

- Plasma O₂

Système DIENER (pico)

Gaz disponibles: O₂, Ar

Pour gravure résines

Générateur DC : 200 W

Pression de travail 0,4 mbar à 2 mbar

Taille des échantillons jusqu'à 100 mm

- Dépôt électrolytique

Potentiostat-galvanostat (gamme de courant : 0 - 2 A)

Mode continu, mode pulsé, mode pulsé inverse

Taille des substrats : du cm à 50 mm

Matériaux déposés : Cu, Ni, FeNi

- **Profilomètre interférométrique**

Système ZoomSurf 3D (Fogale nanotech)

Sources blanches et monochromes continues et pulsées, réglages automatisés

Objectif interférométriques (longue distance) interchangeables X 5, X 10, X 20, X 50

Zoom motorisé x 0,35 à x 1,6

Tables de translation motorisées: XY 200 mm x 200 mm, Z 150 mm + Z piezoélectrique

Résolution latérale : 0,6 μm à 4,8 μm

Champ de mesure : 80 μm x 80 μm à 5,4 m x 7,2 mm

Gamme de mesure Z : 0,1 nm - 500 μm

- **Mesure d'épaisseur de couches minces**

Profilomètre Dektak 8

Diamètre des échantillons : jusqu'à 200 mm

Épaisseur des échantillons : jusqu'à 42 mm

Résolution 5 Å

Annexe - D : CST Microwaves Studio, principes de calcul et approximations.

CST-MWS met en œuvre la Technique des Intégrales Finies (FIT), qui consiste à discrétiser les équations de Maxwell intégrales sur une grille [95]. Cette transformation permet d'obtenir les Equations de Grille de Maxwell (MGE). Le principe de cette transformation est le suivant : le domaine de calcul, qui entoure l'objet, est subdivisé en mailles. Chacune de ces mailles est décrite par une double grille. On affecte le champ électrique et l'induction magnétique (respectivement e et b) à la première grille, tandis que le champ magnétique et l'induction électrique, ou densité de flux électrique (respectivement h et d) sont affectés à la grille duale. Les équations de Maxwell sont ainsi exprimées de façon matricielle au niveau de chacune des mailles. La Figure Annexe D-I représente de manière schématique le principe de cette transformation (tirée de [96]).

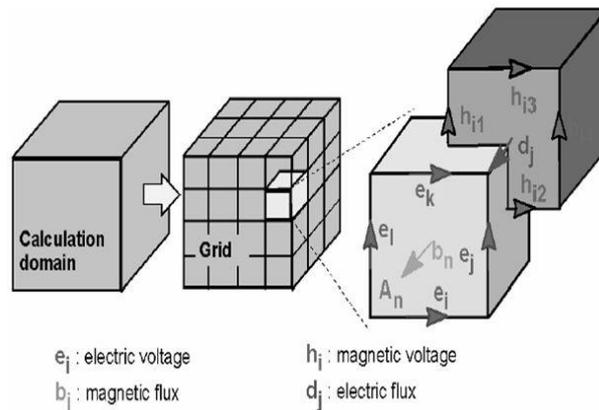


Figure Annexe D-1 – Représentation schématique de la mise sous forme matricielle des équations de Maxwell dans une double grille [96].

Les Equations de Grille de Maxwell résultantes sont données par :

$$\begin{aligned}
 Ce &= -\frac{\partial}{\partial t} b & \tilde{C}h &= \frac{\partial}{\partial t} d + j \\
 \tilde{S}d &= q & \tilde{S}b &= 0
 \end{aligned}$$

Le signe \sim est utilisé pour désigner les matrices exprimées dans la grille duale qui prend comme origine le milieu de la grille principale. Les champs e et b sont obtenus à partir de la première grille. La deuxième grille permet d'obtenir d et h . Le fait que les informations topologiques (gradient, divergence et rotationnel) et métriques (modèle 3D) soient représentées sur deux maillages décalés a d'importantes conséquences théoriques et numériques. Notamment, cela limite le nombre d'erreurs possibles lors du calcul.

Les équations constitutives des matériaux, données ci-dessous, sont elles aussi explicitées sous forme matricielle.

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_s$$

Ces équations sont valables pour un milieu sans aimantation et sans polarisation. La dernière équation est la loi d'ohm avec un terme supplémentaire pour des courants sources J_s qui sont injectés lors de la simulation pour exciter la structure. La définition de ces équations au niveau d'une maille induit des sources d'erreurs car les propriétés des matériaux sont supposées homogènes sur la maille. CST-MWS utilise une approximation supplémentaire pour limiter cette source d'erreur dans la modélisation de géométrie complexe à partir d'une grille cartésienne.

CST met en œuvre l'approximation de frontière parfaite (Perfect Boundary Approximation-PBA) afin de mieux décrire les structures courbes. En effet, le maillage d'une structure courbe à l'aide de parallélépipèdes, comme c'est généralement le cas en différences finies, donne lieu à des erreurs de modélisation, la courbe étant approximée par une série de « marches d'escalier » (« *staircase* »). La diminution au maximum de la taille des mailles permet de limiter ce phénomène, mais cette solution s'accompagne inévitablement d'un accroissement du temps de calcul. La PBA permet de garder la simplicité du maillage cartésien tout en modélisant de manière plus précise les géométries courbes. Ainsi, la PBA permet de prendre en compte les inhomogénéités de matériaux à l'intérieur d'une maille. Les champs sont discrétisés à l'intérieur de la maille en utilisant une approximation à l'ordre 2, pour représenter les courbes de manière plus exacte. Cette approximation reste valable tant que la maille contient au plus deux matériaux différents. Une approximation supplémentaire s'avère très utile dans le cas où les conducteurs sont fins. L'approximation dite « Thin Sheet Technology » (TST) permet ainsi de prendre en compte dans une maille une alternance diélectrique-métal-diélectrique. La Figure Annexe D-2 représente de manière schématique les différentes approximations pouvant être mises en jeu.

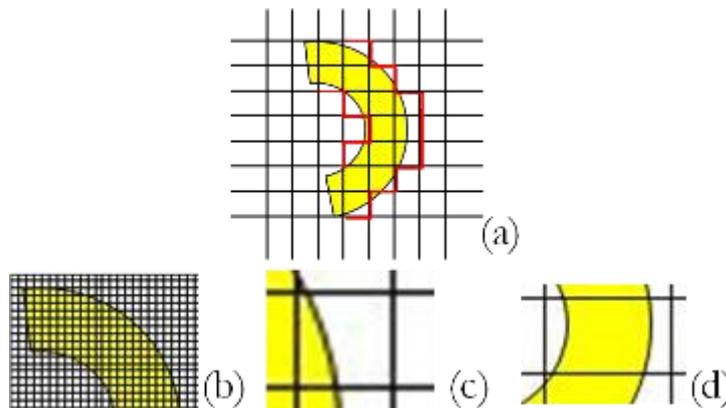


Figure Annexe D-2 - Maillage cartésien d'un conducteur fin de géométrie courbe. (a) Dans une maille seul un matériau peut exister. La courbe du conducteur est représentée en marche d'escalier (ou « staircase » –en rouge). (b) raffinement du maillage pour rapprocher les staircase de la forme de la courbe. (c) une maille en « perfect boundary approximation » (PBA) où deux matériaux sont pris en compte dans une seule maille. (d) une maille en « thin sheet technology » (TST) où une alternance supplémentaire de discontinuité de matériau est possible par rapport au PBA.

Les RMLT étant constitués de pistes conductrices courbes, fines et rapprochées, ces deux approximations s'avèrent très utiles afin d'optimiser le maillage et ainsi d'améliorer significativement la précision des calculs. Il est important de noter que quelles que soient les approximations adoptées, plus la résolution du maillage est fine et plus le résultat de la simulation du dispositif sera précis. Cependant cela se fait au détriment du temps de calcul. Par ailleurs, le gain en temps et en précision de calcul, apporté par le PBA et TST, doit être nuancé par l'augmentation de la complexité des paramètres du modèle.

CST-MWS propose trois alternatives pour résoudre les équations de Maxwell, chacune correspondant à un choix de la source de courant d'excitation et de la prise en compte ou non des variations temporelles des champs.

Le solveur temporel, ou transient solver, permet de résoudre les équations de Maxwell avec une prise en compte des variations temporelles des champs. Ce solveur, comme de nombreux autres outils de simulation, est basé sur des FDTD. Les équations de Maxwell sont discrétisées dans l'espace temps en substituant les termes dérivatifs par rapport au temps par les différences centrales. De façon analogue à la méthode de discrétisation spatiale, où les champs électriques et magnétiques sont décalés d'une demi maille, la méthode de discrétisation temporelle induit un décalage dans le temps, des champs électriques et magnétiques, égal à la moitié du pas temporel (Δt) de la simulation. La spécificité de CST-MWS vient du fait que les différences finies sont obtenues à partir de la forme intégrale des équations de Maxwell. De manière rigoureuse le solveur temporel de CST-MWS studio est un solveur FIT-TD. L'intérêt de la simulation dans le domaine temps réside dans le fait que, suite à la transformée de Fourier, les résultats sont obtenus sur une large bande fréquentielle, en une seule simulation. Les champs sont calculés à la suite de l'application d'une source de courant (générateur de tension, de courant ou de puissance) ou d'un champ (onde plane ou port en guide d'onde).

Le solveur fréquentiel (frequency domain solver) permet de résoudre les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Ces équations sont exprimées en prenant l'hypothèse d'une variation harmonique des champs, c'est-à-dire que « $\partial/\partial t$ » tend vers « $i\omega$ ». Contrairement au solveur temporel, le maillage peut être choisi, soit sous forme de parallélépipèdes, soit sous forme de tétraèdres. L'intérêt réside dans le fait qu'on ne maille que les objets à simuler. Cela se rapproche des méthodes en élément fini, même si c'est toujours la méthode FIT qui est appliquée. Ce type de maillage peut s'avérer très intéressant pour des géométries d'antennes très complexes, telles que les RMLT à plusieurs tours : le maillage sera raffiné seulement au niveau des conducteurs. Les sources d'excitation sont les mêmes que pour le solveur temporel.

Avec ce solveur, c'est l'analyse des courbes des paramètres S, en fonction de la fréquence, qui permet d'extraire la fréquence de résonance du résonateur. De la même manière que pour le solveur temporel, les cartes de champs ainsi que les courants de surface peuvent être obtenus en fin de simulation, pour des fréquences définies au préalable.

Enfin, le solveur en mode propre, ou « eigenmode solver », base la résolution des équations de grille sur une recherche des modes de résonance de la structure simulée. Dans ce solveur, il n'y a pas d'excitation à définir. Le résonateur est « enfermé » dans une boîte métallique qui possède sa propre fréquence de résonance. De par les couplages entre le résonateur et la boîte, les résultats de la simulation dépendent de la taille de la boîte. Une étude de convergence permet de déterminer la taille minimale de la boîte à partir de laquelle les résultats de

simulation ne varient plus. La durée de simulation, proportionnelle à la taille du domaine de calcul, est ainsi limitée. Cette méthode de résolution se rapproche de celle du solveur fréquentiel mais dans ce cas, les sources sont fixées à zéro et le maillage est uniquement hexaédral. Le calcul fait intervenir la technique du filtrage Tree-Cotree et donne les différents modes de résonance de la structure par une méthode de régularisation d'une norme. Dans ce solveur, la TST n'est pas applicable. Le maillage doit être par conséquent plus raffiné qu'avec le solveur temporel pour éviter les phénomènes de staircases.

Annexe - E : Mesure de déplacement par comptage de franges d'interférences.

L'allongement des actionneurs piézoélectriques a été caractérisé, à l'aide d'un profilomètre vibromètre interférométrique ZoomSurf 3D de la société FOGALE Nanotech, par la technique du comptage de franges d'interférences. Dans un premier temps nous allons rappeler quelques notions de microscopie interférométrique, puis nous aborderons la technique de mesure de déplacement par comptage de franges d'interférences.

De nombreux types de microscopes interférométriques existent. Cependant, ceux-ci sont tous basés sur la génération, la détection et l'analyse d'interférences entre un rayon lumineux, réfléchi sur la surface de l'échantillon à caractériser, et un second réfléchi sur une surface de référence, généralement un miroir plat. Ces microscopes interférométriques sont généralement composés d'un microscope classique, muni d'un ou plusieurs objectifs interférométriques, et d'un système permettant de faire varier le déphasage entre les deux bras de l'interféromètre.

Les deux rayons sont obtenus par division d'amplitude d'une source lumineuse à l'aide d'une séparatrice (lame ou cube). Les franges ainsi obtenues sont enregistrées à l'aide d'une caméra. La Figure E-1 illustre schématiquement le principe d'un tel microscope.

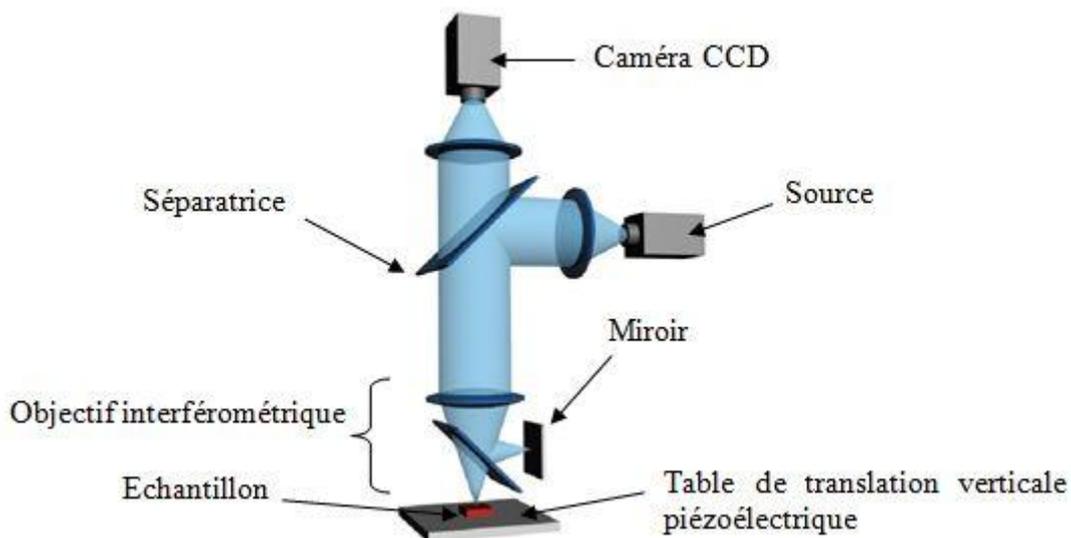


Figure Annexe E-1 – Schéma simplifié d'un interféromètre optique.

Le choix de la source lumineuse est en particulier guidé par sa longueur d'onde centrale, sa longueur de cohérence et la puissance nécessaire à la mesure. Généralement, des sources en lumière visible sont utilisées. Dans le cas d'interférométrie (quasi)monochromatique, la longueur de cohérence de la source lumineuse doit être au moins deux fois plus grande que la plus grande hauteur à caractériser, afin d'obtenir un bon contraste des franges partout dans la zone de mesure. Les interféromètres de type Michelson, Mirau, Linnik et « semi-Linnik » sont les plus répandus. Le choix de l'interféromètre utilisé est directement lié à la distance de travail (d_{WD}) imposée par l'objectif lui-même. En règle générale, les interféromètres

Michelson sont utilisés pour des objectifs à faibles grossissements ($\times 1$, $\times 5$) alors que les interféromètres Linnik sont utilisés pour des objectifs à forts grossissements ($\times 50$, $\times 100$, $\times 200$), lorsque d_{WD} est faible. Les interféromètres Mirau, plus compacts que les interféromètres de type Michelson sont souvent réservés à des grossissements intermédiaires ($\times 10$, $\times 20$, $\times 40$).

Le principe de la mesure de déplacement par comptage de franges d'interférences est le suivant. L'espacement entre deux franges sur la figure d'interférences correspond à une distance de $\lambda/2$, où λ est la longueur d'onde de la source utilisée. Lors d'un déplacement, le comptage du nombre de franges défilant, en un point fixe de l'écran, permet ainsi de déterminer la distance parcourue. La Figure Annexe E-2 illustre le principe de cette mesure. Sur la Figure Annexe E-2 (a), nous marquons une des franges de l'interférogramme en rouge afin de pouvoir la repérer après déplacement de l'objet étudié. Sur la Figure Annexe E-2 (b), la ligne en pointillé indique la position de la frange avant déplacement tandis que la ligne continue indique sa position après déplacement. On constate ainsi un défilement d'une longueur correspondant à 3 franges, c'est-à-dire que l'objet étudié s'est déplacé de $3 \cdot (\lambda/2)$.

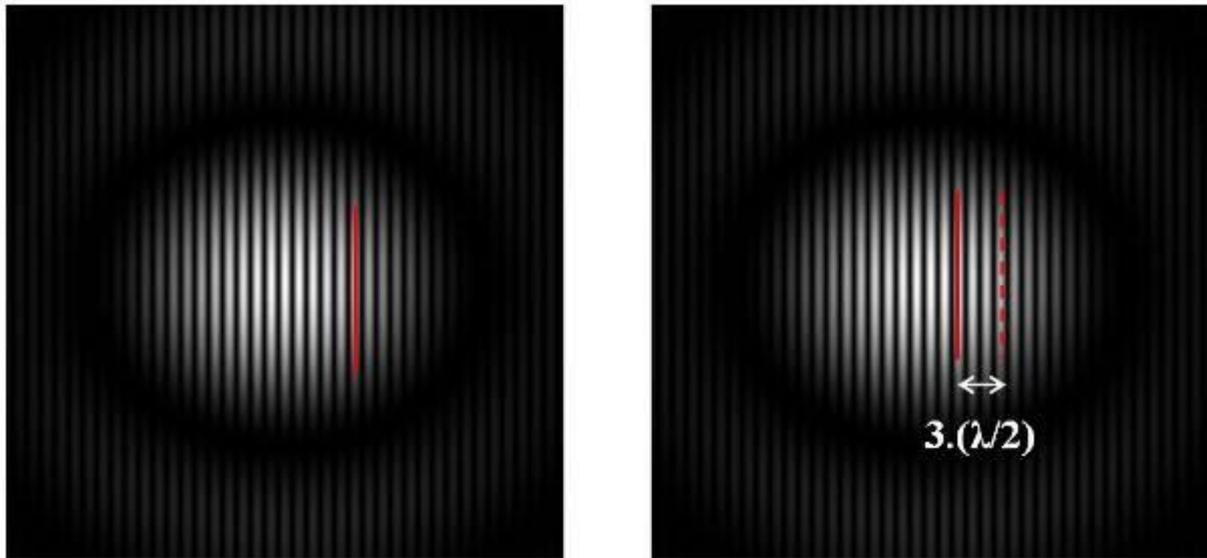


Figure Annexe E-2 – Figures d'interférences (a) avant déplacement (b) après déplacement. Les différentes lignes servent à repérer le décalage de la frange considérée.

Le dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation de nos actionneurs est le suivant : un stack piézoélectrique est collé verticalement sur une pastille carbone placée sous l'objectif interférométrique. Une surface réfléchissante (morceau de silicium) faisant office de miroir mobile est placée sur le sommet de l'actionneur. Pour différentes valeurs de la tension de polarisation, le nombre de franges défilant sur l'écran est compté, permettant de déterminer l'allongement de l'actionneur en fonction de la tension. Le dispositif expérimental est schématisé sur la Figure Annexe E-3.

Lors de nos caractérisations, nous avons utilisé une source émettant dans le rouge ($\lambda = 750$ nm). Les caractérisations ont été réalisées à l'aide d'un profilomètre vibromètre interférométrique Zoomsurf 3D, commercialisé par la société FOGALE Nanotech. Ce système est représenté sur la Figure Annexe E-4. Le système inclus en particulier jusqu'à 5 axes motorisés de translation (X, Y, Z, plus une table rotative ou une platine goniométrique

tip+tilt). Il comporte un châssis intégrant tous les racks électroniques et le PC de pilotage qui prend en compte les problèmes d'isolation contre les vibrations extérieures (pieds amortisseurs) ou internes (vibrations des ventilateurs, des disques durs du PC,...). Un objectif de type Mirau a été utilisé (grossissement x20).

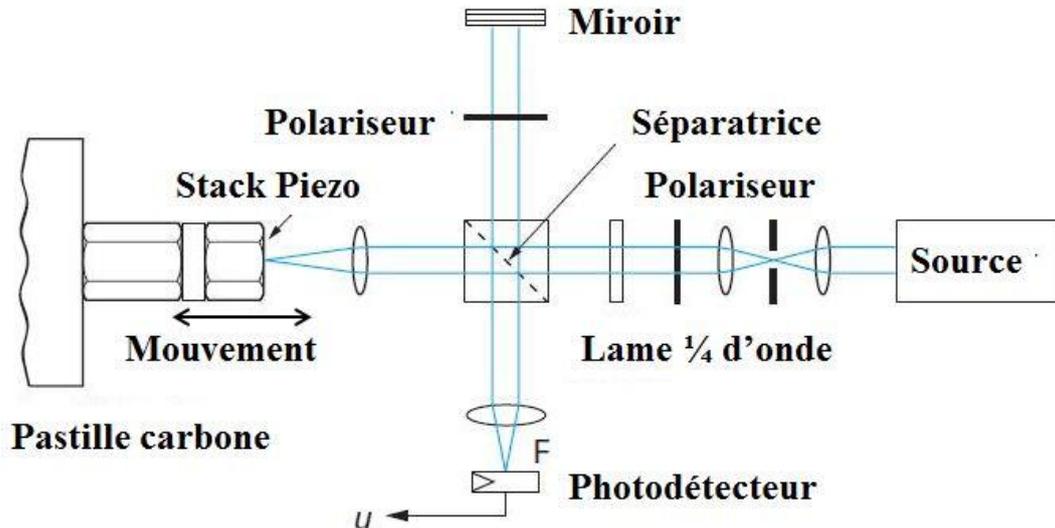


Figure Annexe E-3 – Dispositif expérimental utilisé pour la mesure du déplacement d'un actionneur piézoélectrique par comptage de franges d'interférences.



Figure Annexe E-4 - Profilomètre vibromètre interférométrique Zoomsurf 3D, commercialisé par la société FOGALE Nanotech

-

Table des Illustrations

Figure I-1 - Orientation des moments magnétiques microscopiques et aimantation macroscopique résultante parallèle à \vec{B}_0	8
Figure I-2 - Evolution de l'aimantation macroscopique dans le repère fixe.....	10
Figure I-3 - Signal de précession libre (« FID »).....	10
Figure I-4 – Principe de la détection du signal RMN.....	11
Figure I-5 - Domaines de prédominance du bruit de l'antenne et de l'échantillon en fonction de la température, de la taille de l'antenne et de la fréquence de travail.....	18
Figure I-6 - Antenne de surface conventionnelle prévue pour l'imagerie du proton de l'eau à 1,5T.	23
Figure I-7 – Illustrations de l'encombrement lié à l'utilisation de capacités discrètes rapportées pour l'utilisation d'antenne de surface. (a) Réseau constitué de quatre antennes de surface utilisé pour l'imagerie de la souris, tiré de [27]. (b) Antenne de surface utilisée pour l'imagerie du petit animal, tirée de [28].....	23
Figure I-8 - Différents types de lignes de transmission. (a) Ligne triplaqué. (b) Ligne microstrip. (c) Ligne coplanaire.	24
Figure I-9 - Résonateur monolithique, géométrie double face avec des capacités localisées intégrées.	25
Figure I-10 - Résonateur monolithique, géométrie simple face avec des capacités interdiguées.	25
Figure I-11 - résonateur monolithique, géométrie double-faces à ligne de transmission monotour.	26
Figure I-12 - Représentation schématique d'un RMLT.	27
Figure I-13 – Représentation schématique des inductances mutuelles coplanaires et parallèles entre les différentes pistes d'un résonateur 3 tours.	29
Figure I-14 - Exemples de réalisations de RMLT. (a) Résonateurs en cuivre sur Kapton®, plan et courbé. (b) Matrice de résonateurs en cuivre sur Peek®. Résonateur en YBaCuO sur saphir réalisé par la société THEVA.	32
Figure I-15 – Images in vivo de la peau du doigt à 1,5 T. (a) Obtenue à l'aide d'une antenne de surface classique. (b) Obtenue à l'aide d'un RMLT en cuivre à température ambiante.	33
Figure I-16 – Images in vivo de la peau du mollet à 1,5 T. Taille du voxel : 40 x 80 x 900 μm^3 , temps d'acquisition : environ 10 minutes. (a) Obtenue avec un résonateur en cuivre. (b) Obtenue avec un résonateur supraconducteur.	34
Figure I-17 – Images du cerveau à 1,5 T acquises avec deux résonateurs de structures identiques, l'un en cuivre (a) et l'autre en supraconducteur refroidi à 77 K (b). Les images sont réalisées avec la même séquence d'acquisition.	35

Figure I-18 – Images de fantômes à 2,35 T. (a) Obtenue avec un RMLT plat. (b) Obtenue avec un RMLT sur support souple adapté à la forme du fantôme.	36
Figure I-19 – Image in vivo du cerveau du rat obtenue avec une antenne implantée à 7 T.	36
Figure I-20 – Techniques expérimentales de réaccord des RMLT. (a) Accord diélectrique, une lame de téflon est placée contre les pistes du résonateur en matériau supraconducteur, lui-même posé sur un doigt froid relié à l'intérieur du cryostat. (b) Environnement de l'antenne supraconductrice, située à l'intérieur du cryostat. Une boucle en cuivre se translate au-dessus des pistes du résonateur pour réaliser l'accord.	38
Figure II-1 - Principe de la réalisation de la première face.	50
Figure II-2 - Principe de la pulvérisation cathodique.	52
Figure II-3 – Principe de la photolithographie à travers un masque.	54
Figure II-4 - Schéma du dispositif expérimental du dépôt électrolytique de cuivre utilisé.	55
Figure II-5 - Photographie du dispositif expérimental du dépôt électrolytique.	57
Figure II-6 – Image microscope de l'alignement des pistes d'un résonateur 4 tours. La face arrière est vue par transparence du substrat.	58
Figure II-7 – Masques de lithographie utilisés pour la fabrication de résonateurs en cuivre sur saphir.	58
Figure II-8 – Scie diamantée mécanique utilisée pour la séparation des résonateurs en cuivre sur substrat de saphir.	59
Figure II-9 - Exemples de réalisation. (a) résonateur 6 tours - 14,6 mm. (b) de gauche à droite et de haut en bas : résonateurs 5 tours – 7,3 mm, 6 tours - 14,6 mm, 13 tours – 14 mm, 11 tours – 7,7 mm.	60
Figure II-10 – Décollement des pistes de cuivre (a) résonateur 6 tours. (b) résonateur 6 tours (microscope optique, grossissement x50).	60
Figure II-11 – Image microscope de pistes de cuivre court-circuitées (grossissement : x50).	61
Figure II-12 - Profils 3D et 2D, obtenus à l'aide d'un profilomètre optique, au niveau des gaps d'un RMLT 6 tours.	62
Figure II-13 - Dispositif expérimental de caractérisation Radio-Fréquence d'une antenne avec une sonde simple boucle.	63
Figure II-14 - Capture d'écran de l'analyseur de réseau.	64
Figure II-15 - Boucles en cuivre déposées sur film de Kapton® par croissance électrolytique.	67
Figure II-16 - Banc de mesure expérimental comprenant une potence, une platine de translation, une pointe permettant le déplacement de l'élément d'accord, une sonde de mesure et le résonateur sous test.	68
Figure II-17 – Représentation schématique de la mise sous forme matricielle des équations de Maxwell dans une double grille [96].	70
Figure II-18 - Résonateur placé dans le domaine de calcul, excité par une onde plane polarisée rectilignement. Le champ h est orienté suivant l'axe du résonateur. Une sonde de champ magnétique permet de récupérer le champ H en un point de l'espace. Un voltmètre est positionné au niveau de la fente du RMLT.	72
Figure II-19 – Schéma électrique équivalent du résonateur couplé inductivement avec la boucle en cuivre.	74
Figure II-20 – Représentation schématique des couplages inductifs entre la boucle d'accord et les pistes d'un résonateur 3 tours. Flèches bleues : couplage avec la face supérieure du résonateur. Flèches rouges : couplages avec la face inférieure du résonateur.	76
Figure II-21 - Vues en coupe du champ électrique simulé d'un résonateur 5 tours en cuivre sur saphir en présence d'une lame diélectrique de 500 μm de saphir et située à 100 μm de la surface du résonateur.	77

Figure II-22 - Intensité du champ électrique simulé d'un résonateur 5 tours en cuivre sur saphir dans un plan situé à 200 μm de la surface du résonateur. (a) Le résonateur est en espace libre. (b) Le résonateur est en présence d'une lame diélectrique de saphir, de 500 μm d'épaisseur, située à 100 μm de sa surface.....	77
Figure II-23 – Fréquences de résonance simulées d'un résonateur 6 tours – 14,6 mm, pour différentes lames diélectriques, en fonction de la distance entre la lame et le résonateur.	78
Figure II-24 – Caractéristiques fréquence-déplacement pour différentes lames diélectriques. (a) lames de 250 μm d'épaisseur. (b) lames de 500 μm d'épaisseur.	79
Figure II-25 – Influence de la permittivité sur la fréquence de résonance mesurée, pour des lames de 500 μm d'épaisseur et différentes distances entre la lame et le résonateur.	80
Figure II-26 – Influence de l'épaisseur d'une lame de saphir sur la fréquence de résonance mesurée, pour différentes distances entre la lame et le résonateur.	81
Figure II-27 – Comparaison entre les variations relatives normalisées de la fréquence de résonance obtenue expérimentalement et celle obtenue par simulations numériques. (a) pour des lames de saphir de 250 et 500 μm d'épaisseur. (b) pour des lames de 250 μm d'épaisseur de saphir et d'aluminate de lanthane.	82
Figure II-28 - Comparaisons entre la fréquence de résonance simulée et celle calculée par le modèle analytique proposé. (a) lames de verres de différentes épaisseurs. (b) lames de 500 μm de différents matériaux diélectriques.	83
Figure II-29 – Facteur de qualité mesuré lorsque la lame de diélectrique est posée contre les pistes du résonateur.	84
Figure II-30 – Variations du facteur de qualité mesuré en fonction de la distance entre la lame diélectrique et le résonateur.....	84
Figure II-31 – Cartes de champ magnétique simulées pour différentes distances entre le résonateur et la lame diélectrique. Le résonateur est vue par la tranche. (a) 10 mm. (b) 5 mm. (c) 2 mm. (d) 1 mm. (e) 500 μm . (f) 100 μm	86
Figure II-32 – Influence du diamètre de la boucle d'accord sur les cartes de champ magnétique simulées pour une distance de 1 mm entre la boucle et le résonateur.	87
Figure II-33 – Fréquences de résonance simulées, pour chacune des boucles d'accord étudiées, en fonction de la distance entre la boucle et el résonateur.	88
Figure II-34 - Fréquences de résonance mesurées, pour chacune des boucles d'accord étudiées, en fonction de la distance entre le résonateur et la boucle.	89
Figure II-35 – Variations relatives normalisées des fréquences de résonance simulées et mesurées, pour chacune des boucles étudiées, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.	90
Figure II-36 - Comparaison entre les fréquences de résonance mesurée et calculées en fonction de la distance entre le résonateur et la boucle.	91
Figure II-37 - Fréquence de résonance calculée en fonction du diamètre de la boucle d'accord, lorsque la boucle est placée au contact du résonateur.	91
Figure II-38 – Facteur de qualité simulé, pour chacune des boucles d'accord, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.	92
Figure II-39 - Variation du facteur de qualité mesuré, pour les différentes boucles d'accord, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.	93
Figure II-40 – Variations relatives normalisées des facteurs de qualité mesurés et simulés, pour les différentes boucles d'accord, en fonction de la distance entre la boucle et le résonateur.	93
Figure III-1 - Déformations de céramiques piézoélectriques. (a) déformation axiale, (b) déformation transversale, (c) en cisaillement d'épaisseur, (d) en cisaillement de face.	109
Figure III-2 - Différents types d'actionneurs piézoélectriques (tirés de [107]).	111
Figure III-3 – Photographie d'un des actionneurs piézoélectriques utilisés.	112

Figure III-4 – Photographie du dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation de stacks piézoélectriques par la technique du comptage de franges.	114
Figure III-5 – Variations de l’allongement d’un stack piézoélectrique, en fonction de la tension d’actionnement, mesurée par la technique du comptage de franges. Un cycle aller-retour de polarisation est appliqué.....	114
Figure III-6 – Structure charnière permettant l’amplification de l’allongement d’actionneurs piézoélectriques (a) de type levier, (b) de type pont.	116
Figure III-7 – Représentations schématiques (a) de la membrane souple servant à déplacer l’élément d’accord, (b) du dispositif de micro-déplacement retenu dans le cas d’un accord diélectrique.	117
Figure III-8 – Approximation géométrique en arc de cercle de la membrane souple. La membrane est vue en coupe.....	118
Figure III-9 – Déplacement hors plan de la membrane en fonction de l’allongement des actionneurs, pour plusieurs espacements initiaux. (a) Membrane de 40 mm. (b) Membrane de 49 mm.....	119
Figure III-10 – Masque de photolithographie de la membrane réalisé par flashage.	121
Figure III-11 – Principe de fabrication d’une membrane par gravure humide de Kapton®. Une couche épaisse de cuivre électrodéposé sert de masque lors de la gravure.....	122
Figure III-12 – Membrane de Kapton® réalisée par gravure humide. Une importante sous-gravure est observée.	122
Figure III-13 – Membranes en Kapton® réalisées par découpe jet d’eau.....	123
Figure III-14 – Mesure du déplacement de la membrane, en fonction de la tension de polarisation, par la technique de comptage de frange à l’aide d’un interféromètre optique. Le silicium sert de surface réfléchissante.	124
Figure III-15 – Caractéristique déplacement-tension de la membrane pour différentes valeurs de l’espacement initial entre les actionneurs piézoélectriques. (a) Membrane de 40 mm. (b) Membrane de 49 mm.....	126
Figure III-16 – Déplacement de la membrane, obtenu pour une tension d’actionnement de 100 V, en fonction de l’espacement initial entre les actionneurs piézoélectriques.	127
Figure III-17 – Variations du déplacement de la membrane en fonction de la tension appliquée, obtenue en combinant les données du modèle géométrique et la caractéristique mesurée des actionneurs piézoélectriques.....	128
Figure III-18 – Comparaison entre la mesure et le calcul du déplacement de la membrane, en fonction de l’espacement initial des actionneurs piézoélectriques, pour chacune des deux membranes.	128
Figure III-19 – Décalages en fréquence obtenus à 100 V, pour chacune des deux membranes, en fonction de l’écart entre la longueur de la membrane et l’espacement initial entre les actionneurs piézoélectriques. Une lame de saphir de 500 μm d’épaisseur est utilisée.	129
Figure III-20 – Variations de la fréquence de résonance mesurée, en fonction de l’épaisseur de la lame diélectrique de pré-accord, lorsque celle-ci et la lame d’accord (saphir, 500 μm) sont en contact avec le résonateur. Différents matériaux diélectriques sont étudiés.	130
Figure III-21 – Variations de la fréquence de résonance en fonction de la tension d’actionnement. Une membrane de 40 mm est utilisée. La lame d’accord est une lame de 500 μm d’épaisseur de saphir. La lame de pré-accord est une lame de 500 μm d’épaisseur de verre. Pour une tension de 83 V, la fréquence de résonance est égale à la fréquence de Larmor des protons de l’eau à 4,7 T, soit 199,8 MHz.....	131
Figure III-22 – Reproductibilité de l’accord en fréquence. Rouge : cycles de polarisation aller. Bleu : cycles de polarisation retour.	132
Figure III-23 – Echantillon utilisé pour la réalisation des images de démonstration : gélule d’huile de morue.....	133

Figure III-24 - Schéma simplifié de la chaîne d'acquisition des signaux Radio-Fréquences de l'imager 4,7 T. Les flèches continues représentent l'émission (E) et les flèches en pointillés la réception (R).....	134
Figure III-25 - Modélisation électrique du couplage inductif au préamplificateur. Deux configurations sont possibles. Haut : coupleur série. Bas : coupleur parallèle.	135
Figure III-26 – Dispositif expérimental utilisé pour la réalisation d'images sur fantôme à 4,7 T.	136
Figure III-27 – Mesure du coefficient de réflexion, réalisée à l'aide du coupleur, en fonction de la fréquence. Le minimum de la courbe indique la fréquence de résonance du résonateur étudié. Ligne bleue : pour une tension nulle, le résonateur n'est pas accordé. Ligne rouge : pour une tension de 83 V, le résonateur est accordé à 199,8 MHz.	137
Figure III-28 – Image de fantôme obtenue à 4,7 T avec un résonateur accordé à l'aide du dispositif de micro-déplacement. Carré rouge : ROI du signal. Carré bleu : ROI du bruit....	138
Figure Annexe A-1 - Dispositif expérimental de caractérisation Radio Fréquence d'une antenne avec une sonde simple boucle.....	147
Figure Annexe B-1 - Eléments de base du résonateur à ligne de transmission.	151
Figure Annexe B-2 - Eléments de base du résonateur à ligne de transmission sur lequel sont étudiées les conditions aux limites.	152
Figure Annexe B-3 - Schéma électrique équivalent du résonateur en mode commun.	153
Figure Annexe B-4 - Mode commun : circuit équivalent en série.	153
Figure Annexe D-1 – Représentation schématique de la mise sous forme matricielle des équations de Maxwell dans une double grille [96].	157
Figure Annexe D-2 - Maillage cartésien d'un conducteur fin de géométrie courbe. (a) Dans une maille seul un matériau peut exister. La courbe du conducteur est représentée en marche d'escalier (ou « staircase » –en rouge). (b) raffinement du maillage pour rapprocher les staircase de la forme de la courbe. (c) une maille en « perfect boundary approximation » (PBA) où deux matériaux sont pris en compte dans une seule maille. (d) une maille en « thin sheet technology » (TST) où une alternance supplémentaire de discontinuité de matériau est possible par rapport au PBA.....	158
Figure Annexe E-1 – Schéma simplifié d'un interféromètre optique.	161
Figure Annexe E-2 – Figures d'interférences (a) avant déplacement (b) après déplacement. Les différentes lignes servent à repérer le décalage de la frange considérée.	162
Figure Annexe E-3 – Dispositif expérimental utilisé pour la mesure du déplacement d'un actionneur piézoélectrique par comptage de franges d'interférences.	163
Figure Annexe E-4 - Profilomètre vibromètre interférométrique Zoomsurf 3D, commercialisé par la société FOGALE Nanotech.....	163

Liste des sigles

AFM : Atomic Force Microscope (Microscope à Force Atomique).
CTU : Centrale Technologique Universitaire
CVD : Chemical vapor deposition (Dépôt Chimique en phase Vapeur)
ddp : Différence de Potentiel
DI : Dé-Ionisé
ECS : Electrode au Calomel Saturé
FDTD : Finite Differences in Time Domain (Différences finies dans le Domaine Temporel)
f.e.m : Force électromotrice
FEM : Finite Element Method (Méthode des Eléments Finis)
FEP : Fluorinated Ethylene Propylene (Propylène Ethylène fluoré)
FID : Free Induction Decay (Variation de l'Induction Libre)
FIT: Finite Integral Technique (Technique des Intégrales Finies)
HTc : Supraconducteurs à Haute Température critique
IRM : Imagerie par Résonance Magnétique
LIGA : Lithographie, Galvanoformung, Abformung (Lithographie, Galvanisation, Formage)
MGE : Maxwell's Grid Equations (Equations de Grille de Maxwell)
MoM : Method of Moments (Méthode des Moments)
PBA : Perfect Boundary Approximation (Approximation de Frontière Parfaite)
PDMS: Polydiméthylsiloxane
RF : Radio Fréquence
RIE : Reactive-Ion Etching (Gravure Ionique Réactive)
RMLT : Résonateur Multi-tours à Lignes de Transmission
RMN : Résonance Magnétique Nucléaire
ROI : Region Of Interest (Région d'Intérêt)
RSB : Rapport Signal sur Bruit
SAR : Specific Absorption Rate (Taux d'Absorption Spécifique)
SMA: Shape Memory Alloy (Alliage à Mémoire de Forme)
TST : Thin Sheet Technology (Technologie Couche Mince)
UV : Ultra Violet
YBaCuO : Oxyde d'Yttrium Barium Cuivre

Liste des Publications

Article de revue

J-C. Guisiano, S. Lambert, S. Megherbi, L. Darrasse, J.-C. Ginefri. En finalisation.

Conférences internationales avec actes

J-C. Guisiano, S. Lambert, S. Megherbi, L. Darrasse, J.-C. Ginefri, *Experimental Characterization and Numerical Simulation of a Dielectric Tuning Technique Dedicated To Miniature Monolithic NMR Coils*, EUROSIME 2009, (Netherlands), (Présentation Orale)

J-C Guisiano, S Lambert, S Megherbi, L Darrasse, J-C Ginefri, *Investigations on micro-displacement based techniques for resonance frequency control of miniature monolithic resonators dedicated to Magnetic Resonance Imaging*, DTIP 2009, (Italy), (poster)

J.-C. Guisiano , J.-C. Ginefri , S. Megherbi , S. Lambert , L. Darrasse, *Feasibility of dielectric coupling technique for automatic tuning of miniature monolithic NMR coils with high sensitivity* ESMRMB 2008 (Spain) (poster)

Conférences internationales sans actes

J-C. Guisiano, S. Lambert, S. Megherbi, J-C. Ginefri, *Inductive and dielectric tuning techniques for high-sensitivity miniature monolithic surface coils* ISMRM 2010 (Sweden) (Poster)

Conférences nationales avec actes

J-C Guisiano, J-C Ginefri, S Megherbi, S Lambert, L Darrasse. *Développement d'un micro-dispositif intégré pour le contrôle actif de la résonance d'une antenne IRM*. JNRDM 2008. Bordeaux. (Poster)

Ecoles sans actes

J-C Guisiano, J-C Ginefri, S Megherbi, S Lambert, L Darrasse. *Automatic frequency tuning of small monolithic NMR coils using MEMS* NAMIS 2008 (Japan) (Poster)

Développement d'un micro-dispositif pour le contrôle de la fréquence de résonance d'une antenne miniature à haute sensibilité pour l'IRM.

L'utilisation d'antennes miniatures à haute sensibilité basées sur le principe des lignes de transmission a permis, lors de l'étude de pathologies chez l'Homme ou le petit animal, une amélioration significative de la qualité des images obtenues en micro Imagerie par Résonance Magnétique (IRM). Les performances élevées de ces antennes et leurs dimensions réduites entraînent cependant des difficultés critiques pour traiter et conditionner le signal de Résonance Magnétique Nucléaire (RMN) détecté. Plus particulièrement, le réajustement de la fréquence de résonance de l'antenne de détection, au cours d'une expérience d'IRM, ne peut être réalisé à l'aide de composants rapportés, comme c'est le cas avec les antennes d'IRM conventionnelles, ceci afin de ne pas dégrader leurs performances.

Notre étude a consisté à développer deux techniques d'accord originales et dédiées aux antennes miniatures à lignes de transmission. Ces techniques sont basées sur le déplacement micrométrique d'un élément d'accord à proximité de l'antenne entraînant une variation de l'environnement électromagnétique de celle-ci, et donc de la fréquence de résonance, par couplage (diélectrique ou inductif). L'ensemble des résultats obtenus (par des caractérisations expérimentales, des simulations numériques et des modélisations analytiques) a servi de base à la conception et la réalisation d'un dispositif de micro-déplacement chargé d'assurer le réglage fin de la fréquence de résonance à travers le déplacement de l'élément d'accord.

La mise en œuvre d'une antenne accordée à l'aide du dispositif a été réalisée au sein d'un imageur à 4,7 T. Des images de démonstration sur fantôme ont été obtenues et validées, montrant ainsi la pertinence d'un tel dispositif et la faisabilité de systèmes résonants auto-accordés dédiés à l'IRM haute sensibilité.

Development of a micro-device to control the resonance frequency of a small high-sensitivity coil for MRI.

The use of miniature transmission lines coils, in the study of diseases in humans or small animals, has allowed for significant improvements in Micro Magnetic Resonance Imaging (MRI). The high sensitivity of such coils combined with their small size, however, leads to critical problems in treating and conditioning the detected Nuclear Magnetic Resonance (NMR) signal. In particular, the adjustment of the resonant frequency of these detection coils, during a MRI experiment, cannot be achieved using reported components, as is the case of conventional MRI coils, in order not to degrade their performances.

We have developed two original tuning techniques for such coils. These techniques are based on the micrometric displacement of a tuning element near the coil surface, which modifies the electromagnetic environment of the coil by coupling, resulting in a change of the resonant frequency. The obtained results have enabled the design and construction of a micro-displacement device responsible for the fine tuning of the coil, through the displacement of a tuning element.

The tuned coil and micro-device have been implemented in a 4.7 T MRI. Sample images were obtained and validated, showing the relevance and feasibility of using an auto-tuning resonant system, dedicated to high sensitivity MRI.