HAL
open science

Contribution à l'amélioration de la sensibilité d'un micro-récepteur RMN implantable

Josue Trejo Rosillo

To cite this version:

Josue Trejo Rosillo. Contribution à l'amélioration de la sensibilité d'un micro-récepteur RMN implantable. Autre [cond-mat.other]. Université Claude Bernard - Lyon I, 2014. Français. NNT : 2014LYO10264 . tel-01128156

HAL Id: tel-01128156

https://theses.hal.science/tel-01128156v1

Submitted on 9 Mar 2015

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

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

N° d'ordre 264-2014 Année 2014

THESE DE L'UNIVERSITE DE LYON

Délivrée par

L'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD LYON 1

Ecole Doctorale
Électronique - Électrotechnique - Automatique

Pour l'obtention du

DIPLOME DE DOCTORAT

(arrêté du 7 août 2006)

Soutenue publiquement le 28 Novembre 2014

par

M. TREJO ROSLLO Josué

TITRE :

Contribution à l'Amélioration de la Sensibilité d'un Micro-récepteur RMN Implantable

Directeur de thèse : Mme. Latifa Fakri-BOUCHET
Co-directeur : M. Youssef ZAIM WADGHIRI

JURY :

Rapporteurs :	Mme. Gaëlle LISSORGUES	Professeur, ESIEE
	M. Stéphane SERFATY	Professeur des Universités, UCP-SATIE
Examinateurs :	M. Daniel BARBIER	Professeur des Universités, INL-INSA
	M. Luc DARRASSE	Directeur de Recherche, CNRS
Invité :	M. Lionel ROUSSEAU	Ingénieur de Recherche, ESIEE

UNIVERSITE CLAUDE BERNARD - LYON 1

Président de l'Université	**M. François-Noël GILLY**
Vice-président du Conseil d'Administration	M. le Professeur Hamda BEN HADID
Vice-président du Conseil des Etudes et de la Vie Universitaire	M. le Professeur Philippe LALLE
Vice-président du Conseil Scientifique	M. le Professeur Germain GILLET
Directeur Général des Services	M. Alain HELLEU

COMPOSANTES SANTE

Faculté de Médecine Lyon Est – Claude Bernard	Directeur : M. le Professeur J. ETIENNE
Faculté de Médecine et de Maïeutique Lyon Sud – Charles Mérieux	Directeur : Mme la Professeure C. BURILLON
Faculté d'Odontologie	Directeur : M. le Professeur D. BOURGEOIS
Institut des Sciences Pharmaceutiques et Biologiques	Directeur : Mme la Professeure C. VINCIGUERRA
Institut des Sciences et Techniques de la Réadaptation	Directeur : M. le Professeur Y. MATILLON
Département de formation et Centre de Recherche en Biologie Humaine	Directeur : Mme. la Professeure A-M. SCHOTT

COMPOSANTES ET DEPARTEMENTS DE SCIENCES ET TECHNOLOGIE

Faculté des Sciences et Technologies	Directeur : M. F. DE MARCHI
Département Biologie	Directeur : M. le Professeur F. FLEURY
Département Chimie Biochimie	Directeur : Mme Caroline FELIX
Département GEP	Directeur : M. Hassan HAMMOURI
Département Informatique	Directeur : M. le Professeur S. AKKOUCHE
Département Mathématiques	Directeur : M. le Professeur Georges TOMANOV
Département Mécanique	Directeur : M. le Professeur H. BEN HADID
Département Physique	Directeur : M. Jean-Claude PLENET
UFR Sciences et Techniques des Activités Physiques et Sportives	Directeur : M. Y.VANPOULLE
Observatoire des Sciences de l'Univers de Lyon	Directeur : M. B. GUIDERDONI
Polytech Lyon	Directeur : M. P. FOURNIER
Ecole Supérieure de Chimie Physique Electronique	Directeur : M. G. PIGNAULT
Institut Universitaire de Technologie de Lyon 1	Directeur : M. le Professeur C. VITON
Ecole Supérieure du Professorat et de l'Education	Directeur : M. le Professeur A. MOUGNIOTTE
Institut de Science Financière et d'Assurances	Directeur : M. N. LEBOISNE

Résumé

Ce travail de thèse a pour objectif principal d'améliorer la sensibilité d'un micro-récepteur RMN implantable, utilisé dans le cadre de la micro-spectroscopie localisée in vivo.

Dans la première partie de cette thèse, nous avons réexaminé la fabrication et modélisation de ce micro-récepteur par rapport à sa sensibilité. Parmi les deux procédés de fabrication proposés (électrodéposition du micro-récepteur avec un underpass sur un substrat de silicium et de verre), nous avons retenu celui-qui nous a permis d'obtenir les meilleures performances en terme de facteur de qualité. Les prototypes fabriqués avec ce procédé ont été caractérisés à l'aide d'un modèle que nous avons développé, basé sur une équation à coefficients polynomiaux. Ceux-ci ont été établis à partir de la simulation du layout du capteur et ont été réajustés en fonction des mesures. Ce modèle polynomial nous a conduits à un circuit équivalent du micro-récepteur, permettant d'approfondir l'étude de son comportement électrique en radio fréquences.

La deuxième partie de ce travail est développée autour de l'association d'un amplificateur faible bruit (LNA) au plus près du micro-récepteur, afin d'améliorer sa sensibilité. Nous avons analysé l'état de l'art de l'amplification de micro-bobines RMN ainsi que l'interaction électromagnétique entre un circuit intégré et l'environnement RMN. En partant de cette analyse et des contraintes à remplir par le circuit d'adaptation (en termes de transmission de puissance, gain en tension et adaptation faible bruit), nous avons proposé un circuit d'amplification locale permettant d'améliorer la sensibilité du capteur. Nous avons validé notre démarche par simulation (avec notre micro-récepteur) et nous avons vérifié l'intérêt de celle-ci en RMN (avec une bobine de surface).

Les résultats de ce travail nous ont permis d'établir des solutions concrètes pour atteindre la sensibilité nécessaire à nos applications.

Mots-clés : Micro-capteurs implantables, micro-fabrication, modélisation de composants, électronique analogique et radiofréquence, amplificateurs faible bruit, physique des transistors, compatibilité électromagnétique, RMN.

Abstract

Contribution to the Sensitivity Improvement of an Implantable Micro NMR sensor

The aim of this thesis is to improve the sensitivity of an implantable micro NMR sensor, dedicated to the in vivo local micro-spectroscopy.

In the first part of this thesis, we re-examined the design and modeling of this micro-sensor according to its sensitivity. We proposed two micromachining processes (electrodeposition of the micro-sensor with an underpass on a silicon and glass substrate) and we kept the one allowing the higher quality factor. The prototypes made with the chosen process were characterized thanks to a model that we developed, based in an equation with polynomial coefficients. These coefficients were determined from the layout of the sensor and were adapted to match the measurements. From this polynomial model, we proposed an equivalent circuit of the micro-sensor to have a better knowledge of its electrical behavior at high frequencies.

The second part of this work is about the closer association of a low noise amplifier (LNA) with the micro-sensor to improve its sensitivity. We analyzed the state of art on the amplification of NMR micro-coils and the electromagnetic interaction between the integrated circuits ant the NMR environment. From this analysis and the conditions of the matching network (power transmission, voltage gain and low noise matching), we proposed a local amplification circuit achieving the sensitivity improvement of the sensor. This approach was validated by simulation (with our micro-sensor) and verified in an NMR system (with a surface coil).

The results of this work allow us to set practical solutions to reach the required sensitivity of our applications.

Keywords : Micro implantable sensors, micromachining, device modeling, analog and radio frequency electronics, low noise amplifiers, physics of transistors, electromagnetic compatibility, NMR.

"La folie, c'est de faire toujours la même chose

et de s'attendre à un résultat différent."

Albert Einstein

A la mémoire de ma grand-mère María Elena Ferreira Morales
(1934 - 2013).

A ma mère Gabriela et à mon frère Alan.

Remerciements

J'adresse ma plus grande reconnaissance à Mme. Latifa FAKRI-BOUCHET qui a dirigé ce travail de thèse. Je vous remercie de m'avoir accordé votre confiance pour mener ce projet de recherche, mais aussi d'avoir tout fait pour que celui-ci se déroule dans les meilleures conditions, malgré les difficultés personnelles que chacun a pu connaitre. Je vous remercie aussi pour tous vos conseils, aussi bien sur le plan professionnel que personnel.

Je tiens à exprimer ma gratitude à mon co-directeur de thèse M. Youssef ZAIM WADGHIRI pour son soutien, ses conseils et son regard critique sur mon travail par rapport à son expérience dans le domaine de l'application envisagée.

Je remercie très chaleureusement nos collaborateurs de l'ESIEE de Paris pour leur investissement dans ce travail de recherche, pour leur accueil et bonne humeur. Je remercie M. Patrick POULICHET pour sa disponibilité et pour nos échanges scientifiques. Je remercie M. Lionel ROUSSEAU pour le temps accordé à ce projet, du début à la fin, et pour avoir accepté de faire partie de mon jury. Je remercie M. Abdennasser FAKRI pour son soutien et conseils. Je remercie aussi M. Bruno MERCIER pour nous avoir donné l'opportunité de mettre en place cette collaboration.

Je suis honoré de l'intérêt et de la lecture critique que mes rapporteurs, Mme. Gaëlle LISSORGUES et M. Stéphane SERFATY, ont porté sur mon travail de thèse. Je vous remercie d'avoir accepté cette mission et d'avoir fait partie de mon jury.

J'adresse également mes remerciements à M. Daniel BARBIER pour avoir accepté de participer à mon jury et pour l'intérêt porté à ce projet. De la même façon je tiens à remercier M. Luc DARRASSE pour avoir présidé mon jury et pour ses remarques concernant la RMN.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à toute l'équipe des permanents du laboratoire CREATIS, en particulier à la directrice Mme. Isabelle MAGNIN, M. Remy PROST et Mme. Danielle GRAVERON-DEMILLY pour leur accompagnement, soutien et conseils.

Je tiens à exprimer ma gratitude à M. Hugues BENOIT-CATTIN, M. Idrissi KHALID, Mme. Claire GOURSAUD et M. Pascal CLERC pour m'avoir donné l'oppor-

tunité de partager ces heures de projet et TP au sein du département de Télécommunications de l'INSA de Lyon.

Egalement, je tiens à remercier à l'équipe ETI de CPE Lyon, en particulier Mme. Nicole GACHE, Mme. Monique CHIOLAZ, M. Nacer ABOUCHI et M. François JOLY pour leur soutien et leur sympathie. Je remercie chaleureusement les doctorants du laboratoire CREATIS et de l'INL du site CPE avec qui j'ai eu le bonheur de partager des moments de détente même s'ils étaient un peu épisodiques.

Je tiens à remercier en particulier à Tien TRUONG-CONG, non seulement pour les difficultés rencontrées et surmontées ensemble, mais aussi pour sa confiance et amitié.

Cette thèse a été réalisée en quatre ans, mais pour moi cette thèse symbolise la fin d'un parcours de dix ans qui a commencé grâce à mon cher professeur d'électronique du Lycée Franco Mexicain, M. Vincent MARECHAL, que je remercie pour m'avoir toujours poussé à aller plus loin.

Ces dix années se traduisent par beaucoup de gens magnifiques à remercier, des personnes qui ont constitué ma famille pendant toute cette période de ma vie, qui ont été là pour m'offrir leur joie, leur amitié et leur soutien. Vous, mes amis, je sais que n'ai pas besoin de vous citer car on se remercie mutuellement, à chaque moment de partage, à travers nos complicités, nos petites attentions et nos sourires.

Pour finir, je remercie aussi ma famille au Mexique pour son soutien malgré la distance ; mais principalement, la personne que je remercie le plus et de laquelle je serai toujours reconnaissant est ma mère Gabriela : merci de t'être battue pour mon frère et pour moi.

Table des matières

Résumé 5

Abstract 7

Remerciements 13

Introduction 21

Chapitre 1. Contexte Général du Travail de Thèse 23

1.1. Principes de la RMN 23

1.1.1. Origines quantiques 24

1.1.2. Génération du vecteur d'aimantation 24

1.1.3. Impulsion RF 27

1.1.4. Mesure du signal RMN 29

1.1.5. Spectroscopie et Spectroscopie Localisée 31

1.2. Micro-bobines RMN implantables 32

1.2.1. Présentation du projet de recherche 33

1.2.2. Micro-spectroscopie localisée pour faibles volumes 36

1.2.2.1. Sources de bruit en RMN 36

1.2.2.2. Facteurs de mérite dans l'analyse de faibles volumes 38

1.2.3. Première version du micro-récepteur : résultats et difficultés 40

1.2.3.1. Micro-récepteur RMN implantable 40

1.2.3.2. Résultats obtenus avec la première version 41

1.2.3.3. Travail préliminaire réalisé avec la première version du micro-récepteur 42

1.2.3.4. Points à améliorer 45

1.2.3.5. Objectifs de ce travail de thèse 46

Conclusion 46

I. Réexamen de la Fabrication et Modélisation de Micro-récepteurs Implantables

Chapitre 2. Fabrication Revisitée des Micro-récepteurs RMN Implantables 49

2.1. État de l'art sur la fabrication de micro-bobines 49

2.1.1. Inducteurs symétriques 50

2.1.2. Inducteurs multi-couches 51

2.1.3. Silicium poreux 51

2.1.4. Blindage lié à la masse 51

2.1.5. Shunt horizontal 52

2.1.6. Shunt vertical 52

2.1.7. Enlèvement du substrat 52

2.1.8. Inducteurs verticaux 53

2.1.9. Inducteurs sur substrat de verre 53

2.1.10. Optimisation de l'épaisseur de la ligne 54

2.1.11. Inductances suspendues 54

2.1.12. Récapitulatif 54

2.2. Procédés de fabrication proposés 55

2.2.1. Procédé de fabrication sur un substrat de silicium 55

2.2.1.1. Substrat à haute résistivité 57

2.2.1.2. Optimisation de l'épaisseur de la couche intermédiaire d'oxyde 58

2.2.1.3. Évaluation de l'influence du substrat sur les caractéristiques électriques de la micro-bobine 60

2.2.2. Procédé de fabrication sur un substrat de verre 61

2.3. Définition du layout 62

2.3.1. Optimisation des micro-bobines 62

2.3.2. Optimisation des micro-pistes 64

2.3.3. Layout des micro-récepteurs RMN 67

2.4. Fabrication des micro-récepteurs 68

2.4.1. Étape 1 : Fabrication de la première couche correspondante aux "underpass" 69

2.4.2. Étape 2 : Passivation 70

2.4.3. Étape 3 : Électrodéposition 71

2.4.4. Étape 4 : Finition de la surface du micro-récepteur et gravure du "seed layer" 74

2.5. Validation des prototypes 77
2.5.1. Micro-récepteurs fabriqués sur silicium 78
2.5.2. Micro-récepteurs fabriqués sur un substrat de verre 79
2.6. Traitement de surface vis à vis de l'implantation du micro-récepteur RMN . 80
Conclusion 82

Chapitre 3. Modélisation et Analyse des Micro-récepteurs RMN Implantables 83

3.1. Introduction 84
3.1.1. Circuit électrique des micro-bobines sur un substrat semi-conducteur 84
3.1.1.1. Circuit électrique 84
3.1.1.2. Problématique 88
3.1.2. Circuit électrique utilisée en RMN pour modéliser une bobine 89
3.1.2.1. Circuit électrique 89
3.1.2.2. Problématique 89
3.2. Méthode de modélisation polynomiale des micro-récepteurs 92
3.2.1. Extraction des caractéristiques électriques par simulation post-layout 93
3.2.2. Modèle polynomial d'une micro-bobine en mode différentiel 95
3.2.3. Modèle polynomial d'une micro-bobine en configuration asymétrique 99
3.2.4. Modèle polynomial des micro-pistes coplanaires 101
3.2.5. Modèle polynomial complet pour l'extraction des caractéristiques électriques des micro-récepteurs RMN 102
3.3. Caractérisation des micro-récepteurs fabriqués à partir du modèle polynomial 103
3.3.1. Paramètres S des différentes géométries de micro-récepteurs 105
3.3.2. Extraction des carctéristiques électriques des micro-pistes 111
3.3.3. Extraction des caractéristiques électriques d'une des micro bobines . 112
3.3.4. Récapitulatif des caractéristiques électriques extraites de l'ensemble de micro-bobines et choix de la configuration optimale 115
3.4. Étude du comportement électrique du micro-récepteur RMN retenu 118
3.4.1. Vérification du comportement du modèle polynomial du micro-récepteur à la résonance 119
3.4.2. Circuit électrique équivalent d'une bobine réceptrice en RMN 120
3.4.2.1. Phénomène d'induction magnétique dans le contexte d'un récepteur RMN 120
3.4.2.2. Circuit électrique proposé pour une bobine réceptrice en RMN 124

3.4.3. Analyse du circuit électrique équivalent du micro-récepteur RMN . . 127
Conclusion 130

II. Application du Principe d'Amplification Locale au Micro-récepteur RMN

Chapitre 4. Analyse de l'Amplification Locale en RMN 133
4.1. Amplification locale et son application en RMN 133
4.1.1. Intérêt d'une amplification locale pour les micro-récepteurs RMN . . 133
4.1.1.1. Amplitude du signal et du bruit thermique du micro-récepteur RMN 134
4.1.1.2. Amplification locale du signal dans les récepteurs RF et intérêt de ce principe en RMN 135
4.1.2. Utilisation d'amplificateurs faible bruit assiciés à des bobines réceptrices RMN 136
4.1.2.1. Récepteurs RMN avec un amplificateur déporté 136
4.1.2.2. Micro-systèmes RMN intégrés 138
4.1.3. Discussion sur l'amplification des récepteurs RMN 143
4.2. Interaction entre l'environnement magnétique RMN et les circuits intégrés . 143
4.2.1. Influence des composants électroniques dans l'environnement RMN . 144
4.2.2. Influence des champs magnétiques B_1 et B_0 sur les transistors 145
4.2.2.1. Influence du champ B_1 145
4.2.2.2. Influence du champ statique B_0 147
4.2.2.3. Sensibilité au bruit des transistors dans l'environnement RMN 147
4.2.3. Influence de l'impulsion RF sur les circuits intégrés 151
Conclusion 152

Chapitre 5. Simulation et Validation de l'Amplification Locale du Signal RMN 155
5.1. Contraintes liées au circuit d'adaptation entre un récepteur RMN et un LNA 155
5.1.1. Paramètres de bruit d'un quadripôle 156
5.1.2. Récapitulatifs des contraintes du circuit d'adaptation entre une bobine et un LNA dans l'environnement RMN 159
5.1.2.1. Adaptation en bruit via l'admittance de bruit optimale . . 159
5.1.2.2. Réduction du facteur de bruit à la sortie de l'amplificateur faible bruit 159

5.1.2.3. Amélioration du RSB par le facteur de surtension à la fréquence de résonance . . . 160
5.1.2.4. Adaptation en puissance . . . 161
5.2. Amplification locale faible bruit du micro-récepteur RMN . . . 163
5.2.1. Performances de l'amplificateur faible bruit choisi . . . 164
5.2.2. Modélisation du bruit en entrée de l'amplificateur . . . 168
5.2.2.1. Méthodes d'extraction des paramètres de bruit . . . 168
5.2.2.2. Méthode d'estimation des paramètres de bruit par simulation proposée . . . 169
5.2.3. Optimisation du circuit d'adaptation faible bruit RMN . . . 173
5.2.4. Impact de l'amplification locale faible bruit en RMN . . . 178
5.3. Vérification du principe avec une bobine réceptrice de surface . . . 180
5.3.1. Présentation du circuit . . . 181
5.3.2. Performances du montage . . . 182
5.3.3. Validation dans le contexte RMN . . . 184
Conclusion . . . 187

Chapitre 6. Discussion et Perspectives . . . 189

Conclusion Générale . . . 195

Bibliographie . . . 197

Annexes . . . 221

Annexe A : Simulation du layout avec ADS . . . 221
Annexe B : Curriculum Vitae, Production Scientifique et Articles . . . 223
Annexe B.1 : Curriculum Vitae . . . 223
Annexe B.2 : Production Scientifique . . . 227
Annexe B.3 : Article *"Optimum Remote Tuning/Matching NMR Probe Achieved with a Suitable Transmission Line Length and a Suitable Local Tuning/Matching Circuit"* . . . 231
Annexe B.4 : Article *"In situ Sensitivity Improvement of NMR Receiver Probes (Coils and Microcoils)"* . . . 239

Introduction

La spectroscopie par Résonance Magnétique Nucléaire (RMN) est l'une des méthodes d'analyse les plus courantes, utilisées en biochimie. Cette technique permet d'obtenir des informations très précises sur un échantillon dont le volume peut être très variable, voir micro-métrique. Dans ce cas, on a recours à la spectroscopie RMN localisée.

Dans le but de détecter de façon précoce certaines maladies neurodégénératives, telle que la maladie d'Alzheimer, nous souhaitons suivre l'évolution de marqueurs métaboliques cérébraux par spectroscopie RMN, en utilisant des modèles animaux. Chez le rat, la région d'intérêt que nous souhaitons explorer occupe un volume de l'ordre du micro litre située dans une zone à 6,6 mm du sommet du crâne.

Ce contexte particulier nécessite l'utilisation d'un micro-capteur biologique spécialement conçu pour cette application. Ainsi, un micro-récepteur RMN implantable a été développé par notre équipe.

Dans le chapitre 1, nous introduisons les détails du contexte de ce travail, qui fait appel à des domaines allant de la spectroscopie RMN localisée pour l'étude de faibles volumes, au développement de micro-capteurs, en passant par la compatibilité de ceux-ci avec l'échantillon et avec l'environnement RMN. Dans ce chapitre, nous effectuons un récapitulatif des résultats précédents obtenus avec une ancienne version du micro-récepteur RMN implantable. Les résultats précédents nous ont motivés pour effectuer ce travail afin d'améliorer la sensibilité et les aspects post implantation de ce micro-récepteur RMN.

Cette thèse est répartie en deux parties, la première partie correspond au réexamen de la fabrication du micro-récepteur ainsi qu'à la modélisation de celui-ci. Cette partie comprend les chapitres 2 et 3. La deuxième partie correspond à l'application du principe d'amplification locale faible bruit à notre micro-récepteur. Cette partie comprend les chapitres 4 et 5.

Dans le chapitre 2 nous présentons un travail d'optimisation des micro-récepteurs pour différentes formes géométriques et nous proposons deux procédés de fabrication

nous permettant d'obtenir un bon facteur de qualité par rapport à l'état de l'art sur la fabrication de micro-bobines.

Dans le chapitre 3, ces prototypes sont caractérisés et leurs paramètres électriques sont extraits à l'aide d'un modèle polynomial que nous proposons dans ce travail de thèse. Connaissant les caractéristiques électriques, nous proposons un circuit électrique équivalent du micro-récepteur permettant d'approfondir l'étude de son comportement. Ce circuit servira de base pour évaluer les possibilités d'amélioration de la sensibilité de celui-ci dans la partie II de ce manuscrit.

Dans le chapitre 4, nous effectuons une analyse de l'existant par rapport à l'amélioration de la sensibilité du micro-récepteur en l'associant avec un amplificateur faible bruit (LNA). Dans ce chapitre, nous avons justifié l'intérêt d'utiliser un LNA au plus près de la bobine. L'analyse des problématiques rencontrées sur des travaux précédents sur ce sujet nous permet de déterminer les risques d'interaction entre les circuits intégrés et l'environnement RMN ainsi que des effets provoqués par ces interactions.

Dans le chapitre 5, nous appliquons l'amplification local faible bruit avec notre micro- récepteur et aussi avec une bobine réceptrice de surface. Pour réussir cette amplification locale, nous avons fait un récapitulatif des contraintes à remplir par le circuit d'adaptation entre l'amplificateur et le micro-récepteur pour assurer un rapport signal sur bruit maximal. La fabrication des prototypes a été réalisée en collaboration avec l'ESIEE à Paris. Malgré les difficultés rencontrées pour la fabrication des prototypes des micro-récepteurs, nous avons pu valider l'intérêt de l'amplification locale avec une bobine de surface dont les conclusions sont aussi valables dans le cas de notre micro-récepteur.

Chapitre 1

Contexte Général du Travail de Thèse

La spectroscopie par Résonance Magnétique Nucléaire est un outil de diagnostique médical non invasif qui permet d'avoir des informations très précises sur la structure d'une molécule ou sur la composition chimique d'un échantillon. Dans la section 1.1 de ce chapitre, nous effectuons une introduction des principes de la RMN, en partant du phénomène physique à l'obtention d'un spectre d'un échantillon.

Dans la section 1.2, nous présentons l'objectif final du projet de recherche et nous faisons un récapitulatif du travail qui a été effectué précédemment dans notre équipe pour fixer les axes de travail de cette thèse.

1.1. Principes de la RMN

Dans l'ensemble de ce travail de thèse, nous avons considéré le repère donné dans la figure 1.1.1. Sur ce repère, le champ statique B_0 se trouve le long de l'axe $\overrightarrow{Ox}$. Au laboratoire CREATIS, nous disposons d'un système *IRM Bruker Biospec 47/20* dont le champ statique est de 4,7 T. Les applications futures du micro-récepteur développé dans le cadre de ce travail de thèse sont prévues pour une utilisation dans un champ de 7 T à l'Université de New York.

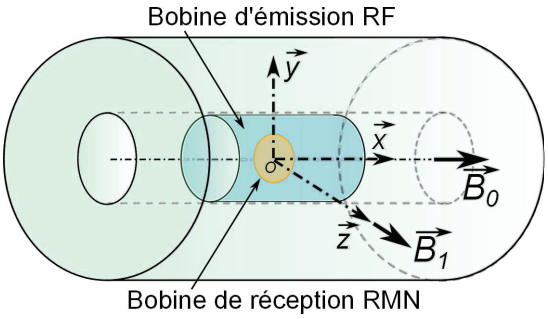


FIGURE 1.1.1: Repère choisi du sytsème RMN de notre laboratoire.

Selon les considérations qui seronts introduites dans le paragraphe 1.1.4, la bobine d'émission est placée de façon à ce que le champ $B_{1,RF}$ soit généré sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$.

Cette bobine d'émission reçoit une l'impulsion RF en provenance d'un amplificateur de puissance relié au système de spectrométrie qui permet de piloter l'ensemble. La bobine réceptrice de surface se trouve sur le plan $\overrightarrow{x}O\overrightarrow{z}$ et nous permettra de mesurer le champ $B_{1,FID}$ sur l'axe $\overrightarrow{Oy}$.

1.1.1. Origines quantiques

Le noyau d'un atome est constitué de nucléons (protons et neutrons) qui possèdent un nombre quantique de spin s qui caractérise un moment cinétique intrinsèque provoqué par le mouvement des quarks à l'intérieur de chaque nucléon. Le nombre quantique de spin peut prendre les valeurs suivantes :

$$s = 0,\ 1/2,\ 1,\ 3/2,\ 2,\ 5/2...$$

Le mouvement de ces sous-particules positives et négatives (les quarks) induit un moment angulaire de spin $\overrightarrow{s}$, qui dépend du nombre quantique de spin comme le montre l'équation ci-dessous :

$$\overrightarrow{s} = \frac{h}{2\pi} \cdot \sqrt{s\,(s+1))} = \hbar \cdot \sqrt{s\,(s+1))} \tag{1.1.1}$$

où h est la constante de Planck et $\hbar = 1,055\,10^{-34}(J.s)$ est la constante de Planck normalisée. A ce moment angulaire nous pouvons associer un moment magnétique de spin μ_s comme le montre la relation suivante :

$$\overrightarrow{\mu_s} = \gamma_s \cdot \overrightarrow{s} = \gamma_s \hbar \cdot \sqrt{s\,(s+1))} \tag{1.1.2}$$

où γ_s est le rapport gyromagnétique. Pour un noyau donné, on peut définir un nombre quantique magnétique m_s qui détermine l'orientation d'une orbite. En effet, ce nombre quantique est quantifié et peut prendre comme valeur $-s$ ou $+s$. Donc, pour un noyau donné, il y a $2s+1$ différents états de m_s.

Les noyaux avec des spins 1/2 ont deux états des spin : $m_{s\downarrow} = -1/2$ ou $m_{s\uparrow} = 1/2$. A l'équilibre thermique, ces états ont la même énergie ϵ et la somme résultante des moments magnétiques de chaque atome sera nulle.

1.1.2. Génération du vecteur d'aimantation

Lorsque ces atomes sont soumis à un champ statique B_0 suivant un axe $\overrightarrow{Ox}$, crée par un aimant statique, l'énergie potentielle de chaque état est donnée par :

$$E_{m_s} = \epsilon - \gamma_s m_s \hbar B_0 \tag{1.1.3}$$

Au moment où les atomes sont soumis au champ magnétique, il s'alignent aléatoirement dans le sens parallèle ou anti-parallèle de celui-ci comme le montre la figure 1.1.2. La différence de nombres d'atomes avec un moment magnétique positif ou négatif, crée une différence d'énergie exprimée par :

$$\Delta E = E_{\downarrow} - E_{\uparrow} = \gamma_s \hbar B_0 = 2\pi\hbar f_L \tag{1.1.4}$$

où f_L est la fréquence équivalente de transition entre les états d'énergie.

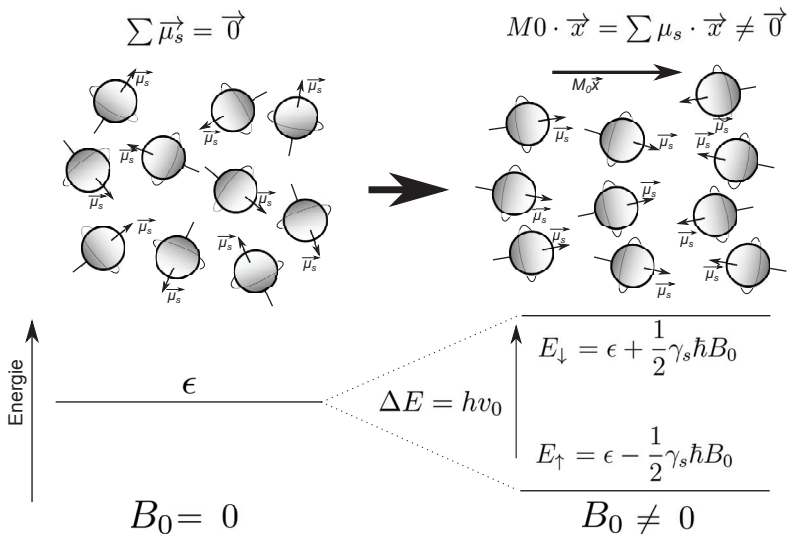


FIGURE 1.1.2: Alignement des moments magnétiques d'un échantillon sous l'influence du champ statique B_0 et niveau d'énergie des états quantiques en fonction de l'intensité du champ magnétique statique.

A cette fréquence de transition, on associe la fréquence de précession de Larmor $\omega_L = 2\pi f_L$, qui définit la fréquence de rotation angulaire du moment magnétique autour du champ de polarisation B_0 sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$:

$$\overrightarrow{\omega_L} = -\gamma_s \overrightarrow{B_0} \tag{1.1.5}$$

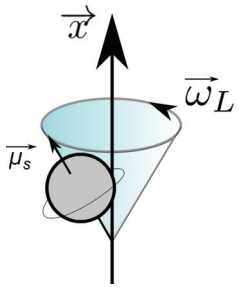


FIGURE 1.1.3: Précession des moments magnétiques au tour de l'axe du champ de polarisation.

D'après la distribution de Fermi applicable aux particules de spin $a/2$, avec a un nombre impair [1], la concentration de spins par unité de volume n d'un état énergétique en fonction de la probabilité P et du nombre total de spins par unité de volume N_s est :

$$n = N_s P = \frac{1}{e^{\frac{\epsilon}{k_B T}} e^{\frac{-\gamma_s m_s \hbar B_0}{k_B T}} + 1} \tag{1.1.6}$$

Par ailleurs, d'après Bloembergen [2], le rapport des distributions de Boltzman est une bonne approximation du rapport des concentrations des deux états à l'équilibre est :

$$\frac{n_\downarrow^0}{n_\uparrow^0} = \frac{N_s P_\downarrow^0}{N_s P_\uparrow^0} = e^{\frac{-\Delta E}{k_B T}} = e^{\frac{-\gamma_s \hbar B_0}{k_B T}} \tag{1.1.7}$$

or, le rapport $\frac{\gamma_s \hbar}{k_B T} \approx 6,81\,10^{-6}$, en posant cette quantité égale à ε_s et en appliquant un développement limité de deuxième ordre, on obtient :

$$\frac{N_s P_\downarrow^0}{N_s P_\uparrow^0} \cong 1 - \frac{\gamma_s \hbar B_0}{k_B T} \cong 1 - \varepsilon_s B_0 \tag{1.1.8}$$

De plus, la somme des deux probabilités doit être unitaire ($P_\downarrow^0 + P_\uparrow^0 = 1$), d'où :

$$\frac{1 - P_\uparrow^0}{P_\uparrow^0} \cong 1 - \varepsilon_s B_0 \tag{1.1.9}$$

soit :

$$P_\uparrow^0 = \frac{1}{2 - \varepsilon_s B_0} \tag{1.1.10}$$

et

$$P_\downarrow^0 = \frac{1}{2 + \varepsilon_s B_0} \tag{1.1.11}$$

ce qui donne finalement :

$$P_\uparrow^0 - P_\downarrow^0 = \frac{1}{2} \varepsilon_s B_0 \tag{1.1.12}$$

La différence entre les deux concentrations, caractéristique de l'écart entre les niveaux énergétiques, est :

$$\Delta n = N_s (P_\uparrow^0 - P_\downarrow^0) = \frac{1}{2} \cdot N_s \cdot \frac{\gamma_s \hbar B_0}{k_B T} \tag{1.1.13}$$

La différence de spins produite par l'écart entre les niveaux énergétiques, est à l'origine du vecteur d'aimantation M_0 par unité de volume sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$ [3, 4] :

$$M_0 \cdot \overrightarrow{x} = \frac{\chi B_0}{\mu_0} \cdot \overrightarrow{x} = \frac{N_s \gamma_s^2 \hbar^2 s\,(s+1))}{3k_B T} \cdot B_0 \cdot \overrightarrow{x} \tag{1.1.14}$$

Le nombre de spins par unité de volume N_s est défini par la concentration moléculaire c_i (en mol/kg), le nombre d'Avogadro N_A et le nombre de noyaux qui participent à la résonance magnétique dans la molécule n_{rmn}, pondéré par le pourcentage moyen de l'isotrope résonant P_{moy}. Ce pourcentage est représentatif de l'abondance de l'isotrope résonant par rapport à l'élément stable [5, 6].

$$N_s = n_{rmn} \frac{P_{moy}}{100} c_i N_a \tag{1.1.15}$$

Noyau	Spin	P_{moy} (%)	$\gamma_M/2\pi$ (MHz/T)
^1H	1/2	99,985	42,576
^{13}C	1/2	1,1	10,75
^{19}F	1/2	100	40,06
^{31}P	1/2	100	17,235
^{23}Na	3/2	100	11,262
^{29}Si	−1/2	4,7	8,454

TABLE 1.1: Tableau récapitulatif des constantes magnétiques

C'est grâce au vecteur d'aimantation que nous pouvons mesurer des signaux en RMN, or on constate que M_0 est directement proportionnel à l'intensité B_0 et à la quantité ε_s qui est très faible. C'est pour cette raison qu'il faut travailler avec des champs magnétiques statique intenses, notamment quand on effectue des mesures sur des échantillons de faible volume.

1.1.3. Impulsion RF

L'impulsion RF est générée par la bobine émettrice qui produit un champ magnétique $B_{1,RF}$ sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$. Sous l'influence de ce champ magnétique additionnel, la précession de Larmor dévient :

$$\overrightarrow{\omega_L} = -\gamma_s \left(\overrightarrow{B_0} + \overrightarrow{B_1}\right) \tag{1.1.16}$$

Cette impulsion provoque donc un basculement du vecteur d'aimantation de sa position de repos sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$. L'angle de basculement du vecteur d'aimantation dépend de la durée de l'impulsion RF. Ceci est déterminé par la séquence utilisée.

Par exemple, lorsque l'on applique une impulsion RF de 90° à la fréquence de précession du proton, nous pouvons distinguer deux mécanismes mis en jeu (cf. figure 1.1.4). Le premier mécanisme est la disparition du vecteur d'aimantation longitudinale sur l'axe $O\overrightarrow{x}$ due à l'égalisation du nombre de protons dans les deux niveaux d'énergie grâce à l'apport énergétique de l'impulsion RF à la fréquence de précession. Le deuxième mécanisme est l'apparition d'une composante transversale $M \cdot \overrightarrow{z}$ grâce à la mise en phase des spins des protons, déphasés à la base en raison des interactions moléculaires. L'application d'une impulsion RF de 180° provoque une inversion du vecteur d'aimantation.

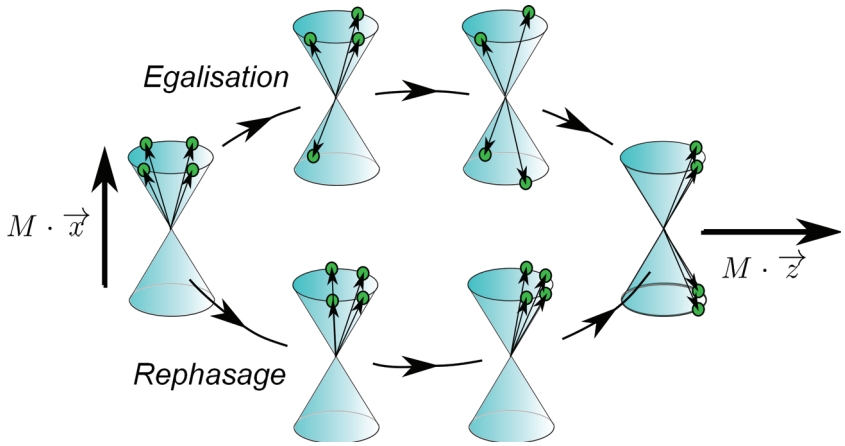


FIGURE 1.1.4: Génération du vecteur d'aimantation transversal grâce à l'impulsion RF à 90°.

La puissance de l'impulsion RF est limitée par le Débit d'Absorption Spécifique (DAS), déterminé en fonction de l'augmentation de température de l'échantillon étudié [7]. Les limites du DAS selon différents types de tissus sont spécifiés par la *Food and Drug Administration* aux États Unis [8]. Dans le cas de l'être humain, le DAS au niveau du corps entier est limité à 4 W/kg pendant 10 minutes et pour la tête la limite est de 3,2 W/kg.

De façon générale, le DAS est estimé par les unités d'imagerie, connaissant la puissance du signal RF à la sortie de l'amplificateur de puissance et connaissant les caractéristiques de la bobine émettrice et les propriétés électriques de l'échantillon [9, 10] :

$$DAS = \frac{\sigma \left|E\right|^2}{2\rho} \tag{1.1.17}$$

où $\sigma\,(S \cdot m^{-1})$ est la conductivité de l'échantillon, $E\,(V \cdot m^{-1})$ est la magnitude du champ électrique dans l'échantillon et $\rho\,(kg \cdot m^{-3})$ est la densité de l'échantillon.

Une estimation directe de la puissance absorbée par l'échantillon peut se faire en fonction de l'intensité du champ linéaire B_1 souhaité [11] :

$$P_{absorbée} = \frac{\pi\sigma\omega^2 B_1^2}{15} \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^5 \tag{1.1.18}$$

où D est le rayon de l'échantillon.

Sachant que la magnitude du champ B_1 est d'environ 2 µT à 13 µT [11, 12], pour une fréquence de 200 MHz, un échantillon de 100 mm de rayon et avec une conductivité unitaire, la puissance absorbée par l'échantillon est estimée entre 10 W et 40 W. Ceci est en accord avec les mesures effectuées par El-Sharkawy [12] sur des sujets avec un indice de masse corporel entre 10 et 25.

Ces niveaux de puissance absorbés sont obtenus pour une impulsion RF variant entre 500 W et 1 kW à la sortie de l'amplificateur de puissance [13]. Or, d'après ses mesures sous un champ statique de 3 T, El-Sharkawy [12] montre que la puissance dissipée par la bobine correspond à 56 % de la puissance à la sortie de l'amplificateur de puissance. Ainsi, la puissance réelle dissipée par une bobine émettrice a été estimée entre 90 W et 450 W pour une impulsion de 7 ms et de 1 ms respectivement.

1.1.4. Mesure du signal RMN

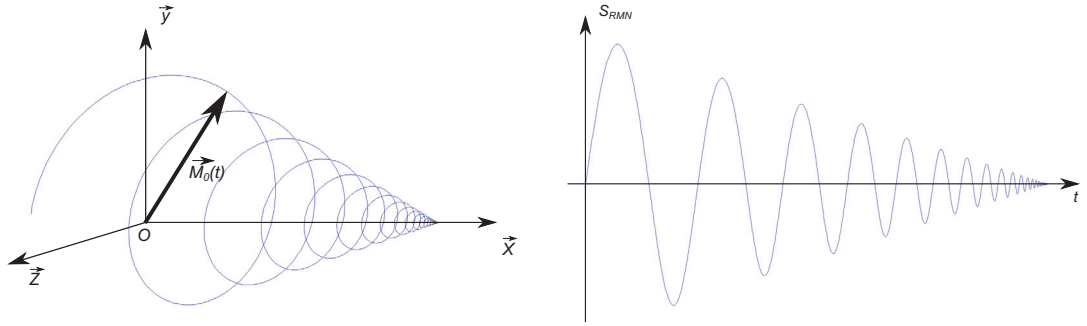
A l'arrêt de l'impulsion RF, le vecteur d'aimantation M_0 rentre dans une phase d'induction libre, ou FID (pour *Free Inductance Decay*), jusqu'au retour à sa position de repos sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$ comme le montre la figure 1.1.5a. D'après Doty [14], l'amplitude maximale en volts du signal RMN est donnée par l'expression ci-dessous :

$$S_{max} = \omega_L M_0^{\perp} V_{ech} \left(\frac{B_1}{i}\right) \tag{1.1.19}$$

où ω_L est la fréquence de résonance de Larmor exprimé en en $rad.s^{-1}$, $M_0^{\perp}$ est le vecteur d'aimantation transversale exprimé en $J.T^{-1}.L^{-1}$, V_{ech} est le volume de l'échantillon en L et B_1/i est le champ magnétique par unité de courant représentatif de la bobine réceptrice en $T.A^{-1}$.

L'évolution du vecteur d'aimantation peut se mesurer à travers sa projection sur l'axe $\overrightarrow{Oy}$ ou sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$ ou bien sur les deux axes (cas d'une bobine réceptrice en quadrature).

Lorsque l'on utilise une bobine pour l'émission du signal RF et une autre bobine pour la mesure du FID, il est indispensable que les champs $\overrightarrow{B_0}$, $\overrightarrow{B_{1,RF}}$ et $\overrightarrow{B_{1,FID}}$ soient orthogonaux. Dans le cas d'une bobine réceptrice de surface, celle-ci doit être positionnée sur le plan $\overrightarrow{x}O\overrightarrow{z}$ afin de mesurer la composante de l'induction libre sur l'axe $\overrightarrow{Oy}$ (cf. figure 1.1.5b).



(a) Induction libre du vecteur $M_0(t)$. (b) Mesure de l'induction libre $M_y(t)$.

FIGURE 1.1.5: Mesure de l'induction libre représentative du retour du vecteur d'aimantation à sa position de repos.

L'évolution du vecteur d'aimantation obéit aux équations de Bloch [15] données ci-dessous :

$$\frac{d\overrightarrow{M_x}}{dt} = \left(\overrightarrow{M_0} \wedge \gamma_s \overrightarrow{B_0}\right)_x + \frac{\overrightarrow{M_0}(0) - \overrightarrow{M_x}}{T_1} \tag{1.1.20}$$

$$\frac{d\overrightarrow{M_y}}{dt} = \left(\overrightarrow{M_0} \wedge \gamma_s \overrightarrow{B_0}\right)_y - \frac{\overrightarrow{M_y}}{T_2} \tag{1.1.21}$$

$$\frac{d\overrightarrow{M_z}}{dt} = \left(\overrightarrow{M_0} \wedge \gamma_s \overrightarrow{B_0}\right)_z - \frac{\overrightarrow{M_z}}{T_2} \tag{1.1.22}$$

Sur ces équations, le premier terme correspond à la phase d'impulsion RF et le deuxième correspond à la phase d'induction libre. Sur l'équation 1.1.20, T_1 est représentatif de la relaxation longitudinale ou relaxation spin-réseau. Cette constante décrit le transfert d'énergie des interactions entre les spins et le réseau moléculaire de l'échantillon et elle est donc caractéristique de la structure physique de l'échantillon.

Dans les équations 1.1.21 et 1.1.22, T_2 représente la relaxation transversale ou relaxation spin-spin. Cette constante est représentative du déphasage entre les spins lorsqu'ils se replacent dans la position de repos. Ce déphasage est dû aux interactions spin-spin et provoque des faibles variations du champ autour de l'échantillon.

Dans la pratique, la relaxation transversale effective est T_2^*. Elle tient compte des déphasages entre les spins dus aux inhomogénéités macroscopiques du champ B_0

comme le montre l'équation ci-dessous :

$$\frac{1}{T_2^*} = \frac{1}{T_2} + \frac{\gamma_s \Delta B_0}{2} \tag{1.1.23}$$

La relaxation transversale effective est caractéristique de l'amortisement exponentiel du signal RMN en libre induction. Ainsi, la projection du signal RMN sur l'axe $\overrightarrow{Oy}$ est donnée par la relation ci-dessous :

$$S_{FID,y}(t) = S_{max}(0) \cdot sin\,(\omega_L t) \cdot e^{-t/T_2^*} \tag{1.1.24}$$

1.1.5. Spectroscopie et Spectroscopie Localisée

La spectroscopie par RMN permet de visuliser la composition chimique d'un échantillon. Comme nous l'avons introduit, les constantes T_1 et T_2 sont dépendantes des liaisons chimiques auxquelles le noyau étudié est lié. Ces interactions se matérialisent par une modification du champ local exprimée par l'équation suivante :

$$B_{eff} = (1 - \delta_{ppm}) \cdot B_0 \tag{1.1.25}$$

où δ_{ppm} est le déplacement chimique correspondant au décalage de la fréquence de précession d'un spin dû au champ efficace B_{eff} qui l'entoure. Le déplacement chimique est donné par l'équation ci-dessous :

$$\delta_{ppm} = \frac{f_{eff} - f_{ref}}{f_L} \cdot 10^6 \tag{1.1.26}$$

où f_L est la fréquence de précession associée au champ B_0, f_{ref} est la fréquence de référence et f_{eff} est la fréquence de précession associée au champ efficace B_{eff}.

Les variations locales du champ magnétique donnent naissance à un signal RMN complexe, composé de plusieurs signaux simples avec des amplitudes et fréquences efficaces particulières. Chaque signal simple est caractéristique des liaisons chimiques propres à la molécule.

Ainsi, la transformée de Fourier du signal complexe nous permet de distinguer les pics représentatifs des différentes molécules présentes dans un échantillon dans le même spectre. Sur la figure 1.1.6, nous donnons un exemple du spectre des métabolites cérébraux chez le rat.

La division spatiale d'un volume en voxels se fait à l'aide des gradients de champ dans les trois directions de l'espace (x, y et z) afin de réaliser des codages en fréquence et en phase pour une coupe donnée (cf. figure 1.1.7).

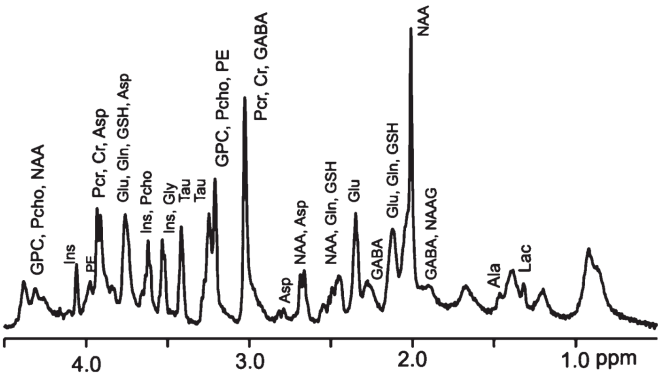


FIGURE 1.1.6: Spectre des métabolites cérébraux chez le rat [16]

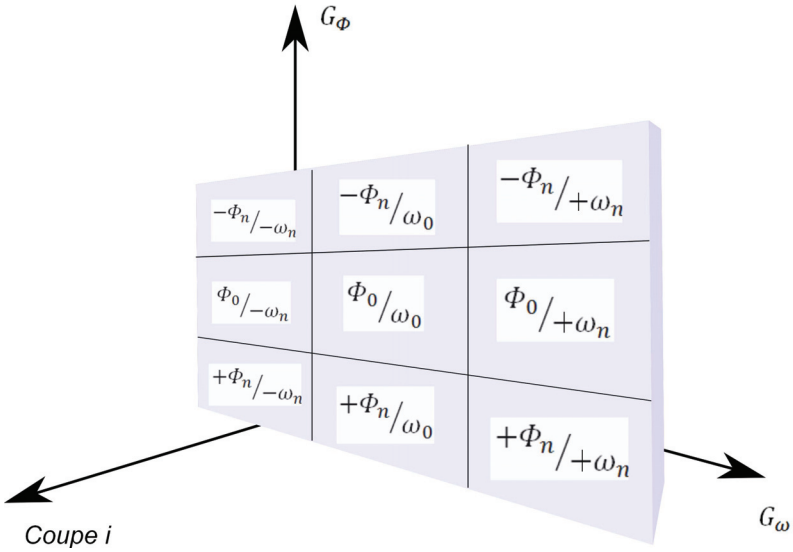


FIGURE 1.1.7: Codage spatial en fréquence et en phase d'une coupe en RMN.

La spectroscopie d'un volume permet d'obtenir des informations les molécules présentes dans un ensemble de voxels codés spatialement alors que la spectroscopie localisée permet obtenir des informations sur la composition chimique d'un voxel en particulier.

La spectroscopie localisée trouve son intérêt dans l'analyse de certaines parties du corps comme le cerveau, où chaque région de celui-ci a des compositions chimiques différentes.

1.2. Micro-bobines RMN implantables

Dans cette section, la finalité du projet de recherche est présentée dans le paragraphe 1.2.1. Le contexte RMN précis dans lequel se situe ce travail de thèse est présenté dans le paragraphe 1.2.2. Les résultats obtenus au sein de notre équipe ainsi que les objectifs de ce travail seront présentés dans le paragraphe 1.2.3.

1.2.1. Présentation du projet de recherche

Le projet de recherche dans lequel se situe ce travail de thèse a pour objectif de caractériser l'évolution au cours du temps des métabolites cérébraux dans le cas des maladies neurodégénératives, plus particulièrement, dans le cas de la maladie d'Alzheimer, à l'aide de modèles animaux de cette maladie.

Dans un rapport de la *"World Health Organization and Alzheimer's Disease International"* [17] de 2012, il a été estimé qu'il y a environ 36 millions d'habitants dans le monde qui souffrent de démences provoquées par la maladie d'Alzheimer.

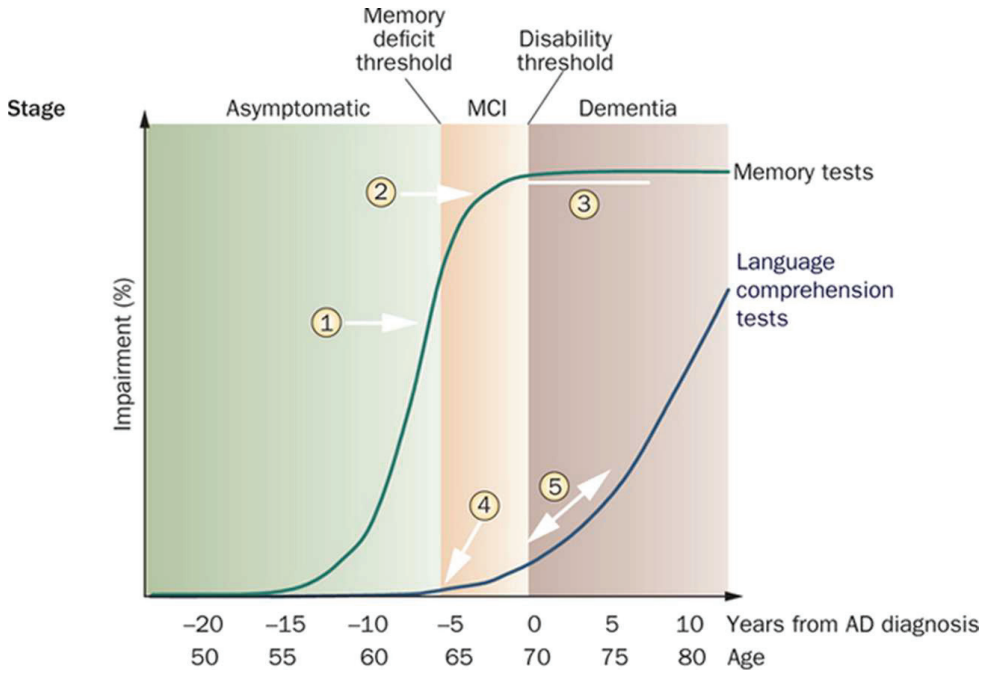
Malgré les efforts de détection de cette maladie par la surveillance de l'inflammation de l'hippocampus par Imagérie par Résonance Magnétique (IRM) fonctionnelle [18, 19], par le suivi de bio-marqueurs du fluide cérébrospinale [20] ou par le suivi de bio-marqueurs dans le sang récemment développé par Federoff [21], la détection de cette maladie se fait généralement de façon tardive et certaines de ces méthodes ne fournissent pas des informations reproductibles [22].

En effet, comme nous pouvons l'observer sur la figure 1.2.1, cette maladie peut se déclarer jusqu'à 20 ans avant sa réelle détection alors qu'il existe des marqueurs de diagnostic précoce qui permettraient la mise en place de traitements médicaux nécessaires.

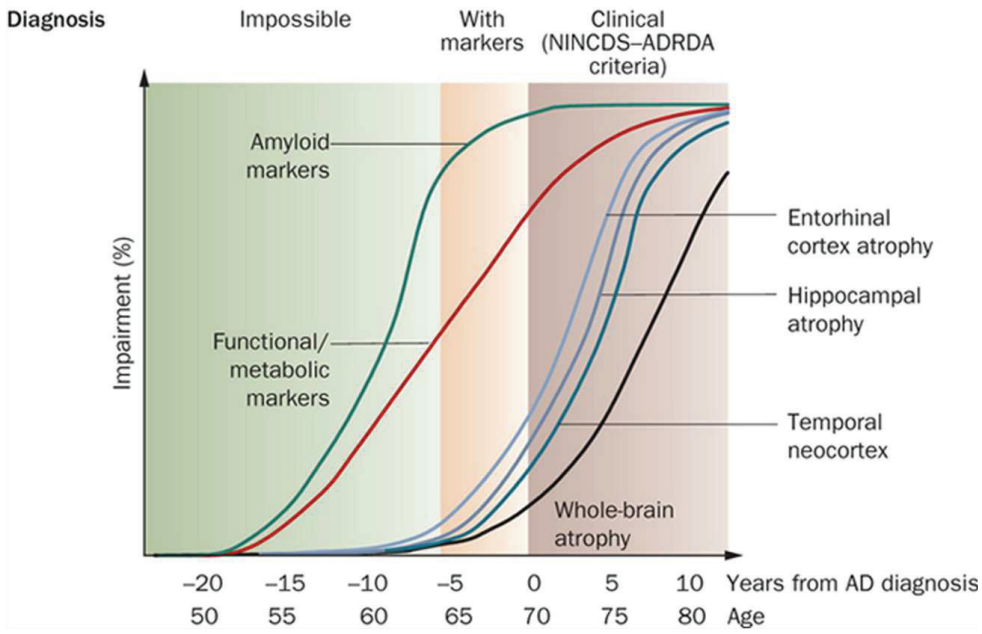
Le système cholinérgique est impliqué dans plusieurs processus comme l'éveil, l'attention, le cycle veille-sommeil, la mémoire, la perception, l'apprentissage ainsi que dans la régulation de l'activité électrique corticale et thalamique [23, 24, 25]. Or le déficit de ce système est caractéristique des patients atteints de la maladie d'Alzheimer [26].

Le réseau cholinérgique se trouve dans deux zones du cerveaux très spécifiques, la zone Latero Dorsal Tegmental Nucleus (LDT) et la zone Pedunculo Pontine Tegmental (PPT). Chez le rat, ces zones se situent à 6,6 mm de profondeur par rapport au crâne et occupent un volume de $1300 \times 1200 \times 1000$ µm^3 [27, figure 105]. En termes de spectroscopie RMN, cette zone de l'ordre de 1 µL représente notre région d'intérêt (ROI).

Le déficit du réseau cholinérgique entraine le changement de certains neurotransmetteurs et des métabolites cérébraux associés [23, 28]. Ces métabolites cérébraux et leurs concentrations chez l'homme et chez le rongeur sont récapitulés dans le tableau 1.2 [16, 29].



(a) Évolution des sympthomes.



(b) Détection chronologique.

FIGURE 1.2.1: Évolution chronologique de la maladie d'Alzheimer [30].

Métabolite	Groupe et déplacement chimique (ppm)				Molalité ($mmol/kg_{eau}$) (homme)	Molalité ($mmol/kg_{eau}$) (rongeur)	Rapport entre la concentration du métabolite et la concentration d'eau dans le cerveau (homme)	Rapport entre la concentration du métabolite et la concentration d'eau dans le cerveau (rongeur)
Choline	CH_3	3,2			0,9 à 2,5	1,7	0,09	0,09
	$^2CH_3$	3,5						
	$^1CH_3$	4,05						
NAA	$^2CH_3$	2,02			7 à 16	7,8	0,64	0,43
	$^3CH_2$	2,48 et 2,67						
	^2CH	4,38						
	NH	7,82						
Créatine	CH_3	3,03			8.2 à 16.1	3.9	0,67	0,22
	$^2CH_2$	3,9						
	NH	6,6						
MyoInositol	^5CH	3,27			4 à 8	5,7	0,33	0,32
	^1CH et ^3CH	3,52						
	^4CH et ^6CH	3,61						
	^2CH	4,05						
Glutamate	$^3CH_2$	2,03 et 2,12			12	8,1	0,67	0,45
	$^4CH_2$	2,33 et 2,35						
	^2CH	3,74						
Glutamine	$^3CH_2$	2,1 et 2,12			2 à 4	2,2	0,17	0,12
	$^4CH_2$	2,43 et 2,45						
	^2CH	3,75						
	NH_2	6,82 et 7,53						
GABA	$^3CH_2$	1,89			1	1,8	0,05	0,1
	$^4CH_2$	2,28						
	$^2CH_2$	3,01						
Aspartate	$^3CH_2$	2,65 et 2,8			1 à 2	2	0,08	0,11
	^2CH	3,89						
Lactate	$^3CH_3$	1,31			0,4	0,4	0,02	0,02
	^2CH	4,09						
Glucose	α anomère				1	2,5	0,05	0,14
	^1CH	5,21	^2CH	3,51				
	^3CH	3,69	^4CH	3,39				
	^5CH	3,82	^6CH	3,82				
	$^{6'}CH$	3,74						
	β anomère							
	^1CH	4,63	^2CH	3,23				
	^3CH	3,47	^4CH	3,38				
	^5CH	3,45	^6CH	3,88				
	$^{6'}CH$	3,7						
Taurine	$^2CH_2$	3,25			1,2	5,2	0,06	0,29
	$^1CH_2$	3,42						

TABLE 1.2: Métabolites cérébraux d'intérêt avec leur déplacement chimique (par rapport à la résonance du proton) et leur concentration chez l'homme et chez le rongeur [16, 29]

L'objectif de ce travail de thèse est donc d'améliorer un micro-récepteur RMN existant, dans le but d'être capables de mesurer l'évolution chronologique de ces métabolites cérébraux chez le rongeur.

Dans un premier temps, on s'intéresse à mesurer ces métabolites par RMN du proton ^1H sous des champs de 4,7 T et 7 T, soit à une fréquence de résonance de 200 MHz et 300 MHz respectivement. Toutefois, il est possible d'utiliser ce même micro-récepteur dans le cas de la résonance du carbone 13 (^{13}C) sous des champs de 4,7 T et 7 T , soit à une fréquence de résonance de 50 MHz et de 75 MHz respectivement. Ainsi, la plage de fréquences d'intérêt pour ce travail sera comprise entre 50 MHz et 300 MHz.

1.2.2. Micro-spectroscopie localisée pour faibles volumes

Dans le cas de l'analyse par spectroscopie RMN de volumes de l'ordre du µL, ce qui est le cas de notre application, il faut que la taille de la bobine et celle de l'échantillon soient du même ordre de grandeur afin d'obtenir la meilleure sensibilité possible. De plus, la bobine réceptrice doit être placée au plus près de la région d'intérêt pour assurer un bon couplage magnétique.

Dans ce paragraphe, nous allons introduire les sources de bruit dans le contexte de la RMN qui nous serviront à comprendre et à définir les figures de mérite dans le cas de la micro-spectroscopie localisée.

1.2.2.1. Sources de bruit en RMN

Dans le cas d'une bobine RMN, nous pouvons distinguer trois sources principales de bruit. La première est liée aux pertes propres de la bobine et les trois autres sont dues à l'environnement de celle-ci.

Bruit lié aux pertes intrinsèques à la bobine

Une bobine est fabriquée avec un fil conducteur dans lequel traverse un courant et donc une agitation de porteurs. Cette agitation se traduit par un échauffement thermique du conducteur qui donne origine au bruit thermique dans une bande fréquentielle Δf [31]. Ce bruit thermique est représenté par l'équation suivante :

$$B_{th} = \sqrt{4k_B T_c R_c \Delta f} \tag{1.2.1}$$

où T_c est la température du conducteur, R_c est la résistance en série du conducteur

et k_B est la constante de Boltzmann définie ci-dessous :

$$k_B = 1,3807\,10^{-23}\ \left[JK^{-1}\right] \tag{1.2.2}$$

En hautes fréquences, ce bruit est augmenté en raison de l'effet de peau [32, 33]. Ce phénomène électromagnétique consiste à avoir une accumulation du courant sur la surface du conducteur dans une épaisseur définie par l'équation suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi\mu_0\sigma f_0}} \tag{1.2.3}$$

où δ est l'effet de peau (en m) σ est la résistivité du conducteur, μ_0 est la perméabilité du vide et f_0 est la fréquence de travail (en Hz).

Dans le cas d'un conducteur circulaire de rayon r et de longueur l, la résistance du courant alternatif est donnée par l'équation suivante :

$$R_{ac} = \frac{\xi}{2\sigma} \cdot \frac{l}{(\pi r)^2} \cdot \frac{1}{\frac{\delta}{r} + \frac{\delta^2}{r^2} \cdot (e^{-r/\delta} - 1)} \tag{1.2.4}$$

où le facteur ξ est caractéristique de l'effet de proximité caractéristique d'un couplage électromagnétique lorsque les spires conductrices d'une bobine sont proches. Cet effet de proximité intensifie l'effet de peau.

Bruit lié aux pertes thermiques dues au couplage inductif avec l'échantillon

Le champ B_1 induit par l'impulsion RF provoque l'agitation thermique des charges de l'échantillon et donc une augmentation de la température dans celui-ci [34]. Ce bruit thermique est transmis à la bobine par le couplage inductif entre celle-ci et l'échantillon. Cette source de bruit, intrinsèque à la mesure du signal RMN, est représentée par une résistance de bruit R_i. Dans le cas d'une bobine circulaire de rayon a en contact avec un échantillon semi-infini avec une conductivité σ, la résistance de bruit est donnée par l'expression suivante [35] :

$$R_i \approx \frac{1}{3}\sigma\mu_0^2\left(2\pi f_0\right)^2 a^3 \tag{1.2.5}$$

Bruit lié aux pertes diélectriques dans l'échantillon

Si l'on considère la bobine et l'échantillon comme deux surfaces conductrices, en cas de présence d'une différence de potentiel entre ces surfaces, nous serons dans le cas d'un couplage capacitif. Ce couplage capacitif peut provoquer des pertes exprimées par la relation ci-dessous [36] :

$$R_d = \tau\left(2\pi f_0\right) L^2 C_d \tag{1.2.6}$$

où τ est le facteur de pertes, L est l'inductance de la bobine et C_d est la capacité distribuée entre les spires et l'échantillon.

Dans le cas d'une bobine solénoïdale, cette capacité est estimée grossièrement au tour de 2 pF par cm de diamètre. Ces pertes diélectriques peuvent être minimisées par la distribution de la capacité d'adaptation [37].

Bruit lié aux pertes dues à l'environnement de la bobine réceptrice

Dans le cas d'utilisation de deux bobines différentes pour l'émission et la réception, il peut y avoir un couplage électromagnétique pendant la phase de réception entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice. Or ce couplage peut transmettre le bruit la bobine d'émission à la bobine de réception [38].

Bruit lié au retour des spins à la position de repos

Le bruit des spins est dû au repositionnement aléatoire des spins lorsque l'impulsion RF est arrêtée. [39, 40, 41, 42]. Il a été montré que ce bruit est dépendant des propriétés du circuit d'adaptation et de la ligne de transmission utilisée [43] et que son impact est plus important lorsque l'on travaille avec des échantillons dont la densité de spins est inférieure à 10^7 [44].

1.2.2.2. Facteurs de mérite dans l'analyse de faibles volumes

Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit (RSB) est la figure de mérite de base en RMN. Il est défini comme le rapport entre l'amplitude du signal et l'amplitude moyenne quadratique du bruit [3, 45, 46] :

$$RSB = \frac{A_{max,signal}}{A_{RMS,bruit}} \tag{1.2.7}$$

Si nous ne considérons que les sources thermiques de bruit et l'amplitude du signal RMN donnée par l'équation 1.1.19, le rapport signal sur bruit en RMN peut se calculer grâce à l'expression suivante :

$$RSB = \eta^2 \frac{\left(\frac{B_1}{i}\right) \omega_0 M_0^{\perp} V_{ech}}{\sqrt{4kT_s R_{bruit} \Delta f}} \tag{1.2.8}$$

où $\omega_0 = 2\pi f_0$ et η est le facteur de remplissage defini par le rapport suivant :

$$\eta = Volume\ échantillon / Volume\ bobine \tag{1.2.9}$$

Ce facteur de remplissage montre l'intérêt d'utilisation d'une micro-bobine de mêmes dimensions que l'échantillon et placée au plus près du volume à étudier dans le cas de la micro-spectroscopie localisée [32, 47].

Le RSB peut être pondéré en fonction du nombre d'acquisitions (N_{acq}) d'une expérience RMN pour le ramener à celui que nous aurions obtenu lors d'une seule acquisition :

$$RSB_{Nacq} = \frac{RSB}{\sqrt{N_{acq}}} \tag{1.2.10}$$

Le RSB peut être aussi pondéré en fonction du temps d'acquisition T_{acq} :

$$RSB_{Tacq} = \frac{RSB}{\sqrt{T_{acq}}} \tag{1.2.11}$$

Sensibilité

La sensibilité d'une bobine réceptrice en RMN s'exprime en terme de concentration ou en terme de quantité de matière selon les relations suivantes [48] :

$$S_C = \frac{RSB}{c_i} \tag{1.2.12}$$

$$S_m = \frac{RSB}{mol} \tag{1.2.13}$$

où c_i est la concentration d'un produit en mol/kg, et mol est le nombre de moles.

Limite de détection

La limite de détection en fonction de la concentration détermine le seuil minimal qu'une bobine réceptrice est capable de détecter pour une concentration donnée. Cette limite est donnée par la relation suivante [49] :

$$LOD_c = \frac{3}{S_c} = \frac{3 \cdot c_i}{RSB} \tag{1.2.14}$$

Cette limite de détection peut s'exprimer aussi en fonction du nombre de moles d'un soluté par la relation suivante :

$$LOD_m = \frac{3}{S_m} = \frac{3 \cdot mol}{RSB} \tag{1.2.15}$$

Nombre minimum de spins détectables

Cette figure de mérite représente la sensibilité d'une bobine à détecter une quantité de spins donnée [50] :

$$N_{min} = \frac{N_s V_{ech}}{RSB\sqrt{\Delta f}} \tag{1.2.16}$$

où N_s est le nombre de spins par unité de volume d'un produit donné et V_{ech} est le volume de l'échantillon étudié.

1.2.3. Première version du micro-récepteur : résultats et difficultés

La solution choisie pour notre application est d'utiliser une micro-bobine, qui nous permet la réalisation de la micro-spectroscopie, associée à des micro-pistes, qui permettent sa localisation spatiale.

Dans ce paragraphe, nous présenterons la première version de cet ensemble sous forme d'un micro-récepteur RMN implantable, ainsi que les résultats obtenus précédemment. A partir de ces résultats, les axes de travail de cette thèse ont été fixés.

1.2.3.1. Micro-récepteur RMN implantable

Afin de pouvoir détecter et quantifier les variations de métabolites dans la région d'intérêt dans le cerveau de rat, une première version du micro-récepteur RMN a été développée dans des travaux précédents au sein de notre équipe [51, 52, 53, 54, 55].

Ce micro-récepteur a été fabriqué par électrodéposition de 38 µm de cuivre (Cu) sur un substrat de verre de 400 µm d'épaisseur. La bonne adhésion entre le substrat de verre et le cuivre est assurée par une couche de 20 nm de titane (Ti). Le procédé de fabrication de la première version du micro-récepteur est illustré dans la figure 1.2.2.

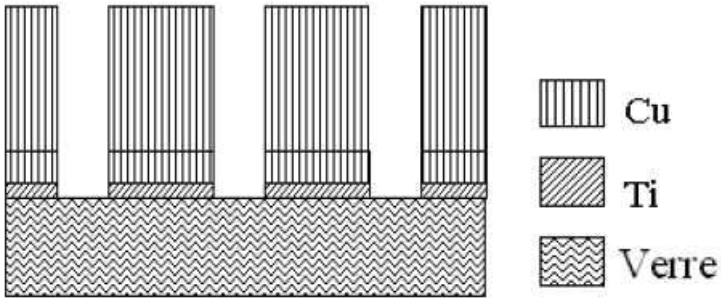


FIGURE 1.2.2: Procédé de fabrication de la première version du micro-récepteur [51, figure II.2].

La partie active en termes de réception du signal est une micro-bobine composée de 4 spires ellipsoïdales, disposées sur une surface de $500 \times 1000\,\mu m^2$. Pour atteindre la profondeur souhaitée, la bobine est reliée au circuit d'adaptation par des micro-pistes de 900 μm de longueur. Le centre de la bobine et la piste de signal centrale sont reliés par la technique de wire-bonding comme le montre la figure 1.2.3. De la même façon, les micro-pistes sont reliées au PCB par wire-bonding.

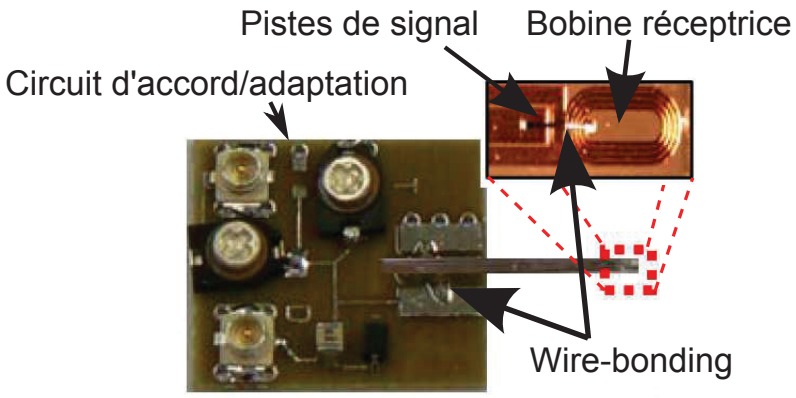


FIGURE 1.2.3: Première version du micro-récepteur RMN implantable et circuit d'accord, d'adaptation et découplage actif.

L'inductance et résistance de l'ensemble du micro-récepteur sont estimés à 14,4 nH et 1,27 Ω. Cependant, nous ne disposions pas de valeurs précises de l'impédance de la bobine (partie active de ce micro-récepteur) et de l'impédance des micro-pistes (partie passive du micro-récepteur).

Communement utilisé en RMN, le circuit d'accord et d'adaptation est basé sur un couplage capacitif. L'accord de la bobine pour résonner à la fréquence de travail est réalisé avec une capacité d'accord. L'adaptation du circuit à l'impédance caractéristique du câble coaxial du spectromètre, est assuré avec une capacité d'adaptation.

1.2.3.2. Résultats obtenus avec la première version

Il a été démontré par Baxan [52] que cette micro-bobine permet l'obtention d'un volume d'observation de l'ordre de 0,2 μL. Des mesures *in vitro* par spectroscopie RMN du proton ont été effectuées sous un champ statique de 4,7 T avec un échantillon contenant cinq métabolites cérébraux [51, figure III.14] : taurine, lactate, NAA, choline et GABA. La concentration de la taurine était de 50 $mmol/kg$ et celle des métabolites restantes était de 100 $mmol/kg$. Après avoir pondéré le RSB par le nombre d'acquisitions, la limite de détection de cette expérience est donnée dans la figure 1.2.4 dans laquelle nous constatons que l'utilisation seule de cette première version du micro-récepteur ne nous permet pas de mesurer *in vivo* les métabolites cérébraux chez le rongeur.

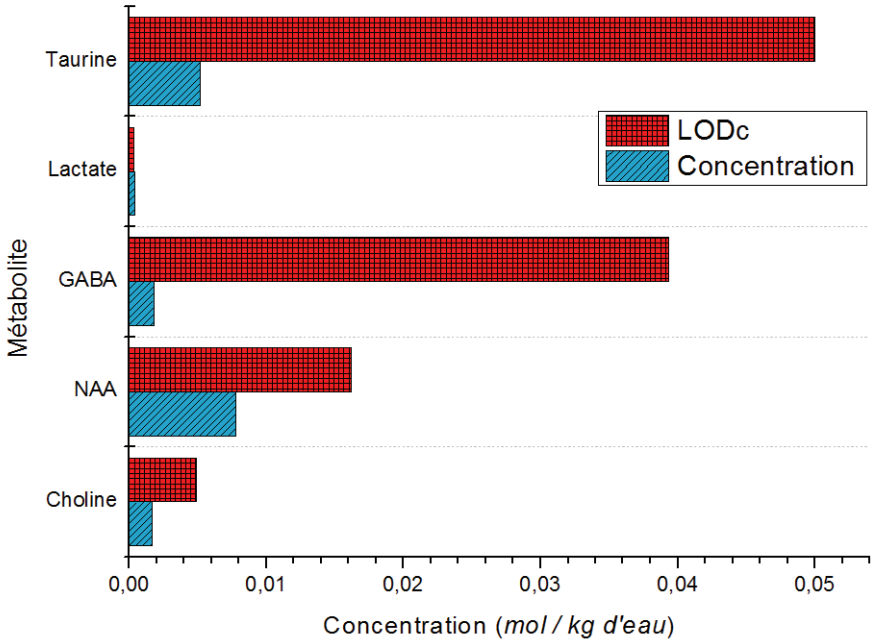


FIGURE 1.2.4: Limite de détection des métabolites cérébraux obtenus à l'aide de la première version du micro-récepteur [51, figure III.14].

Quant aux études de bio-compatibilité *in vivo*, elles ont montré que la surface rectangulaire de $500 \times 400 \mu m^2$ de la pointe de ce capteur provoque une pression et un stress du tissu cérébral suivie d'une nécrose cicatricielle relativement importante. Or, cette inflammation peut provoquer une réduction du champ de vue du micro-récepteur et par conséquent peut entacher les mesures du signal RMN [56, paragraphe V.4.2].

1.2.3.3. Travail préliminaire réalisé avec la première version du micro-récepteur

L'une des difficultés rencontrées dans les travaux précédents était l'accès aux réglages des capacités d'accord et d'adaptation lorsque le micro-récepteur était positionné au centre de l'aimant (soit à 54 cm du bord). Pour résoudre cette difficulté, nous avons exploré la possibilité de déporter les capacités d'accord et d'adaptation variables à l'aide d'un câble coaxial dont la longueur a été optimisée en utilisant un circuit de pré-adaptation fixe aux bornes du micro-récepteur. Les résultats de ce travail préliminaire ont été publiés dans l'article donné dans l'Annexe B.3 [57]. L'ensemble du circuit est illustré dans la figure 1.2.5.

Cette configuration avec des condensateurs locaux fixes et des condensateurs déportés variables nous a permis d'atteindre une plage fréquentielle d'adaptation d'environ 20 MHz comme nous pouvons le voir sur la figure 1.2.6. Le paramètre S11 obtenu dans les deux cas est inférieur à -30 dB.

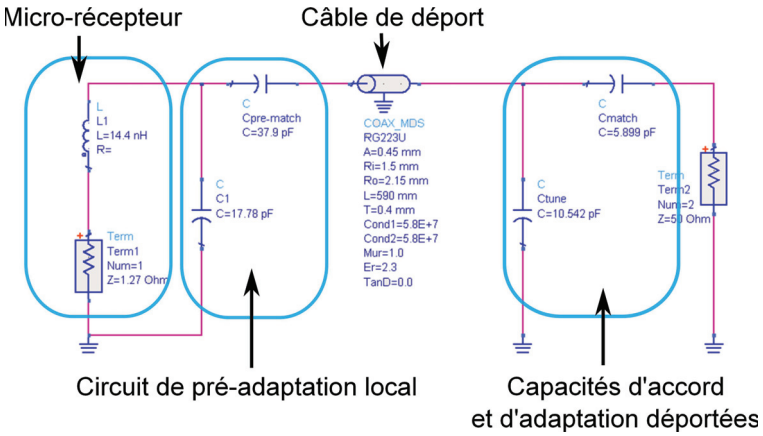
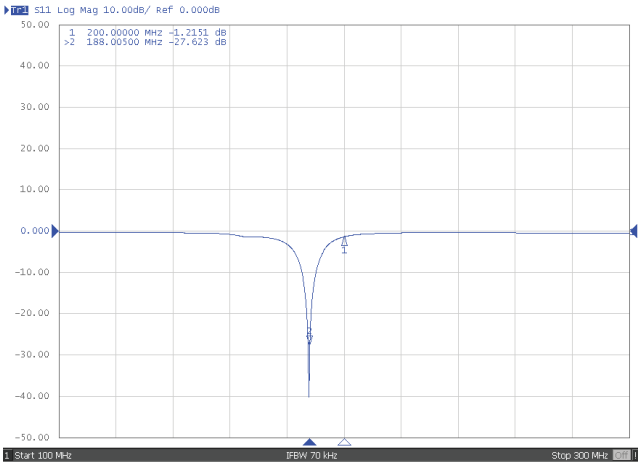
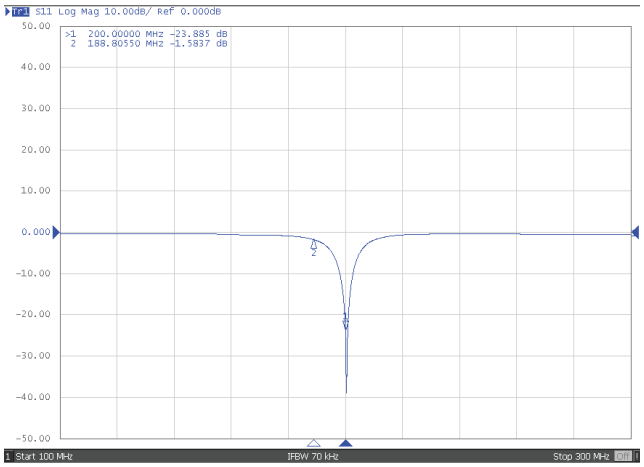


FIGURE 1.2.5: Circuit électrique équivalent de la première version du micro-récepteur avec un pré-circuit d'adaptation et des capacités d'accord et d'adaptation déportées.



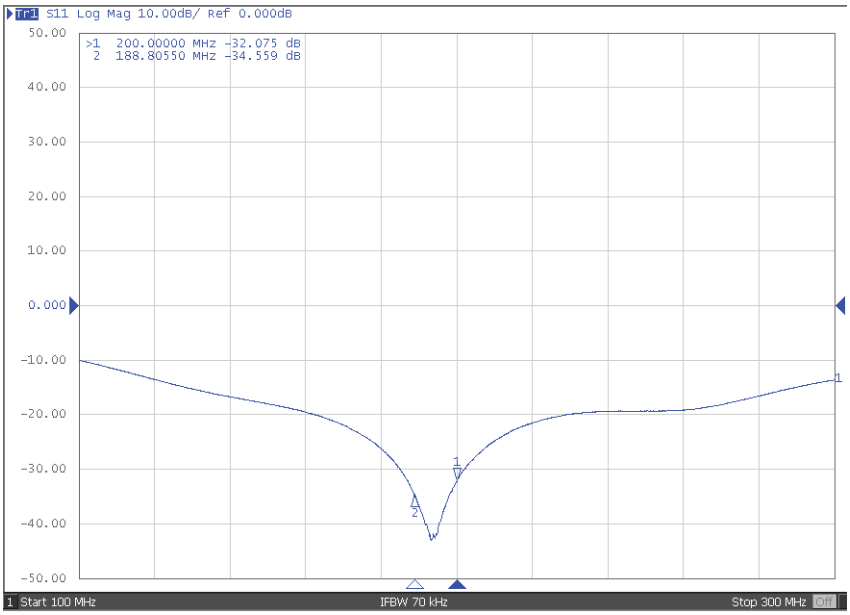
(a) Paramètre S11 (pour une résonance à 180 MHz) du micro-récepteur avec accord et adaptation locaux fixes et un circuit de déport réglable.



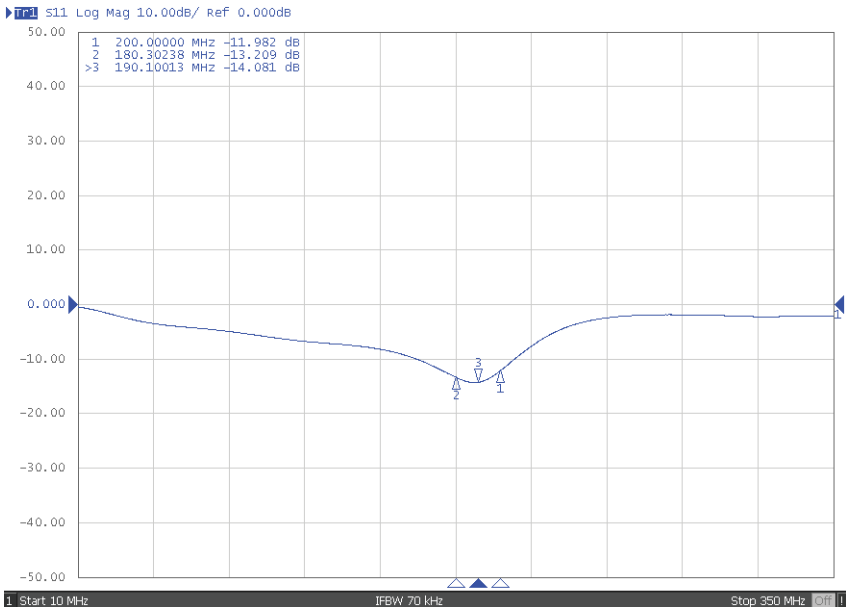
(b) Paramètre S11 (pour une résonance à 200 MHz) du micro-récepteur avec accord et adaptation locaux fixes et un circuit de déport réglable.

FIGURE 1.2.6: Plage de réglage de la fréquence de résonance de l'ancienne version du micro-récepteur à l'aide du circuit déporté.

Cependant, lorsque le câble de déport est directement relié à l'analyseur de réseau, nous avons constaté des instabilités du comportement fréquentielle du micro-récepteur (cf. figure 1.2.7). Des instabilités similaires ont été constatées lors de l'utilisation du déport avec des bobines de surface.



(a) Comportement correct du paramètre S11 (pour une résonance centrale à 194 MHz) du micro-récepteur avec accord et adaptation locaux fixes lorsque le câble de déport est directement relié à l'analyseur de réseau.



(b) Comportement dégradé du paramètre S11 du micro-récepteur avec accord et adaptation locaux fixes lorsque le câble de déport est directement relié à l'analyseur de réseau.

FIGURE 1.2.7: Instabilité du comportement de la micro-bobine avec le circuit de pré-adaptation locale et le câble de déport.

1.2.3.4. Points à améliorer

D'après les résultats obtenus avec la première version du micro-récepteur RMN implantable, les axes d'amélioration envisagés sont listés ci-dessous :

Faible sensibilité du récepteur

Comme nous l'avons vu sur la figure 1.2.4, la sensibilité de cette première version n'est pas suffisante pour détecter les métabolites cérébraux chez le rongeur dans la région d'intérêt souhaitée. Cette faible sensibilité peut s'expliquer par les pertes dues à la chaîne de transmission entre la bobine et l'amplificateur du spectromètre.

Ces pertes ont été estimées à environ 2 dB par El-Sharkawy [12] qui a constaté par des mesures que seulement 59% de la puissance émise par l'amplificateur du spectromètre est transmise à la bobine émettrice.

En plus de l'atténuation du signal RMN, la chaîne de réception provoque aussi une augmentation du bruit. L'ensemble se traduit par une réduction importante du RSB et par conséquent de la sensibilité du micro-récepteur.

Inflammation liés à l'implantation

Comme nous l'avons déjà mentionné, la grande surface rectangulaire de la pointe du micro-récepteur ($500 \times 400\,\mu m^2$) provoque une inflammation du tissu cérébral.

Problèmes liés au wire-bonding

Le wire-bonding, utilisé dans les versions précédentes des micro-récepteurs pour relier le centre de la bobine à la piste de signal et pour relier les extrémités des pistes au PCB, présente deux difficultés majeures. La première est le micro-soudage du fil en argent de 25 µm d'épaisseur sur la surface en cuivre du micro-récepteur. Après de nombreux essais infructueux au CIME de Grenoble, une finition en or ou argent des surfaces concernées semblait nécessaire pour faciliter le soudage du micro-fil, ainsi que l'augmentation des surfaces de soudage.

La deuxième difficulté est le maintien de ce contact, notamment lors que le micro-capteur est implanté dans le cerveau du rongeur. Cette difficulté a été rencontrée lors des implantations antérieures effectuées par notre équipe.

Par ailleurs, des défaillances liées au décollement et à la rupture ainsi que la présence d'inductances parasites ont été rapportées [58]. Il a été constaté aussi que les inductances parasites des wire-bonding introduisent des interactions électromagnétiques de l'ordre de la dizaine de nH [58], provoquant ainsi des inhomogénéités du champ au niveau de l'échantillon.

Définition rigoureuse d'un circuit électrique équivalent du micro-récepteur

Un modèle équivalent de la partie active du micro-récepteur (la micro-bobine) et

de la partie passive (les micro-pistes) est indispensable pour la compréhension du comportement intrinsèque du micro-récepteur et pour proposer des solutions d'amélioration de sa sensibilité.

1.2.3.5. Objectifs de ce travail de thèse

Les objectifs de ce travail de thèse sont donc :

1. Explorer d'autres solutions pour relier directement le centre de la bobine aux micro-pistes.
2. Proposer des solutions pour diminuer l'inflammation lors de l'implantation du micro-récepteur.
3. Donner un modèle du micro-récepteur nous permettant de mieux évaluer son comportement.
4. Améliorer la sensibilité du micro-récepteur afin de mesurer des métabolites cérébraux chez le rongeur.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit les bases en RMN nécessaires à la compression de l'environnement dans lequel se developpera ce travail de thèse. Nous avons également présenté le contexte général et les résultats de la première version du micro-récepteur RMN implantable qui nous ont permis de définir les objectifs de ce travail.

Première partie

Réexamen de la Fabrication et Modélisation de Micro-récepteurs Implantables

Chapitre 2

Fabrication Revisitée des Micro-récepteurs RMN Implantables

Dans ce chapitre nous réexaminons la géométrie du micro-récepteur RMN actuel afin d'optimiser sa sensibilité. Pour ce faire, nous explorerons de nouveaux procédés de fabrication permettant de résoudre les difficultés rencontrées lors de l'implantation.

Ainsi, dans la section 2.1 nous présenterons un état de l'art sur les différents procédés de fabrication de micro-bobines sur des substrat de silicium et de verre.

En se basant sur cet état de l'art, dans la section 2.2 nous proposerons une méthode de fabrication des micro-récepteurs sur substrat de verre et sur substrat de silicium. Nous allons explorer l'utilisation du substrat de Si car celui-ci offre la possibilité de fabriquer un circuit de conditionnement du signal sur le même substrat dans le but de concevoir à long terme un micro-système RMN actif.

L'optimisation du layout des micro-récepteurs sera présentée dans la section 2.3, compte tenu des procédés de fabrication définis précédemment.

Le détail de la fabrication des prototypes sera traité dans la section 2.4. Dans la section 2.5 nous effectuerons la validation de ceux-ci.

Finalement, dans la section 2.6 nous introduirons des méthodes de micro-usinage de surface permettant de donner une forme moins invasive à notre capteur afin de réduire les lésions lors de l'implantation.

2.1. État de l'art sur la fabrication de micro-bobines

La fabrication de micro-inductances ou micro-bobines sur un substrat de silicium avec un bon facteur de qualité reste un défi d'actualité. Ce paragraphe, est un récapitulatif des différentes techniques utilisées actuellement en fonction des performances en termes de facteur de qualité.

Il a été prouvé que des micro-bobines fabriquées par électrodéposition sur un substrat en verre permettent d'obtenir un facteur de qualité de 40 à 800 MHz [59], cependant un substrat de verre ne permet pas l'intégration de circuits actifs avec des technologies classiques autres que le SOI (Silicon On Insulator).

D'après la littérature [60, 61, 62], les micro-bobines planaires classiques, sur un substrat de silicium, présentent un facteur de qualité Q compris entre 4 et 15 à des fréquences de l'ordre du GHz. Le même résultat est obtenu pour des micro-bobines multi-couches fabriquées sur les différents niveaux de métallisation avec des procédés CMOS classiques [63, 64, 65]. Le silicium poreux est une autre technique qui permet d'obtenir un facteur de qualité de 7 à une fréquence de 2 GHz [66].

Chen et Liou [61] proposent un état de l'art très complet des solutions à utiliser pour améliorer le facteur de qualité Q allant de la suppression du substrat aux inducteurs symétriques. Parmi les meilleurs facteurs de qualité obtenus, nous avons celui des inducteurs avec une épaisseur de lignes optimisées et enlèvement du Si sous l'inducteur qui permet d'obtenir un facteur de qualité de l'ordre de 40 à une fréquence de 4 GHz [67] et celui des inducteurs suspendus avec un facteur de qualité de l'ordre de 70 à une fréquence de 6 GHz [68].

Dans les paragraphes suivants nous donnerons un aperçu des différentes méthodes de fabrication de micro-bobines existantes, en fonction du facteur de qualité maximal quelles nous offrent. Ces méthodes de fabrication sont compatibles avec l'environnement RMN contrairement à des méthodes de micro-usinage comprennant des noyaux magnétiques [69, 70].

2.1.1. Inducteurs symétriques

Les inducteurs symétriques sont couramment utilisés et leur mise en oeuvre est compatible avec les procédés de fabrication classiques [71, 72, 73, 74]. Illustrés dans la figure 2.1.1, ces inducteurs symétriques reposent sur le principe de réduction des différences potentielles entre les spires, ayant comme résultat un champ magnétique parfaitement centré dans l'axe de symétrie de la bobine. Ceci permet d'augmenter l'inductance mutuelle entre les spires et par conséquent d'améliorer le facteur de qualité. Les facteurs de qualité obtenus avec cette méthode ont des valeurs de l'ordre de 5,5 à une fréquence de 8 GHz [73].

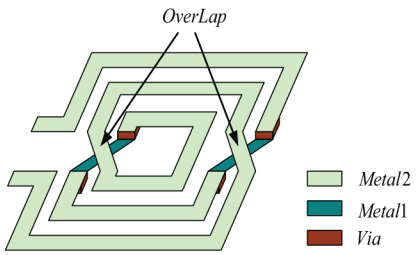


FIGURE 2.1.1: Inducteur symétrique [61].

2.1.2. Inducteurs multi-couches

L'une des méthodes les plus utilisées est l'empilement d'inducteurs ; méthode compatible avec les procédés de fabrication classiques. Cette technique consiste à fabriquer des bobines sur différentes couches métalliques en reliant les extrémités des différentes couches successives de façon à ce que le courant circule dans le même sens dans toutes les spires. Malgré la compatibilité de cette méthode avec les procédés de courants fabrication, le facteur de qualité obtenu est de l'ordre de 7 à une fréquence de 7 GHz [65]. L'avantage de cette technique est de pouvoir réduire la taille des inductances tout en gardant les mêmes performances [63, 64].

2.1.3. Silicium poreux

Le silicium poreux est obtenu par corrosion du silicium dans un bain électrolyte d'acide fluorhydrique (HF). La porosité du silicium permet d'avoir des propriétés diélectriques plus intéressantes et donc d'améliorer le facteur de qualité des bobines. Cette méthode a permis d'obtenir un facteur de qualité de 7 à une fréquence de 2 GHz [66].

2.1.4. Blindage lié à la masse

Cette méthode consiste à insérer une couche métallique, liée à la masse, entre l'inducteur et le substrat. Ce blindage a pour principal effet de réduire la distance entre l'inducteur et la masse ; permettant la réduction des courants de Foucault sur le substrat. La géométrie du blindage doit être conçue de façon à éviter la création de boucles de courant dans celui-ci, comme le montre la figure 2.1.2. Cependant, ce blindage augmente la valeur de la capacité parasite et réduit le facteur de qualité [61]. L'un des meilleurs facteurs de qualité obtenus avec cette méthode est de 7,5 à une fréquence de 2 GHz [75].

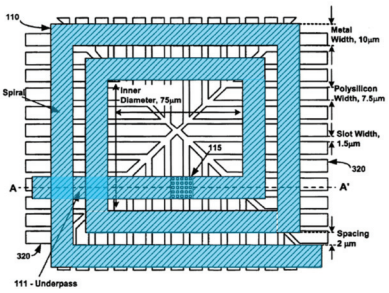


FIGURE 2.1.2: Bobine avec blindage lié à la masse [76].

2.1.5. Shunt horizontal

La méthode du shunt horizontal consiste à répartir le courant dans différents conducteurs ayant la même inductance et résistance. La division d'une spire en plusieurs conducteurs permet d'avoir une répartition de courant dans ceux-ci et permet la réduction de la résistance de l'ensemble ayant pour conséquence l'augmentation du facteur de qualité. Un facteur de qualité de 15 à une fréquence de 2 GHz a été obtenu par Tiemeijer [77].

2.1.6. Shunt vertical

Dans cette technique, le même inducteur est fabriqué dans différents niveaux de métallisation reliés entre eux par l'intérmédiaire de vias. Ceci à pour effet l'obtention d'une épaisseur "virtuelle" plus importante du conducteur, ce qui permet de réduire la résistance des spires. Avec cette méthode, un facteur de qualité de 19 à une fréquence de 6 GHz a été obtenu par Buyuktas [78].

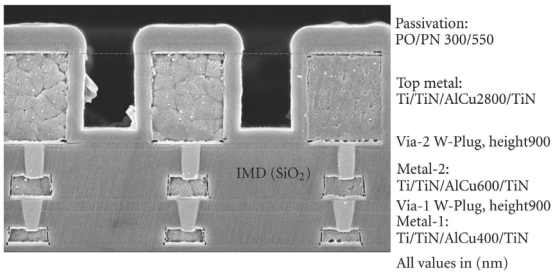


FIGURE 2.1.3: Inducteurs à shunt vertical [78].

2.1.7. Enlèvement du substrat

Cette technique consiste à retirer le substrat sous la bobine après sa fabrication [79, 80]. Ainsi, les pertes liées au substrat sont évitées. L'enlèvement du substrat se fait par un post traitement de la face arrière du wafer avec micro-usinage de volume. L'un des meilleurs facteurs de qualité rapportés est de 20 à une fréquence de 7 GHz [79].

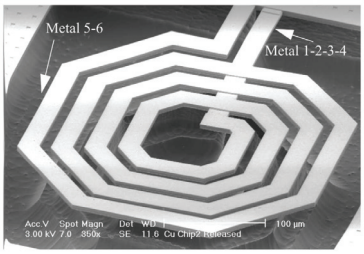
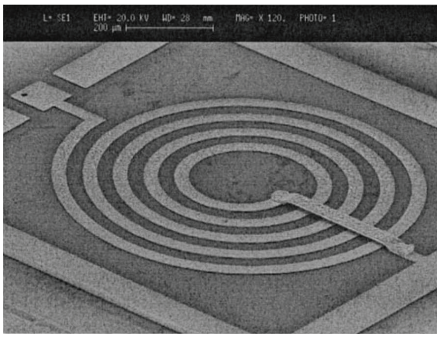


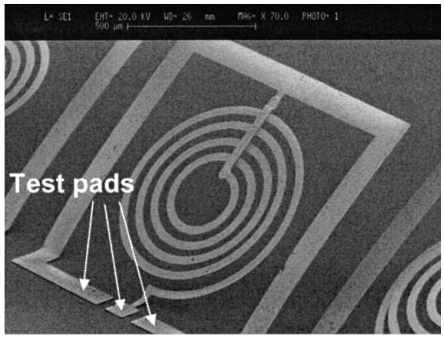
FIGURE 2.1.4: Inducteur avec enlèvement du substrat.

2.1.8. Inducteurs verticaux

Des recherches ont été aussi effectuées sur des structures perpendiculaires au substrat pour éviter les couplages avec celui-ci. Parmi les travaux les plus pertinents et les mieux réussis, nous avons ceux de Zou [81]. Le procédé consiste à fabriquer des inducteurs par électrodéposition de 10 µm de cuivre (métal flexible) et d'une couche de matériau ferromagnétique sur une couche sacrificielle. Après la dissolution de la couche sacrificielle, un champ magnétique externe est appliqué, permettant de redresser la structure de la bobine. Cette technique est appelée PDMA (Plastic Deformation Magnetic Assembly) [82]. Les meilleurs facteurs de qualité obtenus avec une bobine circulaire se situent entre 20 et 25 pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 2 GHz.



(a) Bobine circulaire avant PDMA.



(b) Bobine circulaire après PDMA.

FIGURE 2.1.5: Inducteurs verticaux [81].

2.1.9. Inducteurs sur substrat de verre

La fabrication d'inductances sur un substrat de verre est très courante dans le cadre des applications biologiques. Grâce à ce type de substrats, un facteur de qualité de 40 à une fréquence de 800 MHz a été obtenu par Massin [59] avec une bobine en cuivre électrodéposée sur un support à base de SU-8 pour des applications RMN. Néanmoins, un substrat de verre ne permet pas l'intégration de composants actifs.

2.1.10. Optimisation de l'épaisseur de la ligne

D'après les recherches de Lopez-Villegas [67], on peut déterminer une épaisseur optimale pour une spire donnée en fonction de la fréquence. De cette façon, l'épaisseur de chaque spire dépend de sa position par rapport au centre de la bobine. Avec cette technique, complétée par un enlèvement de substrat, le facteur de qualité obtenu est de l'ordre de 43 à une fréquence de 5 GHz.

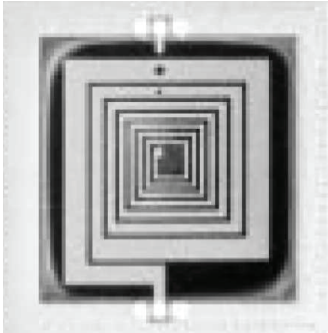


FIGURE 2.1.6: Bobine avec optimisation de l'épaisseur des spires et enlèvement de substrat [67].

2.1.11. Inductances suspendues

Comme le montre la figure 2.1.7, cette méthode consiste à fabriquer des inductances suspendues par rapport à la surface du substrat. Dans ce cas, la bobine entourée d'air est placée dans un milieu magnétique idéal ; ainsi, le facteur de qualité dépend de la distance entre les spires et le substrat. Le meilleur facteur de qualité obtenu est de 70 à une fréquence de 6 GHz[68, 83].

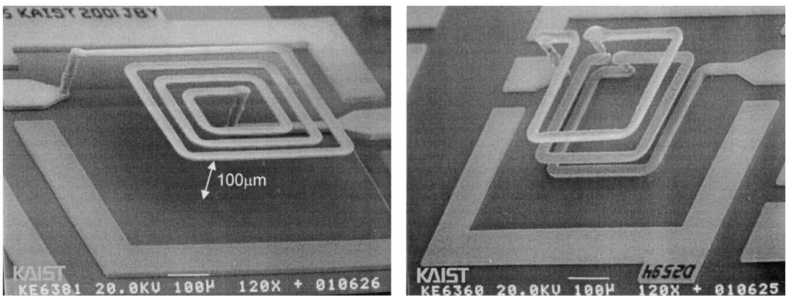


FIGURE 2.1.7: Inductances suspendues de Yoon [68, 83].

2.1.12. Récapitulatif

Le récapitulatif de la table 2.1 montre l'intérêt des bobines éléctrodéposées sur un substrat de verre en termes de facteur de qualité à des fréquences proches de celles utilisées en RMN.

Type de structure	Facteur de qualité maximale	Fréquence (GHz)	Références
Inducteur symétriques	5,5	8	[73]
Inducteurs multi-couches	7	8	[65]
Silicium poreux	7	2	[66]
Blindage lié à la masse	7,5	2	[84]
Shunt horizontal	15	2	[77]
Shunt vertical	19	6	[78]
Enlèvement de substrat	20	7	[79]
Inducteur vertical	20-25	1-2	[81]
Electrodéposition sur un substrat de verre	40	0,8	[59]
Optimisation de l'épaisseur des spires et enlèvement de substrat	43	5	[67]
Inducteurs suspendus	70	6	[68]

TABLE 2.1: Récapitulatif des facteurs de qualité de micro-bobines réalisées avec différents procédés de fabrication.

2.2. Procédés de fabrication proposés

Dans l'état de l'art, nous avons une variété de solutions pour la fabrication de micro-bobines sur un substrat de silicium ou de verre.

L'avantage de la fabrication d'une micro-bobine sur un substrat de silicium est la possibilité de l'associer avec un circuit intégré sur le même substrat. L'association directe du micro-capteur RMN avec un circuit intégré de conditionnement de signal permettrait d'avoir un meilleur rapport signal sur bruit car nous n'aurions plus de pertes dues aux pistes, aux points de soudure et aux connexions, etc... [85, 86, 87, 88].

Pour la réalisation d'un micro-récepteur RMN actif sur le même substrat à long terme, nous avons exploré un procédé de fabrication sur un substrat de silicium.

Ainsi, dans la section 2.2.1 nous proposerons un procédé de fabrication de micro-bobines sur un substrat de silicium. La simulation montre que ce procédé permet d'obtenir des micro-bobines avec un bon facteur de qualité par rapport à la littérature. Dans la section 2.2.2, nous proposerons un procédé de fabrication équivalent sur un substrat de verre.

2.2.1. Procédé de fabrication sur un substrat de silicium

Selon l'état de l'art, les meilleurs facteurs de qualité sur un substrat de silicium sont de l'ordre de 70, obtenus avec des bobines suspendues [68]. Cependant cette

solution risque de ne pas nous offrir une résistance mécanique assez robuste pour l'implantation du micro-capteur.

Comme nous l'avons vu, la fabrication d'une micro-bobine par électrodéposition de cuivre permet d'obtenir de bons facteurs de qualité car la résistance des spires est diminuée grâce à l'augmentation de leur épaisseur [59]. D'autre part, il a été montré par Talwalkar [89] que le facteur de qualité d'une micro-bobine peut être amélioré en utilisant une couche intermédiaire entre le substrat de Si et la bobine de SiO_2 de 2,5 µm d'épaisseur .

En s'inspirant de ces deux méthodes, nous avons défini le procédé de fabrication sur substrat de silicium proposé. Afin de surmonter les difficultés dues au wire-bounding de l'ancienne version, nous avons choisi de relier le centre de la bobine avec la piste centrale par un underpass.

Dans le paragraphe 2.2.1.1, nous discuterons l'utilisation d'un substrat à haute résistivité, nécessaire pour réduire les pertes. L'optimisation de l'épaisseur de la couche intermédiaire d'oxyde sera présentée dans le paragraphe 2.2.1.2.

Grâce à l'utilisation d'un substrat haute résistivité et à l'optimisation de la couche intérmédiaire d'oxyde, dans le paragraphe 2.2.1.3 nous montrerons que l'influence du substrat de silicium sur les caractéristiques d'une micro-bobine est négligéable. Ces résultats justifient la décision d'explorer ce procédé de fabrication sur un substrat de silicium.

La vue en coupe de ce procédé de fabrication des micro-bobines, électrodéposées sur un substrat de silicium avec une couche intermédiaire de SiO_2 et un underpass, est illustré dans la figure 2.2.1.

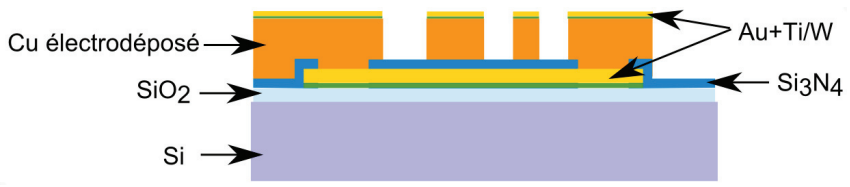


FIGURE 2.2.1: Procédé de fabrication sur un substrat de silicium.

La première étape de ce procédé est l'oxydation de la surface de Si par voie humide (l'épaisseur d'oxyde est définie dans le paragraphe 2.2.1.2).

La deuxième étape concerne l'underpass, obtenu par une déposition de 100 nm de titan-tungstène et de 500 nm d'or.

La troisième étape est un dépôt d'une couche isolante de nitrure de silicium d'une épaisseur de 1 µm environ. Ce nitrure est ensuite gravé pour la réalisation des vias de connexion entre le conducteur principal et l'underpass.

Pour finir, nous effectuerons une électrodéposition de cuivre de 40 µm, protégée de l'oxydation par une couche mince d'or.

La conductivité σ, la constante diélectrique relative k et la perméabilité relative μ_r des principaux matériaux de chaque couche sont récapitulées dans le tableau 2.2.

Couche	Matériel principal	$\sigma_{(S/cm)}$	k	μ_r	$Epaisseur_{(\mu m)}$
Conducteur	Cu	$5.96\,10^9$	1	1	40
Via	Cu	$5.96\,10^9$	1	1	1.5
Isolant	Si_3N_4	10^{-14}	7.5	0.56	1
Underpass	Au	$4,3\,10^9$	1	1	0.5
Couche intermédiaire	SiO_2	10^{-15}	3.9	0.546	2
Substrat de Si	Si	10^{-4}	11.8	0.983	400
Substrat de verre	SiO_2	10^{-15}	3.9	0.546	400

TABLE 2.2: Propriétés des matériaux principalement utilisés dans les procédés de fabrication [90].

2.2.1.1. Substrat à haute résistivité

Pour fabriquer des composants passifs, l'intérêt de travailler avec un substrat à haute résistivité est de réduire la conductivité du substrat et, par conséquent, les pertes dues aux courants de Foucault dans le cas des bobines [91, 92]. La résistivité d'un substrat (de type p dans cet exemple) est inversement proportionnelle au dopage comme le montre l'équation [93] :

$$\rho_p = \frac{1}{q} \cdot \frac{1}{(\mu_n \cdot n_{p0} + \mu_p \cdot p_{p0})} \tag{2.2.1}$$

Dans cette équation :

- $\mu_n = 1000\,cm^2/(V \cdot s)$ et $\mu_p = 400\,cm^2/(V \cdot s)$ sont les mobilités des électrons et des trous dans un substrat de silicium
- n_{p0} et p_{p0} sont les concentrations d'électrons et de trous dans un matériau de type p à l'équilibre

La concentration intrinsèque de porteurs est donnée par la relation :

$$n_i^2 = n_{p0} \cdot p_{p0} \approx 10^{10}\,cm^{-3} \tag{2.2.2}$$

Si l'on dope ce substrat avec une densité d'atomes de bore (N_A) de l'ordre de $10^{16}\,at \cdot cm^{-3}$, la concentration de trous à l'équilibre devient très proche de N_A.

La concentration d'électrons est donc :

$$n_{p0} \simeq \frac{n_i^2}{N_A} \tag{2.2.3}$$

Ainsi, l'équation 2.2.1 devient :

$$\rho_p \simeq \frac{1}{q \cdot \mu_p \cdot N_A} \tag{2.2.4}$$

Nos simulations sont basées sur un substrat de Si avec une résistivité de l'ordre de $10\,k\Omega \cdot cm$, équivalente à une concentration de bore de $10^{12}\,at \cdot cm^{-3}$ [93]. Cette valeur est obtenue dans le cas des substrats à haute résistivité utilisés en RF [94].

2.2.1.2. Optimisation de l'épaisseur de la couche intermédiaire d'oxyde

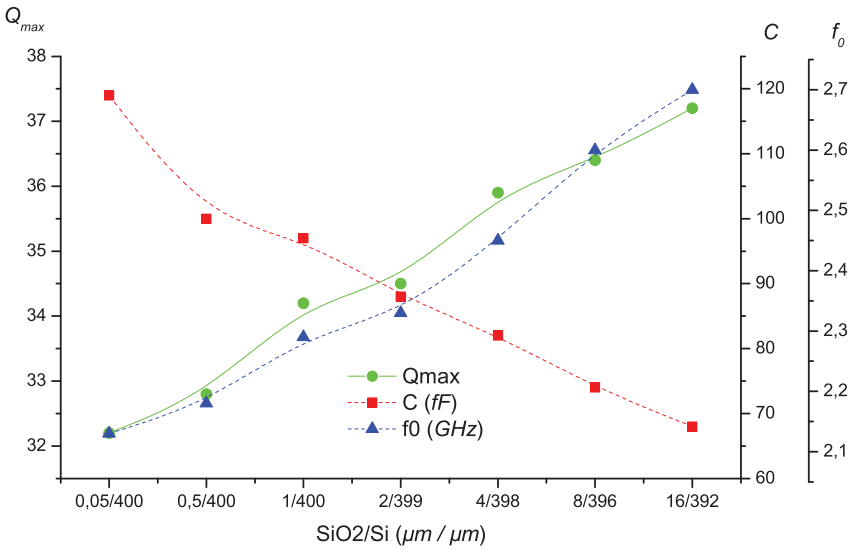
Pour toutes les simulation, dans ce paragraphe et le suivant, nous avons utilisé une micro-bobine carré de 1000×1000 µm^2 avec quatre spires de 20 µm de large et 40 µm d'épaisseur ayant un inter-spire de 20 µm. Ces simulations post-layout ont été effectuées à l'aide du logiciel Advanced Design System de Agilent Technologies (ADS ®, [95]). La simulation du layout est décrite dans l'Annexe A.

Après la simulation de la micro-bobine carrée avec différentes épaisseurs d'oxyde, nous avons constaté que le facteur de qualité augmente lorsque l'épaisseur d'oxyde augmente (cf. figure 2.2.2a). Ceci montre la réduction du couplage magnétique avec le substrat et donc la réduction des pertes. De la même façon, la fréquence de résonance propre de la bobine augmente car la capacité parasite devient de plus en plus faible lorsque la couche de SiO_2 augmente.

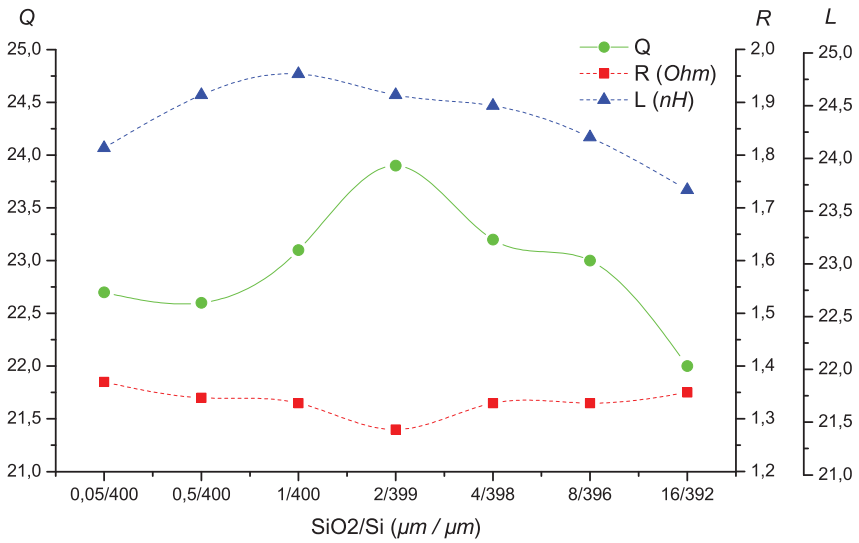
Par rapport à notre application, nous nous sommes intéressés à des fréquences de l'ordre de 200 MHz. A cette fréquence, l'évolution des caractéristiques de la micro-bobine en fonction de l'épaisseur d'oxyde est donnée dans la figure 2.2.2b. Nous constatons que les valeurs de la résistance des bobines varient au tour de 1,3 Ω avec un minimum à 1,28 Ω pour une épaisseur d'oxyde de 2 µm ; épaisseur pour laquelle, l'inductance est de 24,6 nH. Ainsi, le facteur de qualité optimal pour une fréquence de 200 MHz est de 23,9 avec une couche intermédiaire deSiO_2 de 2 µm.

Nous noterons qu'une couche intermédiaire d'oxyde de 2 µm d'épaisseur permet d'obtenir un facteur de qualité de 23,9 sur un substrat de silicium avec une haute résistivité.

Une telle épaisseur d'oxyde peut s'obtenir plus rapidement par oxydation humide car la présence d'hydrogène facilite la diffusion de l'oxygène [96]. Toutefois, l'obtention d'une épaisseur de 2 µm d'oxyde nécessite 10 heures de traitement dans un four à 1100 °C [97].



(a) Facteur de qualité maximale (Q_{max}), capacité parasite (C) et fréquence de résonance propre (f_0) de la micro-bobine en fonction de l'épaisseur d'oxyde.



(b) Facteur de qualité (Q), résistance (R) et inductance (L) de la micro-bobine en fonction de l'épaisseur d'oxyde à 200 MHz.

FIGURE 2.2.2: Caractéristiques électriques de la micro-bobine carrée en fonction de l'épaisseur de la couche intermédiaire d'oxyde.

2.2.1.3. Évaluation de l'influence du substrat sur les caractéristiques électriques de la micro-bobine

Afin d'évaluer l'influence du substrat sur les caractéristiques électriques de la micro-bobine et de justifier la fabrication de prototypes basés sur ce procédé, nous avons extrait les paramètres principaux de la micro-bobine étudiée en tenant compte de quatre cas de figure :

- *Cas 1* : bobine sans substrat.
- *Cas 2* : bobine électrodéposée sur un substrat de verre de 400 µm d'épaisseur.
- *Cas 3* : bobine électrodéposée sur un substrat Si à haute résistivité de 400 µm d'épaisseur.
- *Cas 4* : bobine électrodéposée sur un substrat de Si à haute résistivité d'une épaisseur de 399 µm avec une couche intermédiaire de 2 µm de SiO_2.

A partir des résultats de simulation donnés dans le tableau 2.3, nous pouvons observer qu'une micro-bobine électrodéposée sur un substrat de verre (principalement composé de SiO_2) présente une résistance très proche à celle de la bobine simulée sans substrat. En effet, la faible conductivité du verre ($\approx 10^{-15}\ S \cdot cm^{-1}$) limite les pertes dues à la résistance du substrat. Cependant, l'inductance sur le substrat de verre est plus faible par rapport au cas idéal (*cas 1*) car celle-ci est proportionnelle à la perméabilité relative du verre ($L \propto \mu_0 \mu_r$). La réduction de l'inductance implique une réduction du facteur de qualité.

Malgré l'utilisation d'un substrat de Si à haute résistivité ($10^{-4}\ S \cdot cm^{-1}$), les pertes de la bobine du *cas 2* sont plus élevées. L'augmentation de R ainsi que la réduction de L impliquent directement la réduction du facteur de qualité par rapport au *cas 1*.

Dans le *cas 1*, la capacité représente uniquement la capacité produite dans les inter-spires alors que dans les *cas 2* et *3* elle comprend la capacité induite par le substrat. La variation de la capacité a un impact direct sur la fréquence de résonance propre de l'inductance. Toutefois, la fréquence de résonance propre de la bobine est très supérieure aux fréquences de travail comprises entre 50 et 300 MHz.

En ce qui concerne le *cas 4,* avec un substrat de Si et une couche intermédiaire d'oxyde, nous constatons que les valeurs de la résistance, de l'inductance et le facteur de qualité sont très proches de ceux obtenus dans le cas idéal. En effet, la couche d'oxyde agit en tant qu'isolant électrique entre les spires de la bobine et le silicium. Elle permet de réduire les pertes dues au substrat ainsi que l'impact de la perméabilité du SiO_2 sur la valeur de l'inductance.

Ces comparaisons montrent que le procédé de fabrication de micro-bobines sur un substrat de silicium, ayant une couche intermédiaire de SiO_2 avec une épaisseur de 2 µm, est une bonne solution pour améliorer le rapport de qualité. Cette méthode

permet d'obtenir un facteur de qualité maximal de 35,3, situé parmi les meilleurs facteurs de qualité présentés dans l'état de l'art.

Paramètres	Cas de simulation			
	Cas 1	Cas 2	Cas 3	Cas 4
$R_{200}\,(\Omega)$	1,25	1,36	1,59	1,28
$L_{200}\,(nH)$	26,2	18,4	22,8	24,6
Q_{200}	26,3	17,2	18	23,9
Q_{max}	54	34,6	29,6	35,3
$f_{Q,max}\,(MHz)$	797	1584	771	855
$C\,(fF)$	23	51	113	97
$f_0\,(GHz)$	4,7	4	2,2	2,4

Cas 1 : Bobine sans substrat.
Cas 2 : Bobine avec substrat de verre (400 µm).
Cas 3 : Bobine avec substrat de Si HR (400 µm).
Cas 4 : Bobine avec substrat de Si HR (399 µm) et couche de SiO_2 (2 µm).

TABLE 2.3: Comparaison des caractéristiques électriques de l'inductance carrée à 200 MHz, avec différentes configurations de substrat après simulation post-layout avec ADS ®.

2.2.2. Procédé de fabrication sur un substrat de verre

Parallèlement au procédé de fabrication sur le substrat de silicium, nous proposons aussi l'utilisation du même procédé de fabrication sur un substrat de verre. Ce procédé est illustré dans la figure 2.2.3.

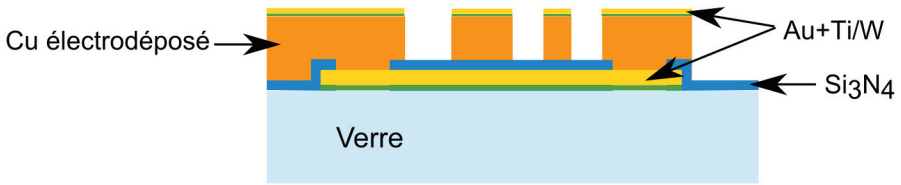


FIGURE 2.2.3: Procédé de fabrication exploré sur un substrat de verre.

La première étape consiste à réaliser l'underpass. Celui-ci est obtenu avec une déposition de 100 nm de titan-tungstène (Ti/W) et de 500 nm d'or (Au). Une étape de photolithographie vient définir l'underpasse et la couche d'or et de titane-tungstène est gravée. La deuxième étape est un dépôt d'une couche isolante de nitrure (Si_3N_4) d'une épaisseur de 1 µm environ. Cette couche est obtenue par dépôt PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapo Deposition). La couche de nitrure est ensuite gravée pour accéder au métal et permettre la prise de contacts sur la couche métalique (underpass). Finalement, nous effectuons une électrodéposition de cuivre (40 µm) avec une couche mince de finition d'or pour éviter l'oxydation du cuivre. Les propriétés des matériaux de chaque couche sont données dans le tableau 2.2.

2.3. Définition du layout

Dans cette section, nous définissons le layout des micro-récepteurs. Ceci se fait en deux parties, une correspondant à l'optimisation de différentes formes de micro-bobines (paragraphe 2.3.1) et l'autre concernant l'optimisation des micro-pistes (paragraphe 2.3.2). Rappelons que l'optimisation de la géométrie des micro-bobines est le résultat de travaille de thèse de Tien Truong Cong [98] dans notre équipe. Ayant optimisé les micro-bobines et les micro-pistes, nous donnerons le layout du micro-récepteur dans le paragraphe 2.3.3.

2.3.1. Optimisation des micro-bobines

La sensibilité d'une bobine réceptrice est proportionnelle au rapport signal sur bruit, qui est le critère standard pour la qualité des spectres et des images en RMN. Le RSB en spectroscopie par résonance magnétique est donné par l'équation 1.2.8 rappelée ci-dessous :

$$RSB = \eta^2 \frac{\left(\frac{B_1}{i}\right) \omega_0 M_0^{\perp} V_{ech}}{\sqrt{4kT_s R_{bruit} \Delta f}}$$

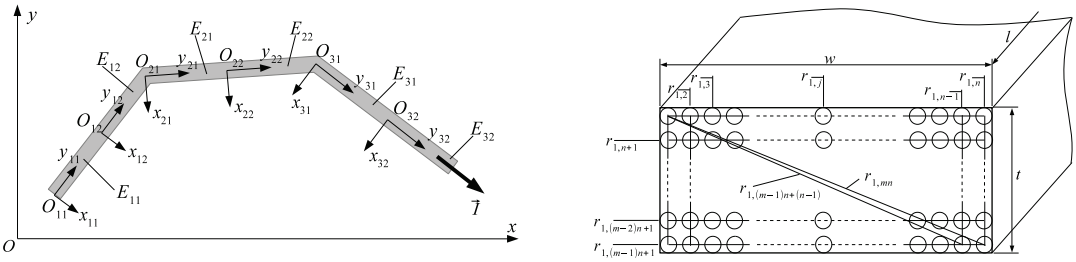
Cette expression peut être décomposée en deux parties qui font apparaitre la dépendance du RSB principalement de l'environnement (V_{ech}, M_0 et ω_0) et des composantes géométriques (B_1/i, $\sqrt{4kT_s R_{bruit} \Delta f}$ et η).

Le but de l'optimisation de la géométrie de l'antenne est d'obtenir le maximum de signal B_1/i tout en réduisant au minimum la résistance de bruit R_{bruit} pour un environnement donné. Dans cette étude nous nous sommes aussi intéressés à l'optimisation de la micro-bobine selon quatre configurations différentes (circulaire, carrée, rectangulaire et ellipsoïdale) afin de déterminer la géométrie offrant la meilleure sensibilité par rapport à nos besoins.

Le champ B_1 est calculé analytiquement dans un volume V_{ech} à un point donné en utilisant la loi de Biot-Savart [99]. Cette loi permet de calculer le champ magnétique créé par chaque portion élémentaire de la partie active du micro-capteur. Le champ magnétique total à un point donné est la somme des champs magnétiques élémentaires. Par rapport à la littérature [100, 101, 102, 103, 104, 105], nous avons développé une méthode de calcul d'inductances pour un conducteur de forme quelconque basé sur la segmentation le long de celui-ci (cf. figure 2.3.1a). La validité de ces calculs a été vérifiée à l'aide des résultats présentés dans le chapitre 3 de ce manuscrit.

Afin de pouvoir prendre en compte les effets de proximité et de peau, et de faciliter la simulation d'un conducteur de section carrée, la section de chaque conducteur est

elle aussi segmentée dans une série de conducteurs de section circulaire comme le montre la figure 2.3.1b. Le calcul du champ magnétique B_1, et par conséquence de l'inductance, se fait à partir d'un courant distribué. Le principe de fonctionnement des calculs d'inductance sont présentés dans l'article [106].



(a) Segmentation le long du conducteur.

(b) Segmentation de la section carrée d'un conducteur.

FIGURE 2.3.1: Segmentation du conducteur [98].

Pour calculer R_{bruit} et B_1 nous nous basons sur l'hypothèse que le courant total est toujours considéré unitaire. Sur la figure 2.3.2, nous montrons que la distribution du courant d'une bobine de quatre spires avec un conducteur de section carrée est principalement concentrée sur les spires extérieures au niveau de la surface de celles-ci.

La résistance de bruit est calculée à partir de la distribution du courant et tient compte de la résistance en courant continu (R_{DC}), de la résistance due à l'effet de peau (R_{peau}) et celle due à l'effet de proximité (R_{prox}) [60]. Chaque courant distribué produit une densité moyenne à une fréquence donnée, ce qui permet de calculer la résistance surfacique équivalente du conducteur.

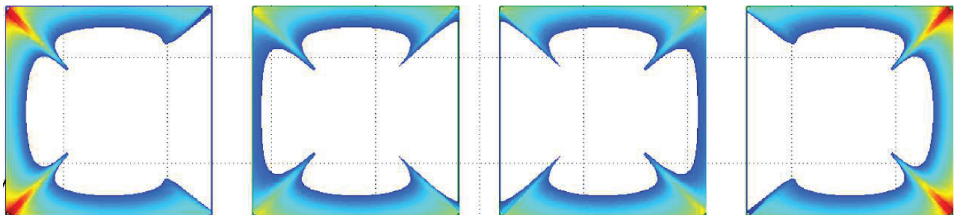


FIGURE 2.3.2: Distribution du courant dans une bobine de quatre spires à conducteur carré [98, figure 3.14].

Ayant déterminé B_1et R_{bruit}, nous pouvons calculer le RSB et faire varier les paramètres géométriques des micro-bobines pour obtenir le RSB maximum avec les mêmes conditions expérimentales. Pour chaque forme nous avons retenu deux solutions afin de pouvoir les comparer et valider notre méthode. L'inter-spire est délimitée par le pas minimum de nos masques (20 µm) et il a été déterminé que la meilleure hauteur des pistes est 40 µm pour toutes les configurations [107]. Tenant compte de

ces conditions, les paramètres des différentes géométries des bobines ayant obtenu le RSB maximum sont donnés dans le tableau 2.4.

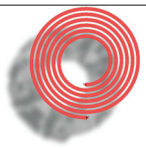
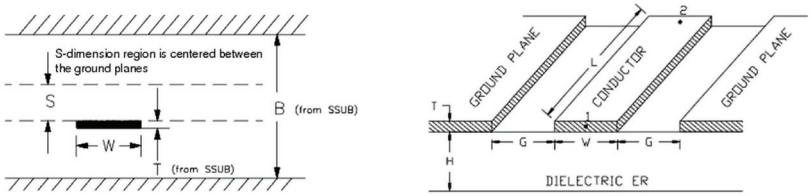
Configuration		Surface (μm^2)	Nombre de spires	Largeur des spires (μm)
Rectangulaire		1000×500	4	22
			5	20
Ellipsoïdale		1000×500	4	22
			5	20
Carrée		1000×1000	5	20
			6	29
Circulaire		1000×1000	5	20
			6	29

TABLE 2.4: Paramètres du layout des différentes configurations géométriques des micro-bobines avec une inter-spire de 20 μm et une hauteur des pistes de 40 μm à 200 MHz.

2.3.2. Optimisation des micro-pistes

Déterminée par la profondeur de la région d'intérêt dans laquelle nous cherchons à effectuer les mesures de spectroscopie localisée, la longueur des pistes est de 9500 μm ; leur largeur est limitée à 500 μm pour réduire les lésions du tissu cérébral lors de l'implantation du micro-récepteur RMN.

Compte tenu des dimensions établies, une première approche avec différentes configurations de lignes de transmission surfaciques, effectuée avec le module LineCalc de ADS ®, a permis de déduire que les lignes de transmission les plus intéressantes sont celles avec deux plans de masse et les guides d'onde coplanaires (cf. figure 2.3.3). Par la suite, le choix de ces lignes de transmission a été effectué par la simulation de différents layouts de chaque configuration sur un substrat ayant les caractéristiques du procédé de fabrication retenu.



(a) Lignes de transmission avec deux plans de masse.

(b) Guides d'onde coplanaires.

FIGURE 2.3.3: Lignes de transmission avec deux plans de masse et les guides d'onde coplanaires [95].

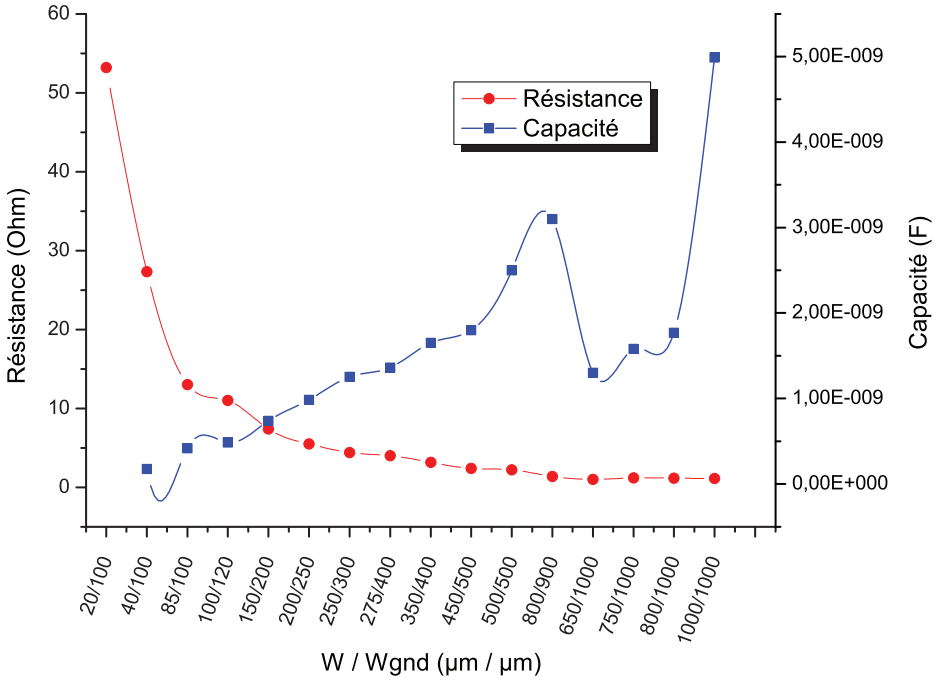
Les lignes de transmission avec deux plans de masse offrent l'avantage d'avoir une faible atténuation et leur application large bande dans des milieux non homogènes [108]. De plus, ce type de lignes nous permettrait d'isoler la piste de signal du contact avec le tissu cérébral lorsque le micro-récepteur est implanté. Pour nos simulations, nous avons pris un espacement entre les deux plans de masse de 2 µm et une épaisseur du conducteur en cuivre de 0,15 µm.

Sur la figure 2.3.4a, nous constatons que la résistance minimale est obtenue pour une largeur de piste de signal de 650 µm avec un plan de masse de 1000 µm de largeur, cependant cette largeur du plan de masse dépasse les limites fixées. Le rapport optimum permettant d'atteindre les conditions géométriques fixées est de 500/450/500 (masse/signal/masse). Pour ce rapport, la résistance de la ligne de transmission est de 2,4 Ω et la partie imaginaire est équivalente à une capacité de 1,8 nF.

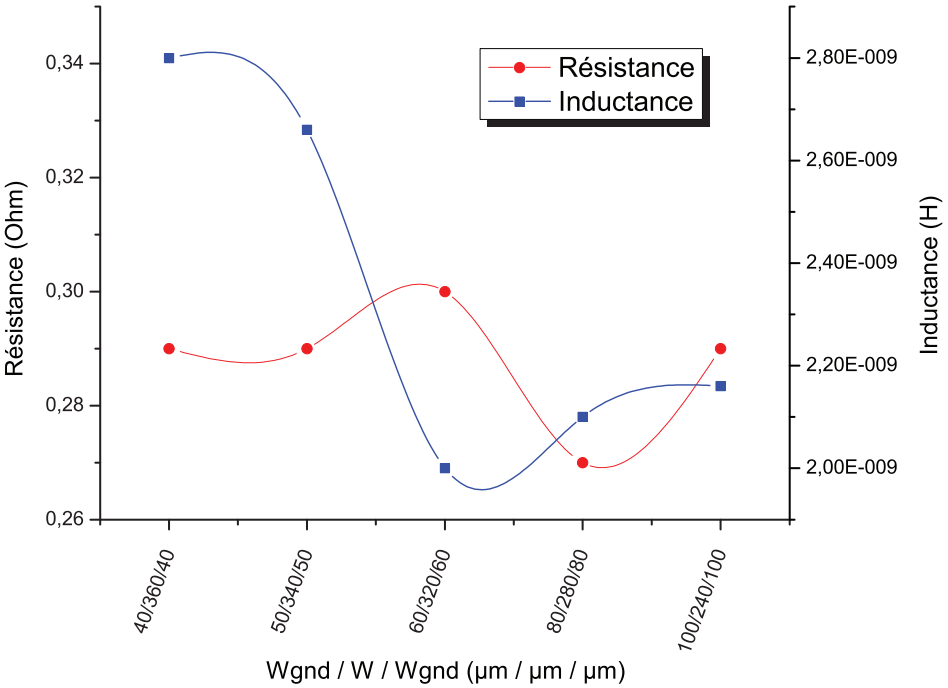
Comme nous pouvons le constater, la partie imaginaire de l'impédance des lignes de transmission avec deux plans de masse est capacitive. Ceci est dû à la longueur des pistes. En effet, nous obtenons une partie imaginaire inductive pour des longueurs de l'ordre de 1000 µm. La capacité ajoutée par ces lignes de transmission est très élevée. Dans ce cas, pour une bobine d'inductance égale à 30 nH par exemple, la fréquence de résonance propre serait de l'ordre de 20 MHz. Ainsi, l'utilisation des lignes de transmission avec deux plans de masse doit être écartée, malgré leur avantage d'isolation entre la piste de signal et le tissu cérébral.

Les guides d'ondes coplanaires offrent des facteurs de qualité similaires aux lignes de transmission avec un plan de masse [109]. Dans les anciennes versions des micro-bobines, l'espacement entre la piste de signal central et les pistes extérieures de masse était de 20 µm, espacement qui s'avère insuffisant car des court-circuits le long des pistes ont été souvent constatés. Pour notre étude, nous avons fixé un espacement de 30 µm.

Dans la figure 2.3.4b, la valeur de la résistance varie sensiblement au tour de 0,9 Ω en fonction du rapport entre la largeur de la piste de signal et celle des pistes



(a) Résistance et capacité des lignes de transmission avec deux plans de masse.



(b) Résistance et inductance des guides d'onde coplanaires avec un espacement entre les pistes de 30 µm.

FIGURE 2.3.4: Résultats de simulation à 200 MHz des deux configurations de micro-pistes étudiées en fonction des rapports entre la largeur de la piste de signal (W) et la largeur de la piste de masse (W_{gnd}) donnés en µm.

de masse. Pour ce qui est de la partie imaginaire de cette ligne de transmission, le rapport 60/320/60 (masse/signal/masse) permet d'obtenir l'inductance équivalente la plus faible (2 nH). Cette inductance va s'ajouter (en série) à l'inductance de la bobine sans influencer la fréquence de résonance propre de celle-ci. L'impédance équivalente des pistes coplanaires à 200 MHz est de 35,8 Ω.

La faible influence des underpass a été rapportée par Mendes [110]. Cependant, d'après nos simulations post-layout, l'underpass augmente la résistance totale à une valeur d'environ 1,5 Ω. Nous utilisons le même principe pour relier la piste centrale aux pads de $1,5 \times 1,5mm^2$ prévus pour souder directement le micro-récepteur sur le PCB.

Le layout retenu pour les micro-pistes est présenté dans la figure 2.3.5. D'après la simulation post-layout des micro-pistes, la résistance totale à 200 MHz est environ 2 Ω et l'inductance 4 nH. Malgré le fait que ces valeurs s'éloignent des valeurs obtenues par la simulation post-layout du guide d'onde seul, cette méthode nous permet d'éviter les difficultés rencontrées avec le wire-bonding.

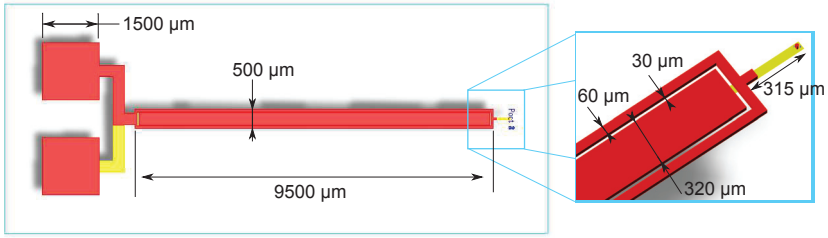


FIGURE 2.3.5: Layout des micro-pistes.

2.3.3. Layout des micro-récepteurs RMN

La partie active de chaque micro-récepteur est composée d'une des micro-bobines présentées dans le tableau 2.4. L'association entre les micro-bobines et les micro-pistes est illustrée dans la figure 2.3.6.

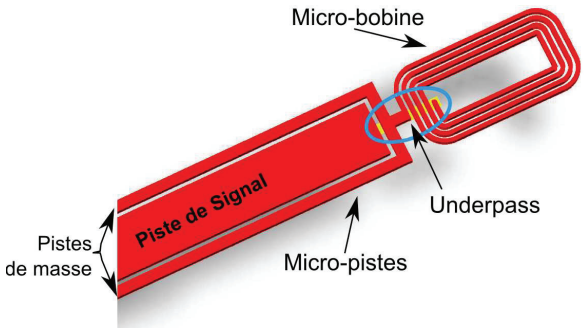
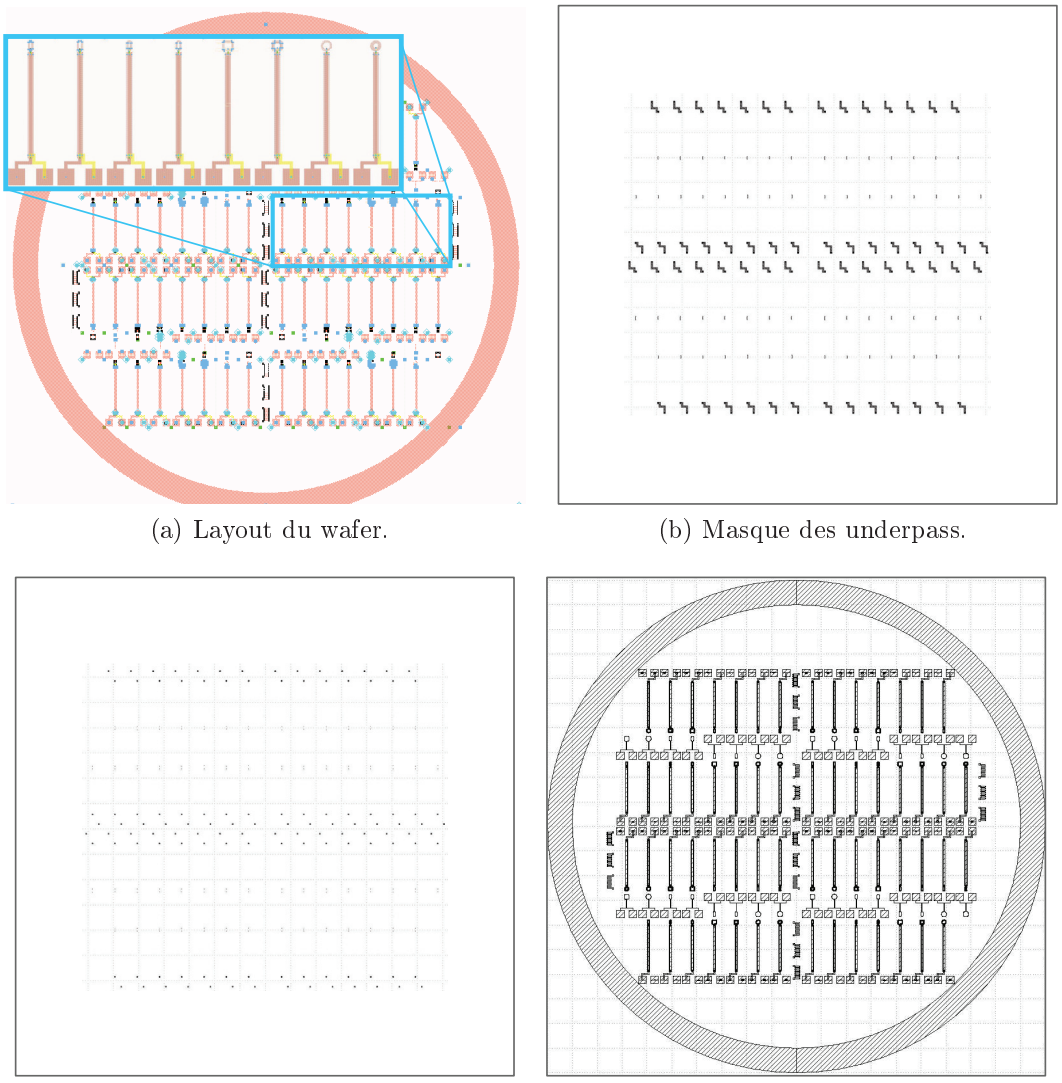


FIGURE 2.3.6: Association entre les micro-bobine et les micro-pistes à l'aide de l'underpass.

Nous avons travaillé avec des plaquettes (wafers) de 100 mm (4 pouces) avec une épaisseur d'environ 400 µm. La figure 2.3.7a, montre le layout de l'ensemble du wafer. Il est composé de huit blocs contenant chacun huit micro-récepteurs selon les différentes géométries des micro-bobines données dans le tableau 2.4. Les micro-pistes sont les mêmes pour tous les récepteurs. Ce layout est décomposé en trois masques correspondant aux underpass (fig. 2.3.7b), aux vias (fig. 2.3.7c) et au conducteur principal (fig. 2.3.7d).



(a) Layout du wafer.

(b) Masque des underpass.

(c) Masque des vias.

(d) Masque du conducteur principal.

FIGURE 2.3.7: Dessins de masque des différentes couches des micro-récepteurs.

2.4. Fabrication des micro-récepteurs

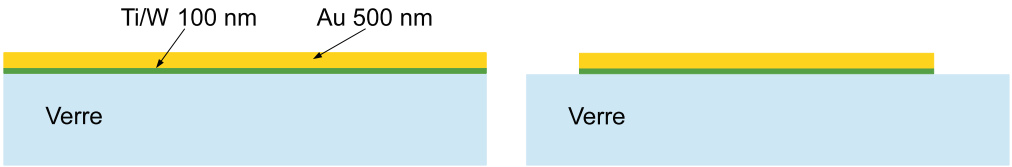
La fabrication des micro-récepteurs sur un substrat de silicium et sur un substrat de verre a été réalisée en collaboration avec l'équipe de la salle blanche de l'ESIEE,

Paris. Les deux procédés de fabrication proposés étant équivalents, dans cette section nous ne présentons que les détails du procédé de fabrication sur un substrat de verre. Dans le cas d'utilisation d'un substrat de silicium, il faut rajouter l'étape d'oxydation humide de la surface pour créer la couche intérmédiaire de SiO_2.

2.4.1. Étape 1 : Fabrication de la première couche correspondante aux "underpass"

Pour fabriquer les underpass, nous avons utilisé la méthode directe *"Etch-back"* [93]. Dans un premier temps, nous avons effectué un dépôt par PVD (Physical Vapor Deposition) ou pulvérisation cathodique. Cette technique sous vide, permet d'obtenir des dépôts de matériaux isolant ou conducteur de faible épaisseur et se base sur la pulvérisation du matériau à déposer par l'utilisation d'un plasma d'argon. Sous l'effet du champ électrique les ions positifs d'argon sont accélérés vers le matériau à déposer et pulvérisent celui-ci.

Nous déposons une première une couche de 100 nm de titane/tungstène (Ti/W) et une couche de 500 nm d'or (Au) sur toute la surface du wafer, comme le montre la figure 2.4.1a. La couche de Ti/W est une couche d'accroche entre l'or et le verre. Nous avons utilisé une ligne de connexion en or pour réduire sa résistivité.



(a) Dépôt de la couche Ti/W et Au. (b) Gravure de la couche Ti/W et Au.

FIGURE 2.4.1: Etapes de fabrication de l'underpass.

La couche d'or est ensuite recouverte d'un promoteur d'adhérence (HMDS), suivi d'une résine photosensible, à l'aide d'une tournette (spin coater). Les résines photosensibles peuvent être classifiées en trois types :

- Résine photosensible négative (SU-8, JSR), pour laquelle la zone exposée à la lumière est photo-polymérisée et devient insoluble dans la solution du révélateur. Le révélateur utilisé est éthyle-méthyl-cétone (MEK) ou le méthyl-isobutyl-cétone (MIBK).
- Résine photosensible positive (PFR, AZ 9260, AZ 4562, SJR 5740), pour laquelle la résine exposée à la lumière est soluble dans la solution du révélateur. Le developer PRD 238 est utilisé comme révélateur et l'acétone est utilisé pour enlever toute la résine.
- Résines inversibles (AZ 5214e, TI09XR), pour lesquelles la polarité peut changer après le recuit.

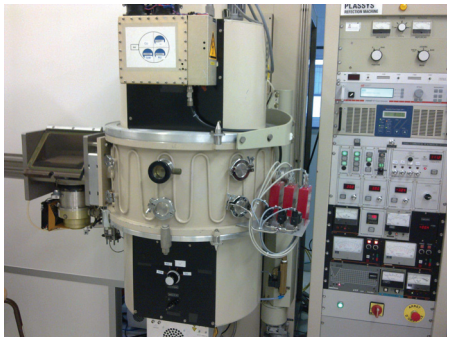
L'épaisseur de la résine dépend principalement de la viscosité de celle-ci et de la vitesse de rotation du centrifugeur et peut se calculer grâce à l'équation ci-dessous :

$$t = \frac{kp^2}{\sqrt{\omega}} \tag{2.4.1}$$

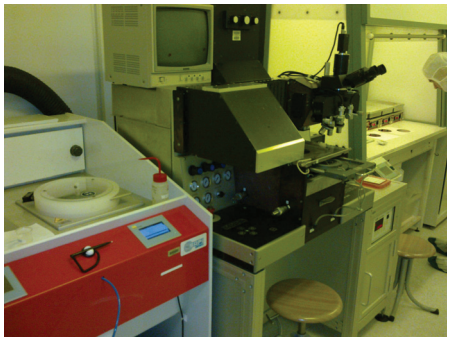
où k est la constante de la centrifugeuse (entre 80 et 100), p est le pourcentage de la viscosité de la résine et ω est la vitesse en tours par minute divisée par 1000. Dans notre cas nous avons utilisé une résine photosensible positive à faible épaisseur (PFR 1,1). Le wafer est ensuite posé sur une plaque chauffante électrique à 110 $°C$ pendant 3 minutes pour évaporer les solvants contenu dans la résine (recuit).

La phase suivante consiste à effectuer la photolithographie des empreintes des underpass sur la résine positive à l'aide du premier masque (figure 2.3.7b). Le masque protège la résine des ultraviolets à l'endroit souhaité pour obtenir les connexions. La plaquette est plongée dans un bain de PRD 238 pendant 45 secondes afin de révéler les zones non exposées aux UV.

Comme le montre la figure 2.4.1b, les underpass sont obtenus après la gravure humide de la couche de Au (avec de l'acide chlorhydrique ou du cyanure de potassium, couramment appelé Aqua Régia) et de la couche de Ti/W (avec du peroxyde d'hydrogène).



(a) Machine PLASSYS utilisée pour les dépôts par pulvérisation.

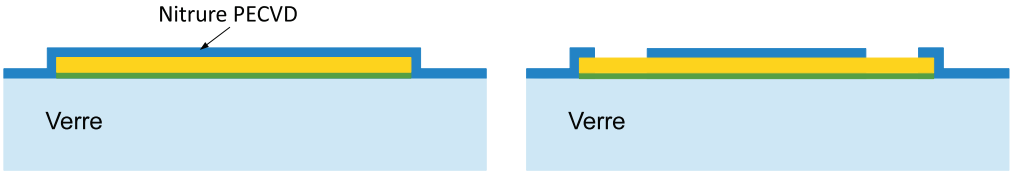


(b) Salle de photolithographie.

FIGURE 2.4.2: Machines de PVD et photolithographie du laboratoire de microélectronique de l'ESIEE, Paris.

2.4.2. Étape 2 : Passivation

La totalité de la surface du wafer est recouverte d'une couche mince de nitrure de silicium (Si_3N_4) par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) en utilisant du Silane (SiH4) comme gaz précurseur (figure 2.4.3a). Cette couche de nitrure va servir d'isolation électrique entre l'underpass et le conducteur principal.



(a) Dépôt de la couche de nitrure. (b) Gravure du nitrure.

FIGURE 2.4.3: Étapes de passivation.

Comme le montre la figure 2.4.3b, nous procédons par lithographie à la localisation de trous pour la reprise de contacts sur la couche métallique (figure 2.3.7c). L'ouverture des contacts est réalisée par gravure de la couche de nitrure par Plasma réactif (RIE : Reactive plasma Etching) en utilisant du SF_6 (Hexafluorure de Soufre) comme gaz.

2.4.3. Étape 3 : Électrodéposition

Afin de réaliser des micro-bobines et des micro-pistes épaisses (40 µm), nous faisons appel au procédé d'électrodéposition. Cette technique est basée par le passage d'un courant qui va réduire à la surface de l'électrode les ions métalliques contenus dans un solvant (généralement de l'eau). Dans notre cas pour déposer de cuivre, nous allons utiliser une solution de sulfate de cuivre.

Pour former le micro-récepteur, nous allons devoir dans un premier temps déposer une couche métallique de cuivre sur l'ensemble du substrat qui nous servira de couche d'accroche pour le cuivre électro déposée. Cette couche est couramment appelé "seed layer".

Cette couche est obtenue en recouvrant le wafer avec une couche de 10 nm de Ti/W et d'une couche de 150 nm de cuivre par pulvérisation cathodique. L'homogénéité de l'épaisseur de l'électrodéposition dépend de la bonne conductivité de cette couche. Les points de contact (vias) et les interconnexions couverts par le *"seed layer"* sont illustrés dans la figure 2.4.4 et l'étape de fabrication est illustrée dans la figure 2.4.5a.

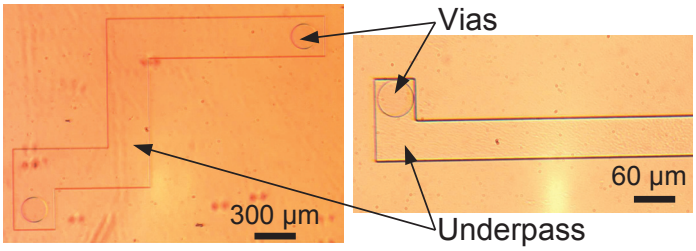


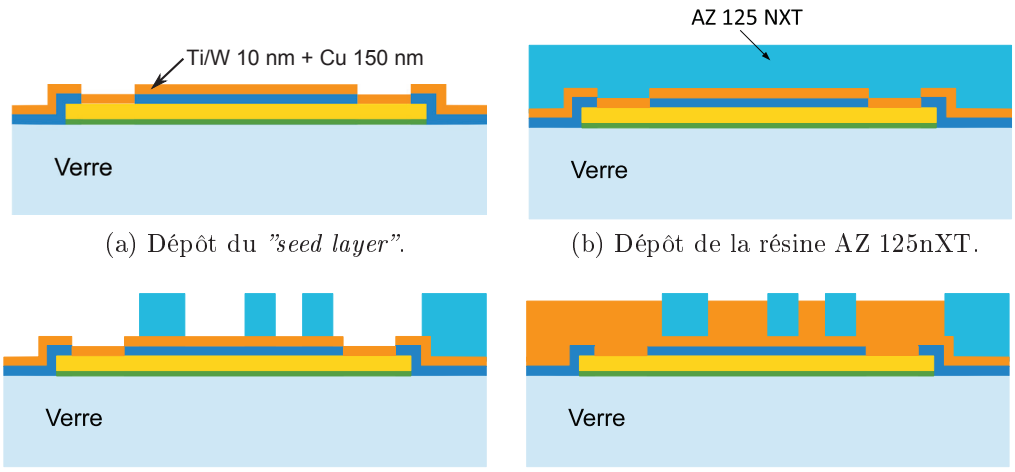
FIGURE 2.4.4: Images des vias et des underpass obtenus avec un microscope optique après le dépôt du *"seed layer"*.

Comme illustrée dans la figure 2.4.5b, il faut réaliser un moule correspondant aux dessin des micro-bobines pour guider la croissance de cuivre. Dans unla premer temps, nous recouvrons la plaquette avec la résine négative épaisse AZ 125nXT compatible avec l'électrodéposition. Cette résine permet d'obtenir un moule de 60 µm pour le dépôt électrolytique du cuivre. En raison de la diminution d'environ 25 % de l'épaisseur de la résine après le récuit, celle-ci doit être supérieure à celle du motif final.

La phase suivante est illustrée dans la figure 2.4.5c. La photolithographie de cette résine se fait avec le troisième masque (figure 2.3.7d). Afin de ne pas avoir de reste de résine dans le fond des moules avant de procéder à la croissance de cuivre, la plaquette est placée sous un plasma oxygène pour graver les résidus de résine. Les images des moules des différentes formes sont donnés dans la figure 2.4.6.

L'électrodéposition de la couche de cuivre (figure 2.4.5d) se fait dans un dispositif dédié à cette méthode illustrée dans la figure 2.4.7. Il faut supprimer le bourrelet de résine qui reste après le développement. Pour cela on vient frotter le bord de la plaquette avec un chiffonnent imbibé d'acétone. La plaquette est ensuite montée dans un support qui permet de prendre le contact sur la face avant par le bord du substrat.

Le support est plongé dans un bain électrolytique avec une solution à base d'ions de cuivre (CU_2^+). La vitesse de dépôt dépend de la densité de courant et du débit de la solution ionique, ici nous travaillons avec $200\,mA/cm^2$ et un débit de 20 $L/heure$. Au bout de 2 heures et demi, nous obtenons une épaisseur de 40 µm pour la couche conductrice principale de nos micro-récepteurs.



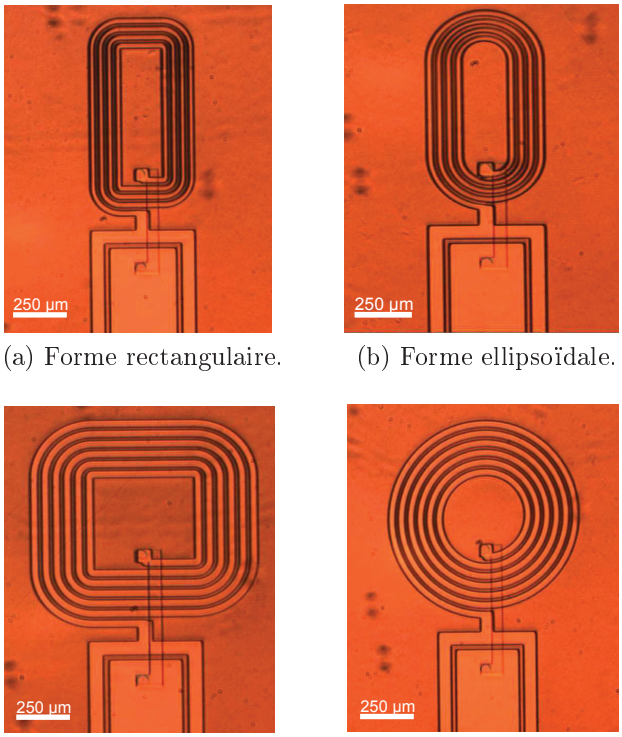
(a) Dépôt du *"seed layer"*.

(b) Dépôt de la résine AZ 125nXT.

(c) Gravure de la résine.

(d) Électrodéposition.

FIGURE 2.4.5: Différentes étapes de l'électrodéposition du conducteur principal en Cu.



(a) Forme rectangulaire. (b) Forme ellipsoïdale.

(c) Forme carrée. (d) Forme circulaire.

FIGURE 2.4.6: Images des moules pour l'électrodéposition des différentes géométries de micro-bobines.

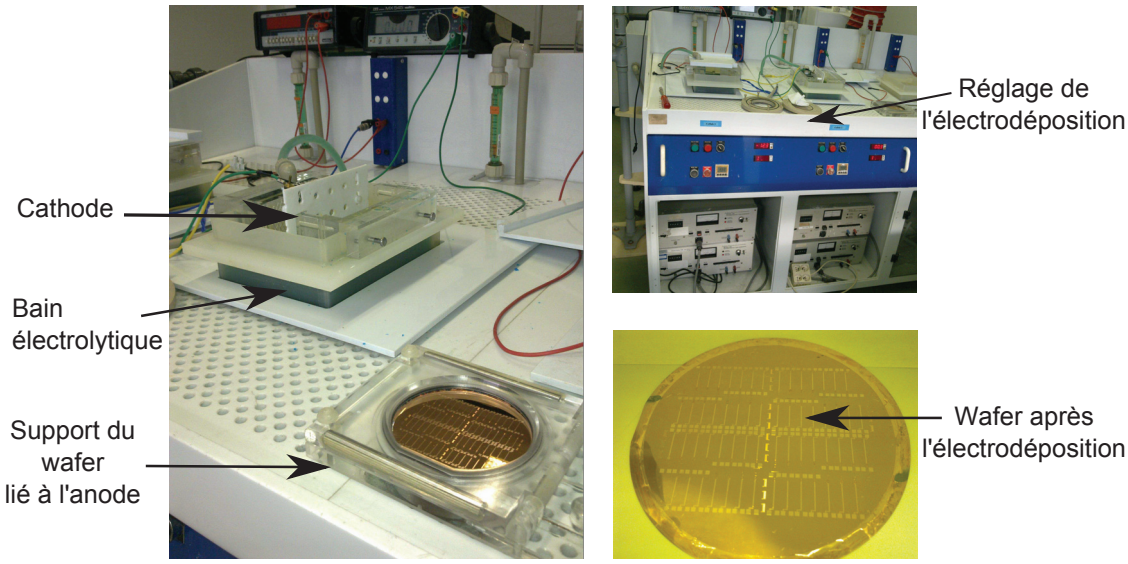


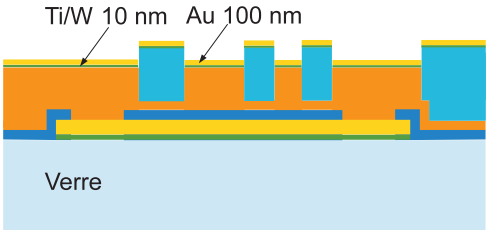
FIGURE 2.4.7: Equipement de la salle d'électrodéposition à l'ESIEE, Paris.

2.4.4. Étape 4 : Finition de la surface du micro-récepteur et gravure du "seed layer"

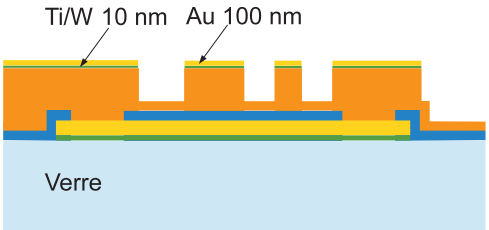
Comme le montre la figure 2.4.8a, l'étape suivante est le dépôt d'une couche de Ti/W de 10 nm suivie d'une couche d'or de 100 nm par pulvérisation cathodique. Cette étape de finition de la surface sert à protéger de l'oxydation la face supérieure, en cuivre, du conducteur principal.

La phase suivante, connue sous le nom de *"lift-off"*, est illustrée dans la figure 2.4.8b. Le lift-off consiste à plonger le wafer dans un bain d'acétone pour enlever le moule de résine, la couche de Ti/W+Au sur celle-ci est enlevée simultanément. Pour accélérer la vitesse de dissolution de la résine, le bécher d'acétone contenant la plaquette est placé dans un bac à ultra son.

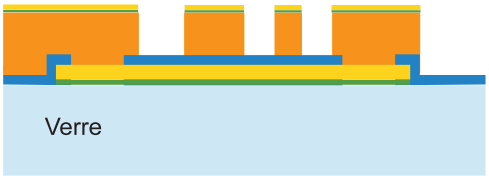
Pour finir, nous gravons le cuivre du *"seed layer"* ainsi que la couche d'accroche de Ti/W dans un bain de gravure cuivre et de H_2O_2 respectivement comme le montre la figure 2.4.8c.



(a) Dépôt de Ti/W et d'Au.



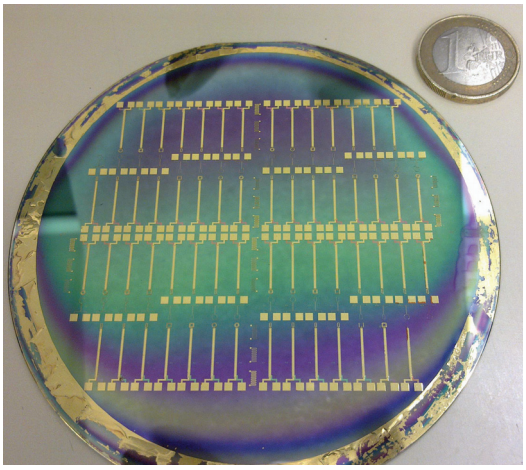
(b) *"Lift-off"*.



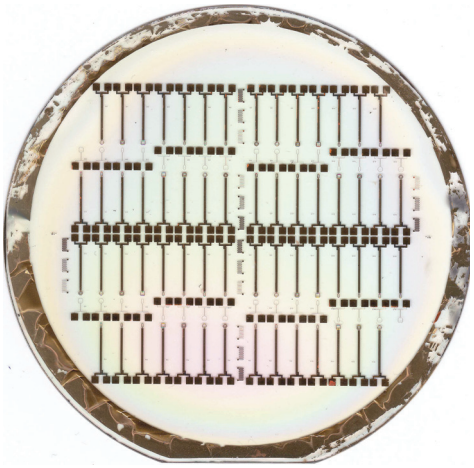
(c) Gravure du *"seed layer"*.

FIGURE 2.4.8: Finition de la surface et gravure du *"seed layer"*.

Les prototypes sur le wafer de silicium et de verre sont illustrés dans les figures 2.4.9 et 2.4.10. Les micro-récepteurs finalisés ont été observés avec un microscope optique au niveau des micro-bobines, des micro-pistes et des pads de soudure. Nous pouvons observer les différentes couches de métallisation utilisées dans ce procédé.

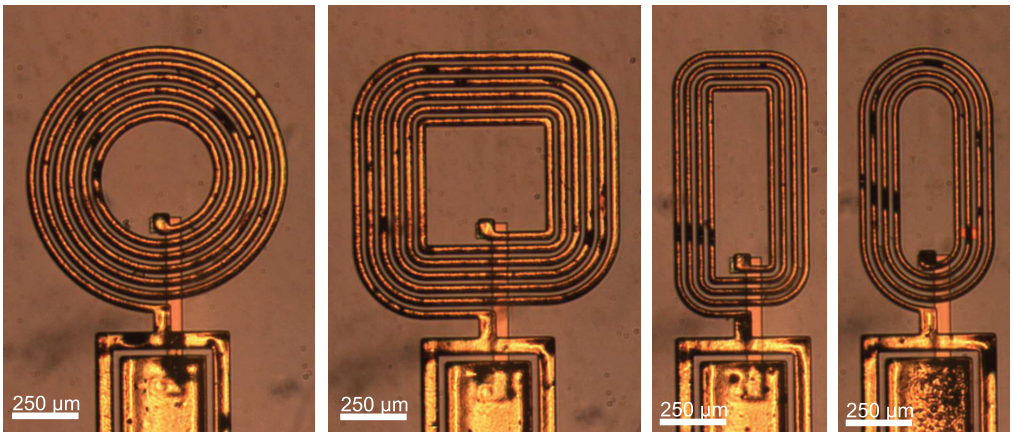


(a) Prototypes des micro-bobines sur un wafer de Si.

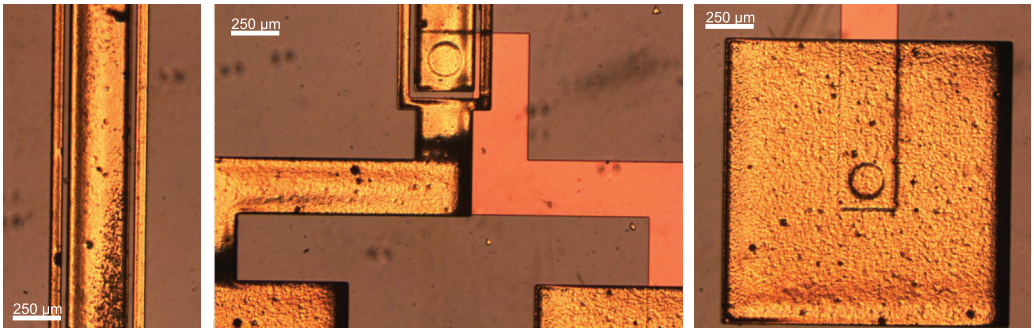


(b) Prototypes des micro-bobines sur un wafer de verre.

FIGURE 2.4.9: Wafers des prototypes finalisés.



(a) Micro-bobines électrodéposées.



(b) Micro-pistes, underpass et pads de connexion.

FIGURE 2.4.10: Profils des micro-récepteurs après la phase de gravure du *"seed layer"* observés avec un microscope optique.

La vérification du contact entre ces couches a été réalisée en mesurant la résistance des micro-récepteurs comme le montre la figure 2.4.11 ; la vérification de l'épaisseur des micro-récepteurs a été effectué avec un profilomètre mécanique de type Dektak [3]et un profilomètre optique de la société VEECO (figure 2.4.12).

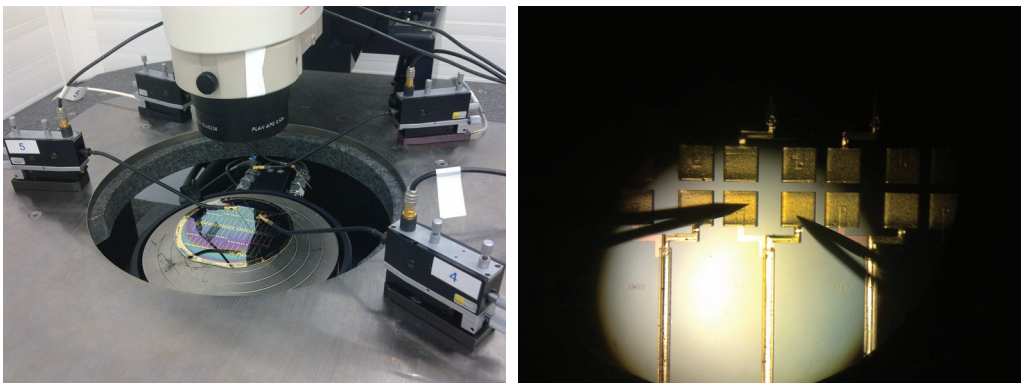


FIGURE 2.4.11: Vérification du contact entre les différentes couches par mesure sous pointes.

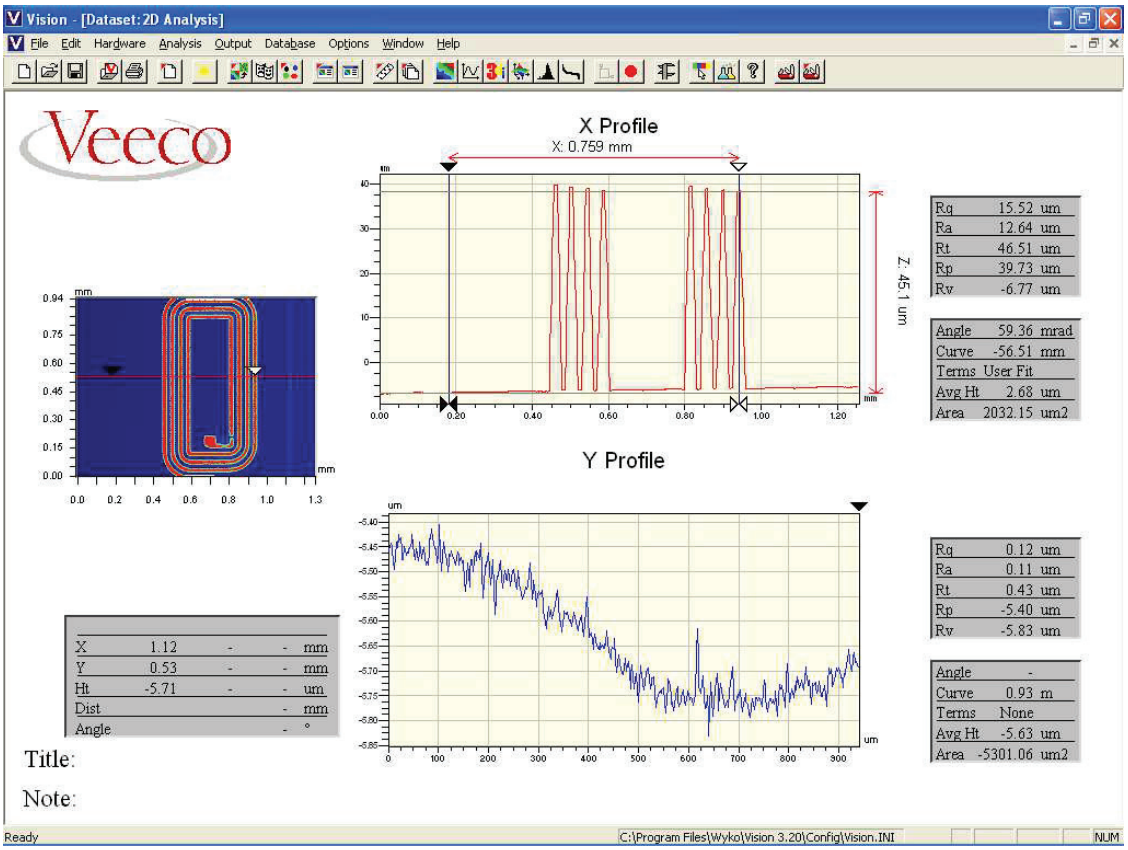
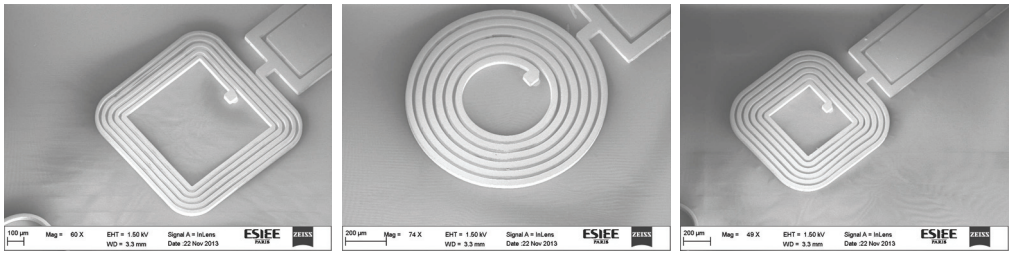
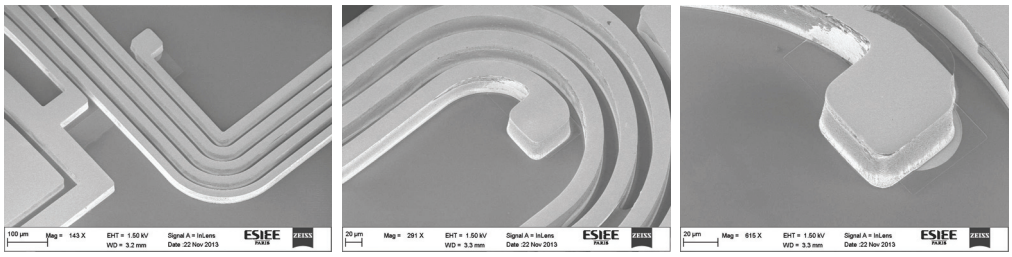


FIGURE 2.4.12: Vérification de l'épaisseur du conducteur principal des micro-bobines.

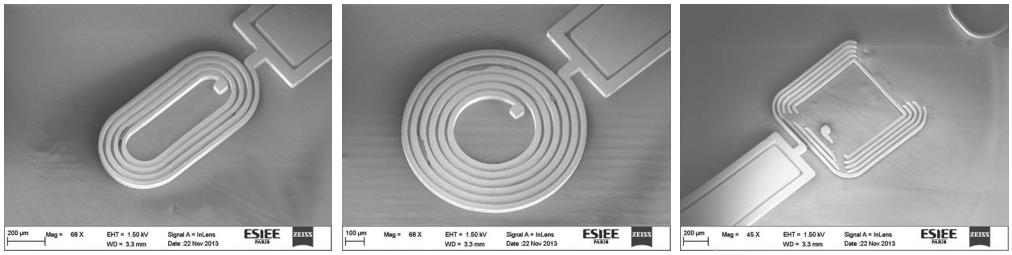
La figure 2.4.13 montre les images des prototypes obtenues à l'aide d'un microscope électronique à balayage de type ZESS NEON 40. Grâce à ce microscope, nous avons pu vérifier la bonne finition des micro-récepteurs et des contacts. Nous avons pu observer, avec précision, des défauts de prélèvement de la résine ainsi que des défauts, plus rares, où les pistes des micro-bobines ont été décollées du substrat.



(a) Profils sans défaut.



(b) Visualisation des contacts.



(c) Profils avec défaut.

FIGURE 2.4.13: Images des profils des micro-récepteurs acquises par un microscope électronique à balayage de type ZESS NEON 40 (ESIEE, Paris).

2.5. Validation des prototypes

Afin de valider les bobines réalisées, nous avons mesuré le paramètre S11 de chaque micro-récepteur fabriqué sur un wafer de Si et sur un wafer de verre. Ces mesures ont été effectuées à l'ESIEE à l'aide d'un analyseur de spectre HP8510 et d'une sonde coplanaire (masse/signal/masse) Signatone S1160, dans une gamme de fréquences comprises entre 50 MHz et 500 MHz.

De façon succincte, dans cette section nous analysons ces mesures par rapport aux modèles correspondants de chaque type de micro-récepteur, sur Si ou verre, afin

de valider leur fabrication. L'analyse complète ainsi que la caractérisation et la modélisation des micro-récepteurs sera traitée dans le chapitre 3.

2.5.1. Micro-récepteurs fabriqués sur silicium

La figure 2.5.1a, montre les paramètres S mesurés sur les micro-récepteurs fabriqués sur le substrat de silicium d'une des géométries de micro-bobines étudiées en comparaison avec le paramètre S de son modèle post-layout. Nous constatons un grand écart entre la simulation et les mesures. S'agissant d'un premier test de fabrication, le substrat utilisé n'était pas un substrat Si à haute résistivité.

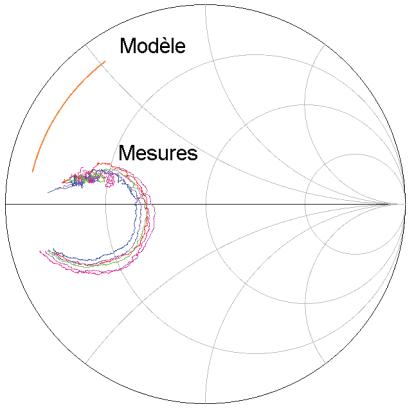
Sur la figure 2.5.1b, nous pouvons constater que la résistance des prototypes fabriqués sur le substrat de silicium classique est supérieure à 10 Ω dans l'intervalle fréquentiel entre 50 MHz et 300 MHz, soit cinq fois supérieure à celle estimée. Cette augmentation des pertes résistives peut être expliquée par la mise en place d'un système capacitif entre la couche métallique, l'oxyde et le silicium [111]. La différence de potentiel entre le conducteur principal et le substrat provoque une zone d'accumulation, de déplétion ou d'inversion de charges dans le Si à la surface de contact avec le SiO_2. Cette zone de charges d'espace augmente la conductivité du substrat et provoque l'augmentation des pertes résistives.

La fréquence de résonance propre de ces micro-récepteurs est obtenue au moment où la réactance change de signe ; elle est de l'ordre de 180 MHz, soit dix fois plus faible que celle du modèle. La réduction de la fréquence de résonance propre peut être aussi expliquée en raison de la capacité créée par zone de charges d'espace à l'interface SiO_2-Si. En effet, à la fréquence de 160 MHz, nous avons une inductance de $5nH$ qui équivaut à une capacité de 156 pF, soit 10^3 fois plus élevée que celle estimée d'après les simulations post-layout.

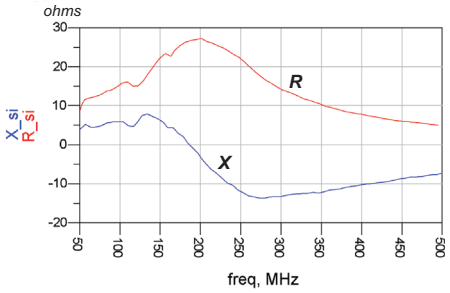
D'après le travail de Wu [94], une amélioration possible est de graver la couche intermédiaire dans la zone où il n'y a pas de conducteur pour isoler le couplage résistif entre la piste de signal et les pistes de masse à travers la résistivité du substrat.

Un autre facteur à prendre en considération est la température de l'oxydation. En effet, il a été montré par Deal [112] que le phénomène d'oxydation provoque l'apparition de charges dans l'oxyde au niveau de la surface en contact avec le Si et ces charges sont de plus importantes à des températures élevées. Or, ces charges dans le SiO_2 peuvent contribuer à l'augmentation de la conductivité et donc des pertes.

Finalement, l'utilisation d'un diélectrique à faible constante permettrait de réduire la capacité créée entre le conducteur et la zone de charges d'espace du substrat [113].



(a) Comparaison des paramètres S mesurés des prototypes fabriqués sur le substrat de silicium et leur modèle correspondant.



(b) Résistance et réactance moyenne des prototypes sur le substrat de silicium.

FIGURE 2.5.1: Mesures des caractéristiques électriques des prototypes sur substrat de silicium.

2.5.2. Micro-récepteurs fabriqués sur un substrat de verre

Contrairement aux prototypes fabriqués sur le substrat de Si, les micro-récepteurs fabriqués sur le substrat de verre présentent des caractéristiques proches de celles obtenues par simulation comme le montre la figure 2.5.2. De ce fait, nous allons retenir ce procédé de fabrication pour la suite de ce travail de thèse. La caractérisation et modélisation de ces prototypes sera abordée dans le chapitre 3.

Étant donné qu'il s'agit d'un premier essai avec ce processus de fabrication, seulement 50% des micro-récepteurs ont été utilisables.

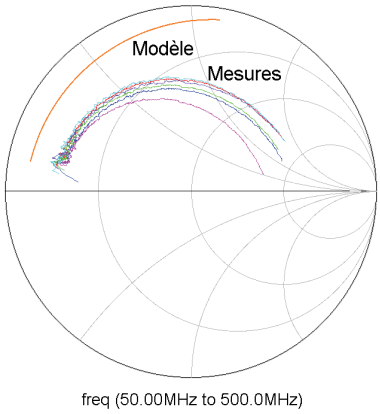


FIGURE 2.5.2: Comparaison des paramètres S mesurés des prototypes fabriqués sur le substrat de verre et leur modèle correspondant.

2.6. Traitement de surface vis à vis de l'implantation du micro-récepteur RMN

Notre capteur actuel a une extrémité de forme rectangulaire de $500 \times 400\,\mu m^2$. Cette forme réctangulaire présente une grande surface qui opposerait une forte résistance lors de l'implantation et pourrait provoquer des lésions du tissu cérébral ce qui fausserait les mesures RMN (cf. chapitre 1). Dans le but de rendre ce capteur moins intrusif, nous envisageons d'usiner la surface du substrat en forme d'aiguille pointue.

L'une des possibilités, aussi bien pour le substrat de verre que pour le silicium, est d'effectuer une gravure anisotropique de volume par voie humide. Ceci se fait à l'aide d'un agent de gravure comme l'Hydroxyde de Potassium (KOH), l'Ethylène Diamine Pyrocathecol (EDP) ou le Tetramethylammonium Hydroxyde (TMAH). Chacun de ces agents va graver le substrat à des vitesses différentes selon les plans (100), (110) ou (111) du cristal de silicium ou de verre.

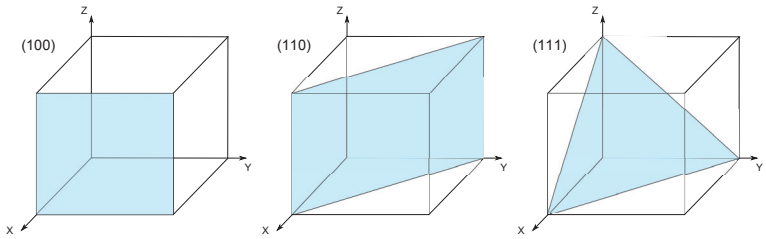
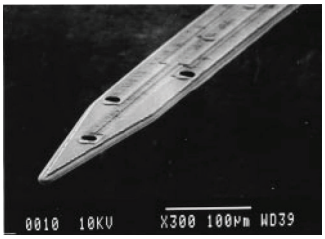


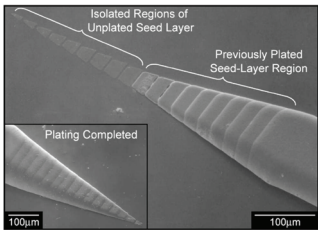
FIGURE 2.6.1: Plans ou indices de Miller d'un cristal.

La fabrication de micro-électrodes et de micro-capteurs neuronaux a été réalisée par Ensell [114] et Chen [115] en faisant de l'usinage de volume par gravure anisotropique humide avec du KOH arrêté par une couche de bore fortement dopé ($10^{20} cm^{-3}$). Une proposition différente a été faite par Motta [116] pour la fabrication d'électrodes en Cr-Pt reposant sur une aiguille de Ni électrodéposé. Ces micro-électrodes implantables réussies sur le plan mécanique, ne sont pas compatibles avec des circuits intégrés CMOS. En effet, Motta dissout complètement le substrat de silicium, par conséquent il n'y a plus de possibilité d'intégration. D'autre part, le KOH, ainsi que l'EDP, sont des sources de sodium qui contaminent l'oxyde dans les circuits CMOS [117]. Un agent de gravure anisotropique humide compatible avec la technologie CMOS est le TMAH [118, 117]. Or, une des problématiques avec la gravure anisotropique humide, illustrée dans la figure 2.6.2c, est l'attaque du substrat sous le masque au niveau des angles. Sur la figure 2.6.2d, nous illustrons les résultats de Pal [119, 120] qui montre que l'ajout du surfactant NC-200 au TMAH permet de maîtriser parfaitement la forme des gravures et de réduire significativement les effets des bords convexes des masques. Des méthodes de simulation pour prévoir

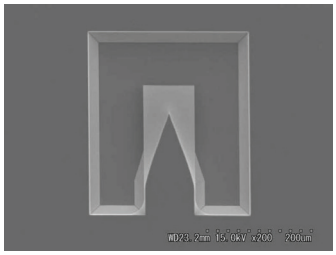
le résultat en fonction du temps d'exposition à l'agent de gravure sont donnés par Asaumi et Koide [121, 122].



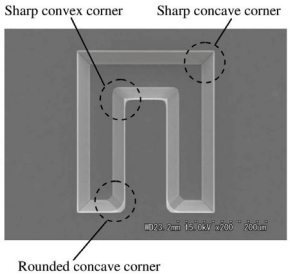
(a) Micro-électrodes de Chen [115].



(b) Micro-électrodes de Motta [116].



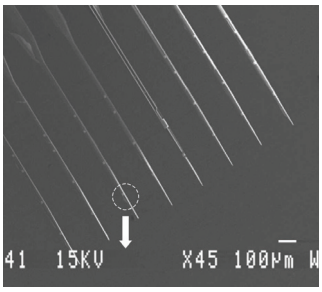
(c) Finitions avec TMAH [120].



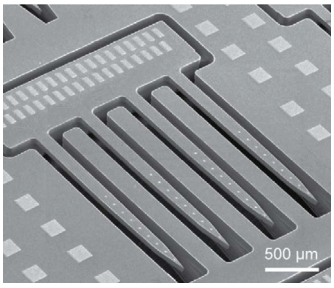
(d) Finitions avec TMAH et surfactant [120].

FIGURE 2.6.2: Micro-usinage de volume par gravure anisotropique hummide.

Une autre possibilité, consiste à effectuer une gravure de volume anisotropique sèche par DRIE (Deep Reactive-Ion Etching) sur toute la face arrière du micro-capteur. A la différence de la gravure anisotropique par voie humide, la DRIE se base sur l'accélération d'ions dans le sens de la gravure. De cette façon, la gravure par DRIE est pratiquement unidirectionnelle malgré des légers effets d'arrondi que l'on peut trouver sous le masque.



(a) Micro-électrodes de Norlin [123].



(b) Micro-électrodes de Herwik [124].

FIGURE 2.6.3: Micro usinage de volume par DRIE.

L'équipe de Norlin [123] a utilisé cette méthode pour fabriquer des sondes neuronales de 25 µm de largeur sur un substrat SOI avec une épaisseur finale de la zone à

implanter de 20 µm. Récemment, Vasylieva [125], a réussi à obtenir une épaisseur de 50 µm pour des électrodes de détection de métabolites cérébraux chez le rat. De sa part, Herwik [124] a réussi à fabriquer un réseau de micro-électrodes 3D de 80 µm d'épaisseur. D'autres exemples de micro-électrodes utilisant cette technique sont donnés par Wassum [126] et Frey [127], ayant respectivement des épaisseurs de 150 µm à 250 µm.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons optimisé le layout de différentes géométries de micro-bobines ainsi que leurs pistes de signal afin d'améliorer la sensibilité de ces capteurs lors des mesures RMN.

Nous avons proposé une modification au procédé de fabrication des micro-récepteurs afin d'éviter les difficultés liées au wire-bonding. Basés sur ce procédé, nous avons fabriqué des prototypes de micro-capteurs sur un substrat de verre et de silicium.

L'utilisation d'un substrat de Si est plus avantageuse car elle permet l'intégration d'un circuit de conditionnement sur le même substrat. Cependant, les prototypes fabriqués sur silicium classique montrent une fréquence de résonance très faible due à une forte capacité créée entre le conducteur principal et le substrat. Des améliorations pour la fabrication des micro-récepteurs sur Si ont été proposées, dont la principale est d'utiliser un substrat Si à haute résistivité. Cependant, le manque d'accès direct en salle blanche ne nous a pas permis de concrétiser cette étude. De ce fait, pour la suite ce travail de recherche, nous n'avons retenu que les prototypes fabriqués sur un substrat de verre.

Finalement, nous avons présenté un récapitulatif des méthodes de micro-usinage de volume qui nous permettront d'optimiser la surface du capteur en vue de l'implantation.

Chapitre 3

Modélisation et Analyse des Micro-récepteurs RMN Implantables

L'objectif de ce chapitre est de proposer un modèle électrique fiable pour les micro-bobines implantables réalisées dans le cadre de notre étude. Dans la section 3.1, nous présenterons un état de l'art sur la modélisation de micro-bobines sur un substrat de silicium ainsi que le circuit électrique équivalent couramment utilisé par la communauté RMN pour modéliser une bobine réceptrice. Partant de ces bases, nous avons identifié deux problématiques principales.

- La première concerne les micro-pistes qui empêchent de mesurer directement les paramètres S propres aux micro-bobines et donc de connaitre les performances de cette partie active du micro-capteur.
- La deuxième problématique sont les ambiguïtés sur le schéma électrique équivalent des bobines réceptrices en RMN actuellement utilisé par rapport au phénomène d'induction observé lors de la réception d'un signal RMN.

Pour lever le premier verrou, dans la section 3.2 nous proposerons une méthode de modélisation du comportement des micro-récepteurs à partir des simulations post-layout des différentes géométries de micro-bobines. La modélisation indépendante des micro-bobines et des micro-pistes nous permet de les caractériser individuellement.

Cette méthode de modélisation nous permettra d'extraire les caractéristiques des circuits électriques des micro-récepteurs fabriqués afin de les caractériser (section 3.3). Une comparaison des performances des différentes prototypes servira à sélectionner le micro-récepteur optimal en terme de sensibilité.

Finalement, dans la section 3.4, nous proposerons un circuit électrique décrivant le comportement d'une bobine réceptrice RMN en accord avec les phénomènes électromagnétiques mis en jeu et nous utiliserons celui-ci pour modéliser le micro-récepteur retenu. Grâce à ce circuit équivalent du micro-capteur RMN, nous analyserons le comportement électrique intrinsèque de celui-ci.

3.1. Introduction

Dans cette section, nous rappelerons les différentes méthodes de modélisation des caractéristiques électriques d'une micro-bobine fabriquée sur un substrat de silicium ainsi que la problématique de notre application. Nous présenterons aussi le modèle des bobines receptrices couramment utilisé en RMN et nous montrerons que celui-ci ne decrit pas le comportement physique réel d'une bobine réceptrice.

3.1.1. Circuit électrique des micro-bobines sur un substrat semi-conducteur

3.1.1.1. Circuit électrique

Le circuit électrique de base utilisé pour modéliser une bobine fabriquée sur un substrat de silicium [128, 129, 130, 75] est illustré dans la figure 3.1.1. Ce modèle tient compte des phénomènes physiques principaux intervenant dans une micro-bobine [131] lorsque l'on applique une différence de potentiel à ses bornes (cf. figure 3.1.2).

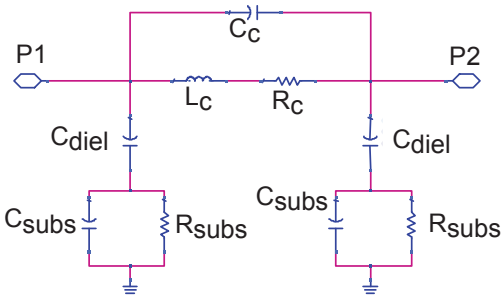


FIGURE 3.1.1: Modèle électrique en Π d'une bobine sur un substrat de silicium.

La différence de potentiel aux bornes de la bobine génère un champ électrique le long du conducteur, ce champ met en circulation les charges dans le conducteur et donne naissance à la résistance de pertes R_c. Le plus important de ce phénomène est l'induction magnétique produite par le courant alternatif traversant la bobine et qui génère un champ magnétique. Ce phénomène est représenté par l'inductance L_c en série avec la résistance de pertes.

Un deuxième champ électrique est crée entre les spires de la bobine dû à la différence de potentielle entre celle-ci. Ce champ donne naissance au couplage capacitif entre les spires, représenté par la capacité C_c en parallèle.

Finalement, lorsque le substrat est relié à la masse, un troisième champ électrique apparaît entre les spires et le substrat. Ce champ électrique est à l'origine des pertes dans le diélectrique (C_{diel}) et dans le substrat (C_{sub} et R_{sub}).

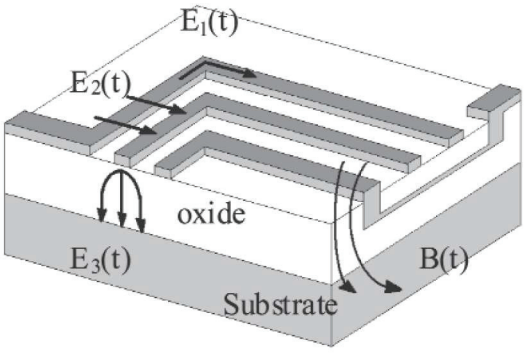


FIGURE 3.1.2: Phénomènes physiques mis en jeu dans une micro-bobine sur un substrat de silicium sous tension [131].

Des modèles plus complets incluant les pertes par courants de Foucault dans le substrat ont été proposés par Niknejad et Talwalkar [132, 89]. De la même façon que le champ magnétique dans la bobine est crée par le courant qui la traverse, ce champ met en mouvement des charges dans le substrat et crée des boucles de courant (les courants de Foucault). Ce phénomène est modélisé par une résistance en série avec celle des pertes R_c. La résistance R_c est aussi augmentée par les effets de proximité entre les spires et par l'effet de peau [60].

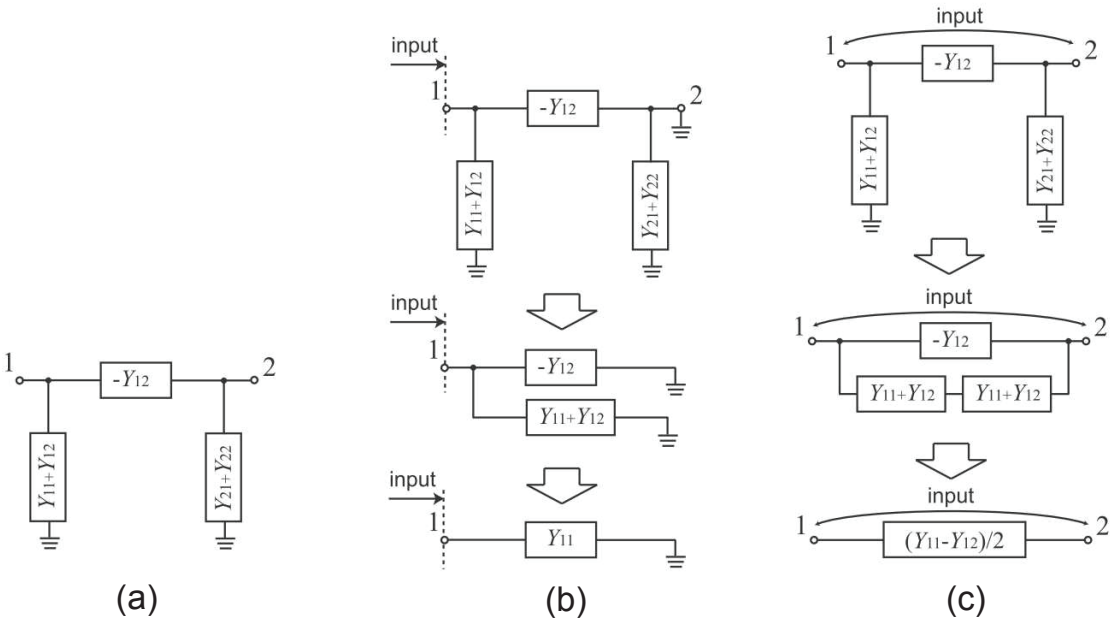


FIGURE 3.1.3: Calcul des paramètres Y à partir d'un modèle en Π (a) dans une configuration asymétrique (b) et différentielle (c) [133].

Pour obtenir les valeurs des éléments du circuit éléctrique équivalent d'une micro-bobine, il faut extraire dans un premier temps les paramètres S entre ses bornes. Après la transformation des paramètres S en paramètres Y (cf. figure 3.1.3), nous

pouvons extraire les valeurs des composants électriques du modèle à l'aide des équations 3.1.1 à 3.1.3 pour des bobines sous une topologie différentielle [133].

$$L_{diff} = \frac{Im\left(\frac{4}{Y(1,1)+Y(2,2)-Y(1,2)-Y(2,1)}\right)}{2\pi f} \tag{3.1.1}$$

$$R_{diff} = Re\left(\frac{4}{Y(1,1)+Y(2,2)-Y(1,2)-Y(2,1)}\right) \tag{3.1.2}$$

$$Q_{diff} = -\frac{Im\left(Y(1,1)+Y(2,2)-Y(1,2)-Y(2,1)\right)}{Re\left(Y(1,1)+Y(2,2)-Y(1,2)-Y(2,1)\right)} \tag{3.1.3}$$

De la même façon, nous avons ci-dessous les équations des caractéristiques électriques d'une bobine en mode asymétrique (avec une borne référencée à la masse) :

$$L_{shunt} = \frac{Im\left(\frac{1}{Y(1,1)}\right)}{2\pi f} \tag{3.1.4}$$

$$R_{shunt} = Re\left(\frac{1}{Y(1,1)}\right) \tag{3.1.5}$$

$$Q_{shunt} = -\frac{Im\left(Y(1,1)\right)}{Re\left(Y(1,1)\right)} \tag{3.1.6}$$

Dans une configuration différentielle, les capacités parasites et les résistances du substrat aux bornes de la bobine peuvent être extraites à partir des paramètres Y [134] :

$$C_{diel1} = \frac{Im\left(Y(1,1)+Y(1,2)\right)}{2\pi f} \tag{3.1.7}$$

$$C_{diel2} = \frac{Im\left(Y(2,2)+Y(2,1)\right)}{2\pi f} \tag{3.1.8}$$

$$R_{subs1} = Re\left(\frac{1}{Y(1,1)+Y(1,2)}\right) \tag{3.1.9}$$

$$R_{subs2} = Re\left(\frac{1}{Y(2,2)+Y(2,1)}\right) \tag{3.1.10}$$

La fréquence de résonance propre (f_0) étant la fréquence pour laquelle Q = 0 [135], la capacité globale s'exprime en fonction de f_0 et de $L(f)$ comme le montre l'équation 3.1.11 :

$$C_{globale}(f) = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L(f)} \tag{3.1.11}$$

Les composantes parasites liées au substrat (R_{subs}, C_{subs} et C_{diel}) peuvent être calculées en fonction de la surface de contact entre les spires et le substrat en tenant compte de l'épaisseur du substrat (ou du diélectrique) [75] :

$$C_{(F)} = k\varepsilon_0 \cdot \frac{surface_{(cm^2)}}{épaisseur_{(cm)}} \tag{3.1.12}$$

$$R_{(\Omega)} = \frac{1}{\sigma_{(S/cm)}} \cdot \frac{épaisseur_{(cm)}}{surface_{(cm^2)}} \tag{3.1.13}$$

où $\varepsilon_0 = 8.854\,10^{-14}(F/cm)$ est la permittivité du vide, k est la permittivité relative du diélectrique ou du substrat, σ est la conductivité du matériau.

Dans le cas d'une configuration asymétrique, Yue et Wong [84] ont exploré la dépendance entre les différents caractéristiques électriques. Cette interdépendance est décrite dans les équations 3.1.14 à 3.1.16 ; le modèle équivalent qu'ils proposent est illustré dans la figure 3.1.4.

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{diel}^2 R_{subs}} + \frac{R_{subs}\left(C_{diel} + C_{subs}\right)^2}{C_{diel}^2} \tag{3.1.14}$$

$$C_p = C_{diel} \cdot \frac{1 + \omega^2\left(C_{diel} + C_{subs}\right) C_{subs} R_{subs}^2}{1 + \omega^2\left(C_{diel} + C_{subs}\right)^2 R_{subs}^2} \tag{3.1.15}$$

$$Q = \frac{\omega L_c}{R_c} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[(\omega L_c/R_c)^2 + 1\right] R_c} \cdot \left[1 - \frac{R_c^2\left(C_c + C_p\right)}{L_c} - \omega^2 L_c\left(C_c + C_p\right)\right]$$

$$= \frac{\omega L_c}{R_c} \cdot Pertes\,dans\,Substrat \cdot Résonance\,Propre \tag{3.1.16}$$

Les équations données par Yue et Wong [84] illustrent la complexité d'une modélisation précise des caractéristiques électriques. Dans l'équation 3.1.16, nous constatons que le facteur de qualité dépend non seulement du rapport entre l'inductance et la résistance de la bobine, de la fréquence de résonance propre de la bobine, mais aussi d'un facteur des pertes liées au substrat. Ainsi, le facteur des pertes et la fréquence

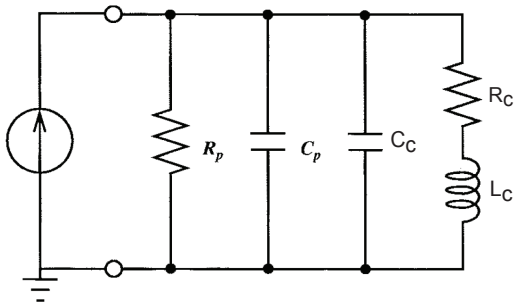


FIGURE 3.1.4: Modèle équivalent de Yue [84] avec les paramètres combinés.

de résonance propre sont une combinaison de tous les éléments du modèle de la bobine comme le montrent les équations 3.1.14 et 3.1.15.

Des modèles complexes prenant en compte les inductance mutuelles entre les spires pour le calcul d'inductances ont été donnés aussi dans d'autres études [100, 101, 136, 103, 104, 105].

Dans notre cas, la priorité est de caractériser les micro-bobines que nous avons fabriquées. Pour cela nous allons nous appuyer sur le modèle de base présenté dans la figure 3.1.1 dans un premier temps. Toutefois, les modèles prenant en compte les inductance mutuelles, les équations d'interdépendance entre le facteur de qualité et les composants parasites, et l'augmentation de Rc due aux courants de Foucault, à l'effet de peau et à l'effet de proximité, trouvent leur intérêt lors de l'interprétation des résultats.

3.1.1.2. Problématique

Le modèle de base de la figue 3.1.1 n'est utile que si les paramètres S sont mesurés directement aux bornes de la bobine. Or, dans le cas de micro-bobines implantables, aucune mesure n'est possible aux bornes de la bobine en raison de la présence des pistes de signal.

Par ailleurs, le signal RMN n'est détecté que par les micro-bobines, d'où l'intérêt de caractériser la partie active de ce micro-récepteur indépendamment des micro-pistes.

Dans ce contexte, si nous souhaitons comprendre les performances de ce micro-récepteur, il faut être capable de caractériser séparément la partie active et les micro-pistes qui représentent une impédance de pertes additionnelles.

3.1.2. Circuit électrique utilisée en RMN pour modéliser une bobine

3.1.2.1. Circuit électrique

Une bobine réceptrice RMN est couramment modélisée par un circuit RLC en série, illustré dans la figure 3.1.5. Dans ce schéma, le générateur représente le signal induit par le champ magnétique B_1, R est la résistance de pertes de la bobine L et C est la capacité d'accord aux bornes de laquelle le signal RMN sera mesuré [137].

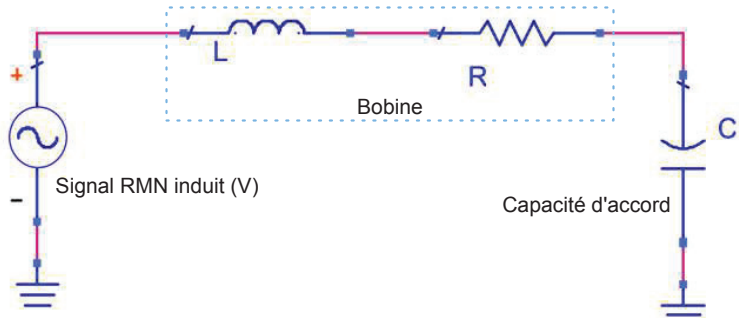


FIGURE 3.1.5: Circuit RL série utilisé pour modéliser une bobine RMN en réception.

Ce circuit est caractérisé par la fonction de transfert donnée dans l'équation 3.1.17 :

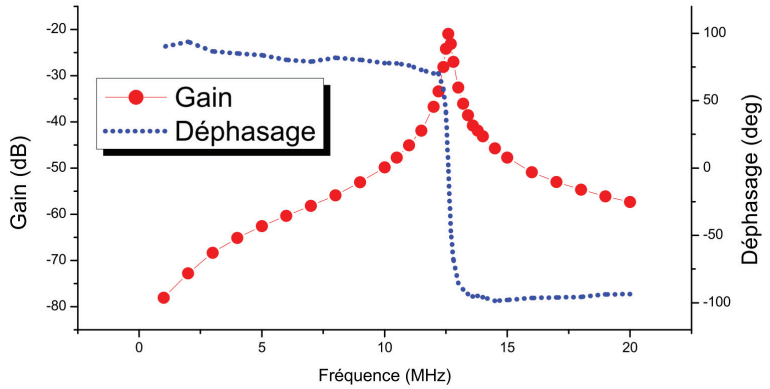
$$H_{RLC,série_{réception}} = \frac{1/jRC\omega}{1 + j\left(\frac{L\omega}{R} - \frac{1}{RC\omega}\right)}$$

$$= \frac{-jQ/\omega_n}{1 + jQ\left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)} \tag{3.1.17}$$

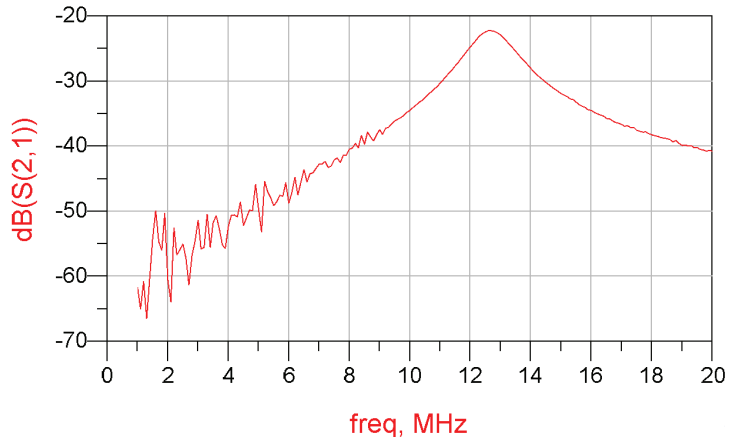
avec $Q = L\omega_0/R = 1/RC\omega_0$ et $\omega_n = \omega/\omega_0$ où ω_0 est la pulsation à la fréquence de résonance.

3.1.2.2. Problématique

Nous avons fait des mesures sur une bobine de surface dont l'inductance équivalente est de 64 nH et la résistance vaut 5 Ω, ce qui nous donne un facteur de qualité de l'ordre de l'unité. Nous avons ajouté une capacité de 2,5 nF aux bornes de la bobine pour obtenir une fréquence de résonance de 12,6 MHz. Pour placer cette bobine dans une configuration réceptrice, nous avons crée un flux de champ magnétique à l'aide d'une bobine émettrice et nous avons mesuré la différence de potentiel aux bornes de la bobine réceptrice. Le gain en dB de la tension mesurée aux bornes de la bobine réceptrice ainsi que la fonction de transfert entre les deux bobines sont illustés dans la figure 3.1.6.



(a) Gain en tension et déphasage mesuré aux bornes d'une bobine réceptrice.



(b) Paramètre S21 entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice.

FIGURE 3.1.6: Caractérisation du comportement fréquentiel d'une bobine réceptrice en RMN.

Comme nous pouvons le constater, d'après nos mesures effectuées sans capacité d'adaptation, le comportement fréquentiel d'une bobine réceptrice RMN est celui d'un filtre passe bande ou sélectif d'ordre 2. Or, la fonction de transfert donnée dans l'équation 3.1.17 est caractéristique d'un filtre passe bas d'ordre 2 comme l'illustre la figure 3.1.7a.

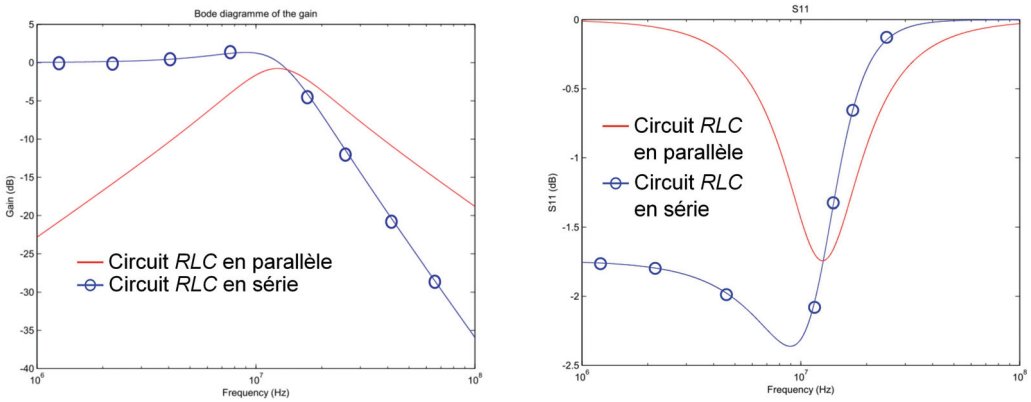
Dans cette même figure nous traçons la fonction de transfert d'un circuit RLC en parallèle décrite par la relation ci-dessous :

$$H_{RLC,parallèle_{réception}} = \frac{Q^2}{1 + jQ^2\left(RC\omega - \frac{R}{L\omega}\right)}$$

$$= \frac{Q^2}{1 + jQ\left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)} \tag{3.1.18}$$

Nous pouvons constater qu'un circuit RLC en parallèle est caractéristique d'un circuit passe bande. Ceci décrit correctement le comportement fréquentiel des mesures effectuées sur la bobine RMN réceptrice. La modélisation de bobine réceptrices par un circuit RLC en parallèle a déjà été utilisée dans le domaine de la RMN par Doty dans le cas des bobines solénoïdales [14].

Dans la figure 3.1.7b, nous traçons les paramètres S11 des deux circuits et nous constatons que le circuit de la figure 3.1.5 ne correspond pas au comportement fréquentiel attendu d'une bobine réceptrice en RMN alors que le circuit RLC en parallèle correspond.



(a) Gain de la fonction de transfert du modèle RLC en série actuellement utilisé en RMN et celui d'un circuit RLC en parallèle.

(b) Comparaison entre le paramètre S11 du modèle RLC en série actuellement utilisé en RMN et celui d'un circuit RLC en parallèle.

FIGURE 3.1.7: Modélisation du comportement d'une bobine réceptrice en RMN.

En plus, le modèle RLC en série ne correspond pas au phénomène d'induction magnétique mis en jeu lors de la réception d'un signal RMN. Dans ce modèle, R est la résistance de pertes et présente une chute de tension à ses bornes. Or, aux bornes de L, il y a aussi une chute de tension, autrement dit, la bobine est un composant passif alimenté par le générateur. Par ailleurs, ce générateur placé en série avec l'inductance L représente le signal RMN que l'on devrait mesurer aux bornes de la bobine...

En effet, une bobine statique traversée par un flux magnétique variable génère une accélération des électrons dans le conducteur et donc un courant induit. Ce courant produit une différence de potentiel aux bornes de la bobine, proportionnelle au flux magnétique qui la traverse [138].

Ainsi, nous démontrons que le modèle RLC en série ne correspond pas au comportement d'une bobine statique traversée par un flux magnétique variable.

3.2. Méthode de modélisation polynomiale des micro-récepteurs

Dans cette section, nous proposons une méthode d'extraction des caractéristiques électriques des micro-récepteurs fabriquées. Cette méthode consiste à créer des modèles distincts pour les micro-bobines et pour les micro-pistes à partir des paramètres S de la simulation post-layout de chacun de ces éléments. L'association de ces modèles nous permettra de prédire le comportement global de chaque configuration de micro-récepteur.

La méthodologie pour obtenir le modèle polynomial qui permet de simuler le comportement électrique du layout de chaque élément est illustrée dans la figure 3.2.1. La première étape consiste à simuler le layout des différentes configurations des micro-bobines et des micro-pistes pour obtenir leurs paramètres S avec ADS ®.

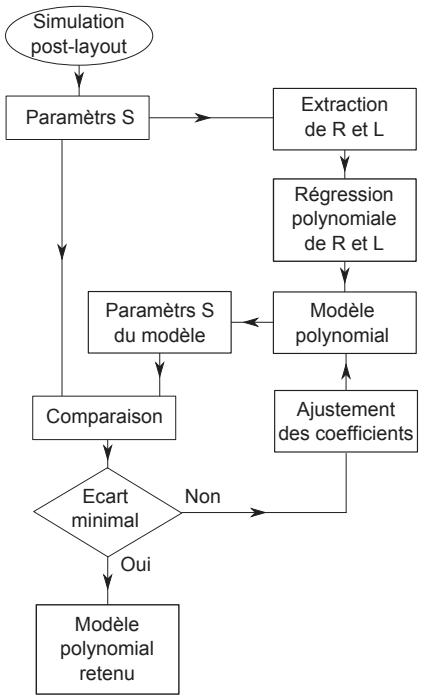


FIGURE 3.2.1: Méthodologie pour extraire le modèle polynomial des micro-bobines ou des micro-pistes à partir des paramètres S de la simulation post-layout.

En partant des paramètres S de la simulation post-layout, nous traçons la partie réelle et la partie imaginaire correspondante en fonction de la fréquence et nous effectuons une régression polynomiale sur ces courbes. Les coefficients de cette régression nous permettent de modéliser la partie réelle et la partie imaginaire sur ADS ®.

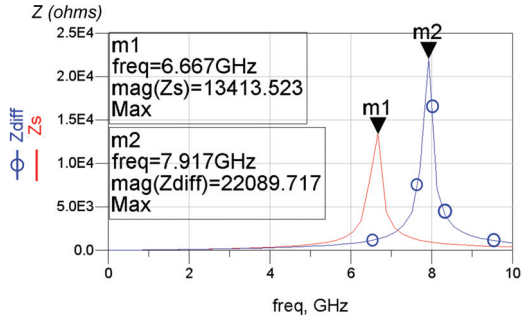
Le comportement électrique de chaque élément est obtenu en ajustant les coefficients du modèle polynomial afin de minimiser l'écart des paramètres S obtenus par la simulation post-layout et les paramètres S de l'impédance correspondant au modèle.

En associant le modèle polynomial de chacune des micro-bobines à celui des micro-pistes, nous pouvons prédire le comportement électrique des micro-récepteurs fabriqués.

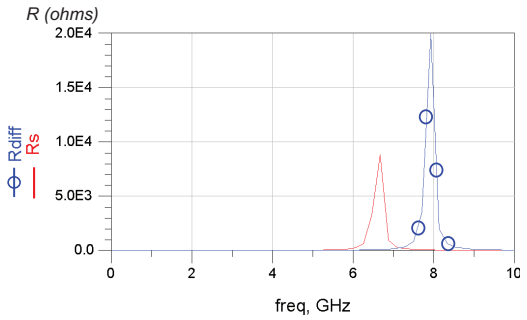
Dans ce chapitre, nous avons choisi d'illustrer ces étapes de modélisation avec la bobine rectangulaire avec quatre spires.

3.2.1. Extraction des caractéristiques électriques par simulation post-layout

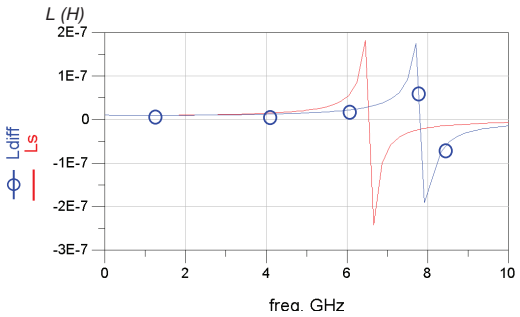
Afin d'obtenir les valeur des composants électriques du circuit équivalent d'une micro-bobine, il faut d'abord transformer les paramètres S obtenus après la simulation du layout en paramètres Y (cf. paragraphe 3.1.1). Dans la figure 3.2.2 on donne les valeurs de caractéristiques électriques principales obtenues à partir de la simulation post-layout de la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires, dans une gamme fréquentielle allant de 1 MHz à 10 GHz.



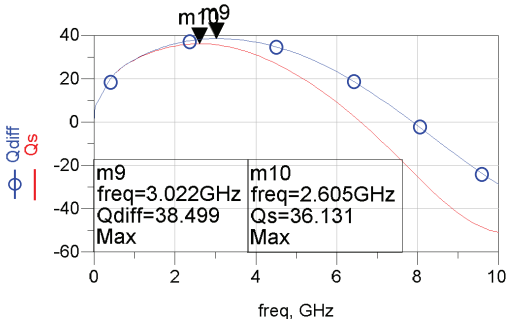
(a) Impédance différentielle (Z_{diff}) et asymétrique (Z_s).



(b) Résistance différentielle (R_{diff}) et asymétrique (R_s).



(c) Inductance différentielle (L_{diff}) et asymétrique (L_s).



(d) Facteur de qualité différentielle (Q_{diff}) et asymétrique (Q_s).

FIGURE 3.2.2: Valeurs post-layout des caractéristiques électriques principales de la bobine rectangulaire avec quatre spires.

*Remarque : à partir de la fréquence de résonance propre de la bobine, la partie négative dans la figure (c) ne correspond pas à une inductance physique mais elle est caractéristique de la réactance capacitive du composant.

On constate que la fréquence de résonance propre de la bobine connectée sous une configuration différentielle est de 7,92 GHz et de 6,67 GHz pour une configuration asymétrique. En effet, sous une configuration asymétrique on court-circuite l'une des deux bornes de la bobine, ceci laisse place à des interactions entre les éléments parasites (cf. équations 3.1.14 à 3.1.16) d'où la différence des fréquences propres de résonance d'une configuration à l'autre. Dans les deux cas, les fréquences de résonance propres sont supérieures à nos fréquences de travail (de 50 MHz à 300 MHz).

Au niveau de l'inductance et de la résistance, leurs valeurs restent relativement constantes et pratiquement identiques d'une configuration à l'autre dans une gamme de fréquences allant jusqu'à 4 GHz.

Dans la plage de fréquences qui nous intéressent, on constate que la valeur de l'inductance est pratiquement constante et vaut environ 10 nH. La valeur de la résistance varie quasi linéairement entre 0,4 Ω et 1,1 Ω pour des fréquences comprises entre 50 MHz et 300 MHz et le facteur de qualité varie de 8,6 à 17. Dans cette même plage fréquentielle, ces caractéristiques électriques ont les mêmes valeurs dans les deux types de configuration de la bobine (différentielle ou asymétrique) car la fréquence de résonance propre est très élevée dans les deux cas.

Dans l'intervalle fréquentiel de travail, la valeur de la capacité parasite globale est pratiquement constante et vaut 40 fF pour la configuration différentielle et 57 fF pour la configuration asymétrique. On constate que cette capacité est supérieure dans le cas d'une configuration asymétrique par rapport à celle d'une configuration différentielle ; ceci justifie que la résonance propre de la configuration asymétrique soit inférieure à celle de la configuration différentielle. En effet, la capacité parasite globale varie en fonction de la fréquence et elle est inversement proportionnelle au produit de l'inductance par le carré de la fréquence propre de résonance (cf. équation 3.1.11).

Dans cet exemple, nous donnons les valeurs de la simulation post-layout de la bobine rectangulaire avec 4 spires, mais nous avons procédé de la même façon pour chacune des autres configurations.

Les caractéristiques électriques de l'ensemble des micro-bobines étudiées sont récapitulées dans le tableau 3.1.

D'après ces résultats, le facteur de qualité de la bobine rectangulaire avec 4 spires (sans les pistes) présente une valeur maximale de 38,5 à la fréquence de 3 GHz pour la configuration différentielle et 36 à la fréquence de 2,6 GHz pour la configuration asymétrique. La configuration de la bobine carrée avec 6 spires, nous permet d'obtenir le facteur de qualité maximal (47,3).

Configuration		Rectangulaire		Ellipsoïdale		Carrée		Circulaire	
Caractéristiques		Nb de spires							
		4	5	4	5	5	6	5	6
A 200 MHz	L_c (nH)	9,95	12,7	9,17	11,9	24,3	23,4	19,2	18,7
	R_c (Ω)	0,93	1,03	0,87	1,09	1,56	1,43	1,32	1,03
	$C_{tot_{shunt}}$ (fF)	57,2	54,4	55	50,4	83	76,7	65,7	61,4
	$C_{tot_{diff}}$ (fF)	40,6	39,6	37,8	36,2	57,1	49,1	46,7	42,7
	Q	17	18,1	16,7	17,3	23,5	26	22	27
$f_{0_{shunt}}$ (GHz)		6,7	6	7	6,5	3,5	3,7	4,5	4,7
$f_{0_{diff}}$ (GHz)		7,9	7	8,5	7,7	4,3	4,7	5,3	5,6
$Q_{max_{shunt}}$		**36**	**34,5**	**37**	**35,2**	**37,7**	**44**	**39,1**	**44**
$Q_{max_{diff}}$		**38,5**	**36,6**	**39,5**	**37,3**	**41**	**47,3**	**42,2**	**47,1**

TABLE 3.1: Tableau récapitulatif des caractéristiques électriques principales des micro-bobines obtenues par la simulation post-layout (valeurs à 200 MHz et valeurs maximales).

Dans le tableau 2.4, nous constatons que la largeur des pistes des bobines carrées et circulaires avec 6 spires est supérieure à celles 5 spires, ceci explique le fait que la résistance des bobines avec 6 spires soit inférieure. D'autre part, l'inductance des bobines des formes rectangulaires et ellipsoïdales est inférieure à celle des formes carrées et circulaires. Ceci explique le fait que le facteur de qualité de ces dernières soit supérieur.

Les simulations post-layout de ces bobines nous confirment que la méthode de fabrication retenue permet d'obtenir des facteurs de qualité élevés par rapport à ceux listés dans l'état de l'art de la fabrication de micro-bobines sur un substrat de silicium (cf. tableau 2.1).

3.2.2. Modèle polynomial d'une micro-bobine en mode différentiel

Avant d'extraire le circuit électrique en Π des micro-bobines simulées dans la configuration différentielle donnée dans la figure 3.1.1, nous définissons premièrement les composants parasites liés au substrat (R_{subs} et C_{subs}) et ceux liés à la couche intermédiaire de nitrure (R_{nitr} et C_{nitr}). La valeur de ces composants est calculée à partir des propriétés des matériaux et de la géométrie des bobines en utilisant les équations 3.1.12 et 3.1.13. Les propriétés des matériaux utilisés et les détails de la géométrie de chaque bobine sont donnés dans les tableaux 2.2 et 2.4 respectivement. Ces composants parasites sont listés dans le tableau 3.2.

Forme de la bobine	Nb de spires	Surface (cm²)	R_{nitr} (Ω)	R_{sub} (Ω)	C_{nitr} (F)	C_{sub} (F)
Rectangulaire	4	1,97E-03	7,61E+12	2,54E+16	8,71E-12	1,36E-14
	5	2,09E-03	7,19E+12	2,40E+16	9,22E-12	1,44E-14
Ellipsoïdale	4	1,82E-03	8,26E+12	2,75E+16	8,03E-12	1,25E-14
	5	1,96E-03	7,65E+12	2,55E+16	8,67E-12	1,35E-14
Carrée	5	3,09E-03	4,86E+12	1,62E+16	1,36E-11	2,13E-14
	6	3,82E-03	3,93E+12	1,31E+16	1,69E-11	2,63E-14
Circulaire	5	2,58E-03	5,82E+12	1,94E+16	1,14E-11	1,78E-14
	6	3,97E-03	3,78E+12	1,26E+16	1,75E-11	2,74E-14

TABLE 3.2: Calcul des composants parasites dans le substrat.

Nous constatons que l'ordre de grandeur des résistances dans la nitrure et dans le verre est très élevé, par conséquent celles-ci seront négligées dans le modèle.

D'autre part, $C_{sub} \ll C_{nitre}$, or ces capacités sont en série donc la capacité prédominante sera C_{sub}. Autrement dit, nous pouvons simplifier le modèle en utilisant uniquement C_{sub} et C_c (capacité liée aux spires de la bobine).

Partant du modèle en Π, nous pouvons effectuer une optimisation automatique des caractéristiques de la bobine (L_c, R_c et C_c) de façon à obtenir la différence la plus faible entre les paramètres S du modèle et ceux de la simulation post-layout. Cependant, la valeur obtenue avec cette optimisation ne sera valide que pour la fréquence choisie.

En effet, comme la résistance et l'inductance varient en fonction de la fréquence, nous allons remplacer ces composants par un bloc qui représente une impédance décrite par une équation que nous pouvons déterminer.

Avec des intensités de champs statiques de 4,7 T et 7 T, les fréquences de résonance des noyaux qui nous intéressent sont comprises entre 50 MHz et 300 MHz. Nous allons donc optimiser nos modèles dans cette plage fréquentielle.

Pour cela, nous effectuons une régression polynomiale pour retrouver la partie imaginaire de la bobine (et donc l'inductance) à partir des paramètres S de la simulation post-layout. Pour modéliser très précisément cette inductance aux fréquences comprises entre 1 MHz et 500 MHz, il faudrait utiliser un polynôme de degré 5. Cependant, un polynôme de second degré suffit pour représenter l'inductance dans notre intervalle de fréquences utiles. De la même façon, un polynôme de second degré nous permet de retrouver la partie réelle correspondant à la résistance de la bobine.

L'association de ces deux polynômes de second degré, permet de modéliser le comportement fréquentiel de l'impédance de la bobine.

Dans le cas de la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires, le modèle polynomial de son impédance est le suivant :

$$Z_{model}(f) = R(f) + jX(f) \tag{3.2.1}$$

avec :

$$R(f) = -9,2\,10^{-18} * f^2 + 6,1\,10^{-9} * f + 0.08 \tag{3.2.2}$$

$$X(f) = 5\,10^{-20} * f^2 + 6,01\,10^{-8} * f + 0,45 \tag{3.2.3}$$

Le circuit de comparaison entre le modèle polynomial et les paramètres S de la simulation post-layout établi à l'aide d'ADS ® est donné dans la figure 3.2.3.

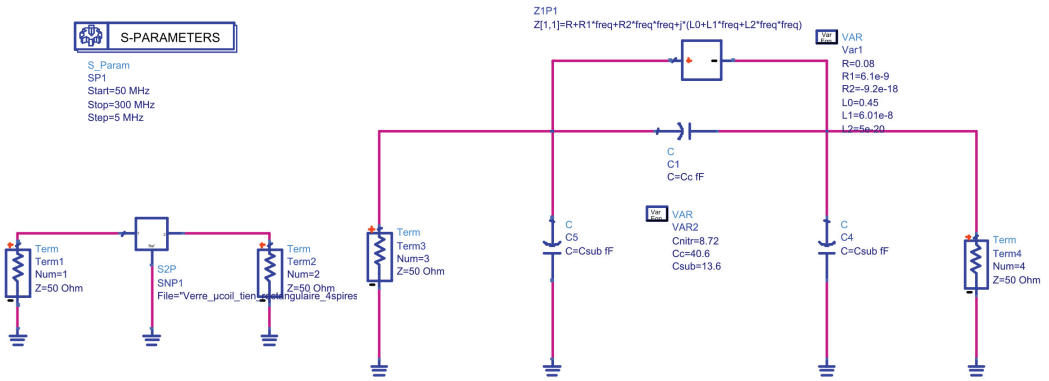
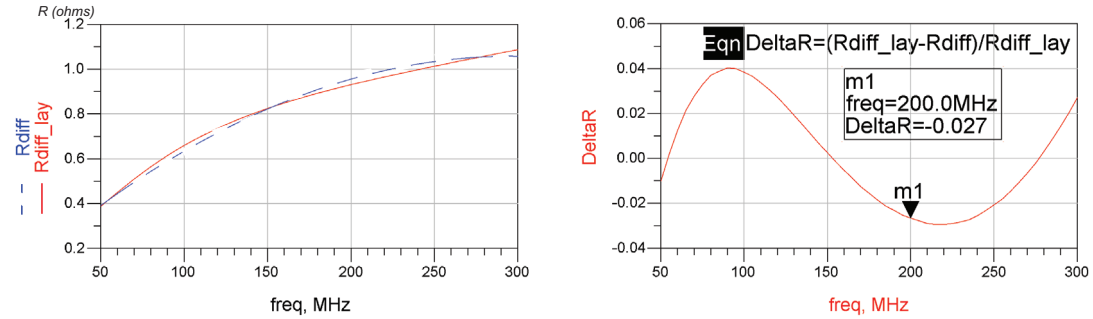


FIGURE 3.2.3: Modèle polynomial de la partie inductive et résistive de la bobine sous une configuration différentielle. *Remarque : sur la figure, Cc correspond à la capacité $C\,tot\,diff$ du tableau 3.1 et $C\,sub$ est donnée dans le tableau 3.2.

Dans la plage fréquentielle d'utilisation de la micro-bobine, nous pouvons constater sur la figure 3.2.4 que la valeur de la résistance obtenue à partir de la simulation post-layout et celle obtenue à partir du modèle ont une variation maximale de 4%.

De la même façon, dans la figure 3.2.5, nous constatons que la variation maximale de l'inductance entre le modèle et la simulation post-layout est de 0.5%.

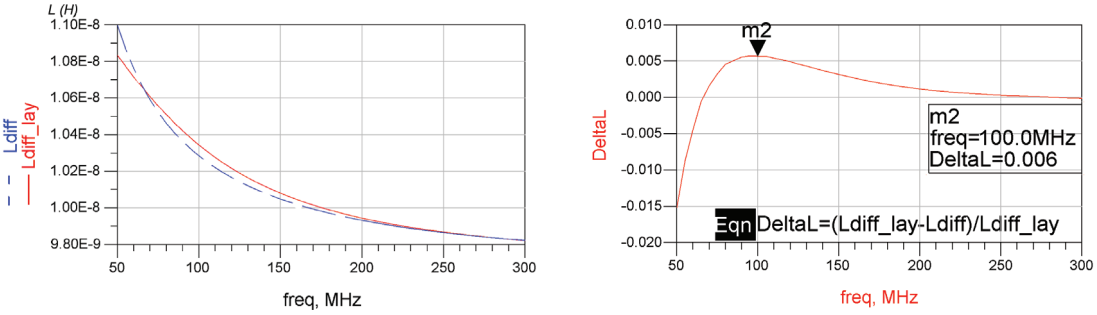
Dans la figure 3.2.6, on peut remarquer que la partie imaginaire du modèle polynomial et celle de la simulation post-layout sont pratiquement identiques car leur écart relatif est inférieur à 1%. Le facteur de qualité présente une variation inférieure à 4% pour des fréquences comprises entre 50 MHz et 300 MHz.



(a) Résistance extraite de la simulation post-layout ($R_{diff\,lay}$) et celle du modèle polynomial (R_{diff}).

(b) Écart relatif entre la résistance du modèle polynomial et celle extraite de la simulation post-layout.

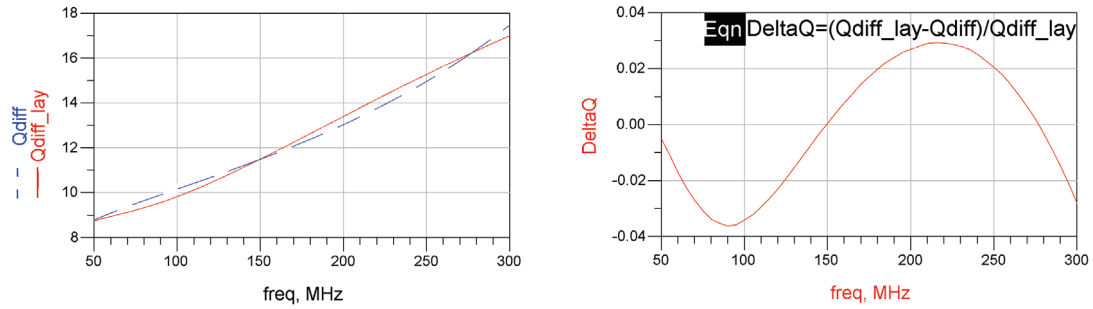
FIGURE 3.2.4: Comparaison entre la résistance extraite de la simulation post-layout en configuration différentielle et celle du modèle polynomial.



(a) Inductance extraite de la simulation post-layout ($L_{diff\,lay}$) et celle du modèle polynomial (L_{diff}).

(b) Écart relatif entre l'inductance du modèle polynomial et celle extraite de la simulation post-layout.

FIGURE 3.2.5: Comparaison entre l'inductance extraite de la simulation post-layout en configuration différentielle et celle du modèle polynomial.



(a) Facteur de qualité extrait de la simulation post-layout ($Q_{diff\,lay}$) et celle du modèle polynomial (Q_{diff}).

(b) Écart relatif entre le facteur de qualité du modèle polynomial et celui extrait de la simulation post-layout.

FIGURE 3.2.6: Comparaison entre le facteur de qualité extrait de la simulation post-layout en configuration différentielle et celui du modèle polynomial.

Le faible pourcentage des variations maximales nous permet de dire que notre modèle est robuste. On notera que ce modèle n'est pas définitif mais représente un modèle initial pour extraire les caractéristiques électriques des micro-bobines réalisées.

3.2.3. Modèle polynomial d'une micro-bobine en configuration asymétrique

En considérant la configuration des connexions entre la partie active du micro-récepteur et les pistes de signal, la bobine sera utilisée en mode asymétrique (une de ses bornes est référencée à la masse). Partant de ce modèle, nous obtenons le circuit représenté dans la figure 3.2.7 dans lequel $C_{shunt} = C_c + C_{sub} = 70,8\ fF$.

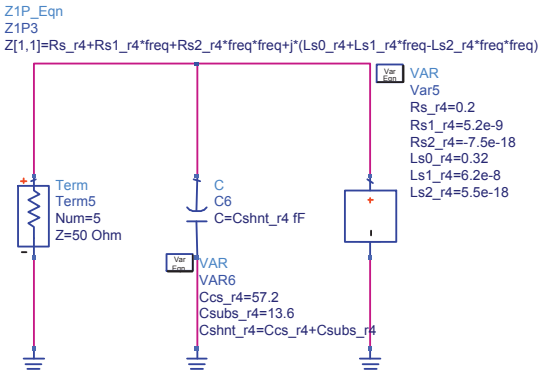


FIGURE 3.2.7: Modèle polynomial de la partie inductive et résistive de la bobine en mode asymétrique. *Remarque : sur la figure, Cc correspond à la capacité $C\,tot\,shunt$ du tableau 3.1 et $C\,sub$ est donnée dans le tableau 3.2.

Tenant compte de cette simplification, l'impédance équivalente de ce circuit sera la suivante :

$$Z_{eq} = Z_{C_{shunt}} \,//\, Z_{model}$$

$$= \frac{Z_{C_{shunt}}\left(R_{model} + Z_{L_{model}}\right)}{Z_{C_{shunt}} + R_{model} + Z_{L_{model}}}$$

$$= R_{model}\frac{1 + \frac{Z_{L_{model}}}{R_{model}}}{1 + \frac{R_{model}}{Z_{C_{shunt}}} + \frac{Z_{L_{model}}}{Z_{C_{shunt}}}}$$

$$= R_{model}\frac{1 + j\frac{L_{model}}{R_{model}}\omega}{1 - L_{model}C_{shunt}\omega^2 + jR_{model}C_{shunt}\omega} \tag{3.2.4}$$

Pour une fréquence comprise entre 50 MHz et 300 MHz, $L_{model}C_{shunt}\omega^2 \ll 1$, cependant le terme $R_{model}C_{shunt}\omega$ est de l'ordre de 0,4 à 200 MHz. Autrement dit,

il faut tenir compte de la capacité parasite dans notre modèle final, même si celle-ci n'a pas d'influence majeure, elle nous permettra d'avoir un modèle plus robuste.

Le modèle retenu est donné dans la figure 3.2.7. L'impédance équivalente de la micro-bobine dans une configuration asymétrique est décrite par le polynôme de second degré (exprimé par l'équation 3.2.4) en parallèle avec la capacité parasite C_{shunt}.

$$Z_{model}(f) = R(f) + jX(f) \tag{3.2.5}$$

avec :

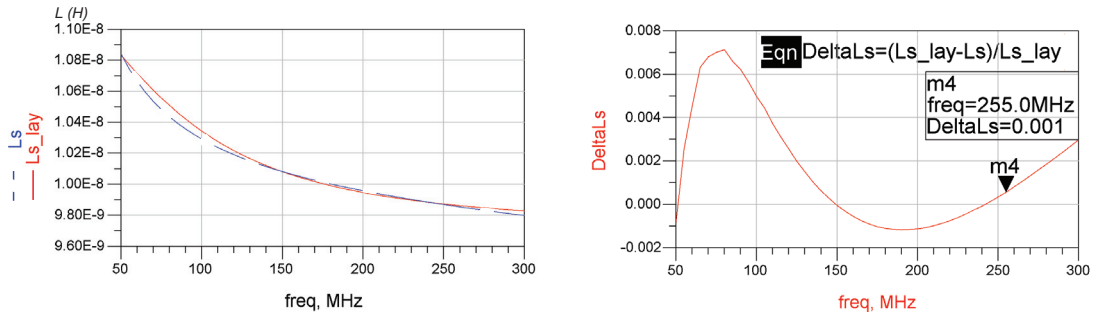
$$R(f) = -7,5\,10^{-18} * f^2 + 5,2\,10^{-9} * f + 0,02 \tag{3.2.6}$$

$$X(f) = 5,5\,10^{-20} * f^2 + 6,2\,10^{-8} * f + 0,32 \tag{3.2.7}$$

Sur les figures 3.2.8 à 3.2.10, nous comparons l'inductance, la résistance et le facteur de qualité extraits de la simulation post-layout de la micro-bobine avec ceux du modèle polynomial.

Nous constatons que la variation maximale de l'inductance est de 0,7 % dans la bande de fréquences comprises entre 50 MHz et 300 MHz. La variation maximale de la résistance est de 3 % dans une gamme de fréquences comprises entre 75 MHz et 300 MHz. On retrouve une variation maximale de 13 % à 50 MHz. De la même façon, le facteur de qualité présente une variation maximale de 12 % à 50 MHz et d'environ 2,4 % pour les fréquences comprises entre 75 MHz et 300 MHz.

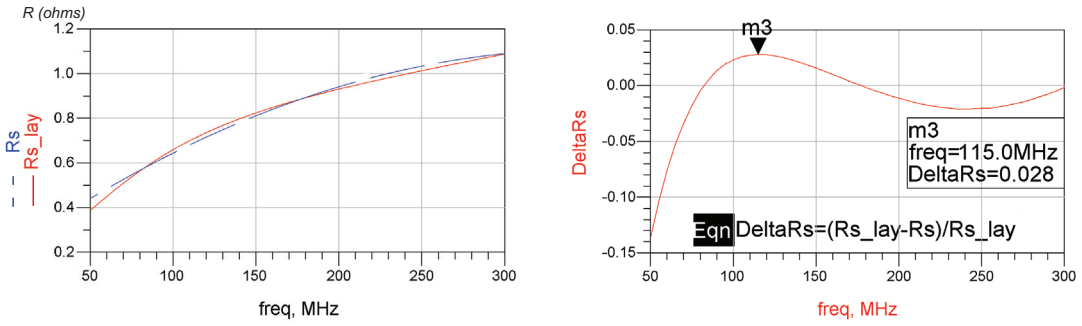
La variation maximale globale de notre modèle est d'environ 3 % entre 75 MHz et 300 MHz et de 13 % pour les fréquences comprises entre 50 MHz et 75 MHz.



(a) Inductance extraite de la simulation post-layout ($L_{s\,lay}$) et celle du modèle polynomial (L_s).

(b) Écart relatif entre l'inductance du modèle polynomial et celle extraite de la simulation post-layout.

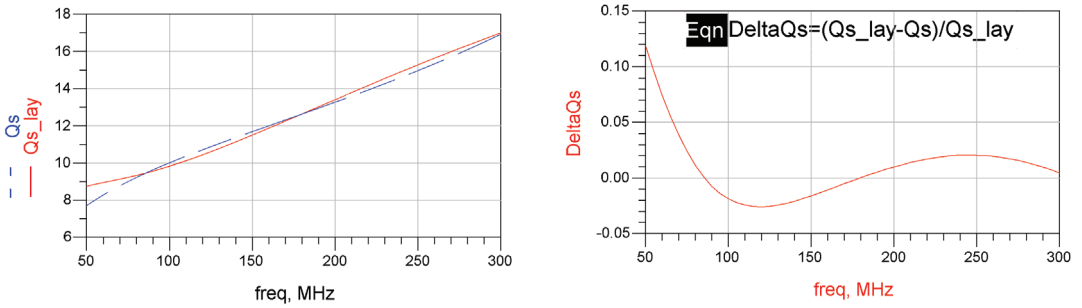
FIGURE 3.2.8: Comparaison entre l'inductance extraite de la simulation post-layout en configuration asymétrique et celle du modèle polynomial.



(a) Résistance extraite de la simulation post-layout ($R_{s\,lay}$) et celle du modèle polynomial (R_s).

(b) Écart relatif entre la résistance du modèle polynomial et celle extraite de la simulation post-layout.

FIGURE 3.2.9: Comparaison entre la résistance extraite de la simulation post-layout en configuration asymétrique et celle du modèle polynomial.



(a) Facteur de qualité extrait de la simulation post-layout ($Q_{s\,lay}$) et celle du modèle polynomial (Q_s).

(b) Écart relatif entre le facteur de qualité du modèle polynomial et celui extrait de la simulation post-layout.

FIGURE 3.2.10: Comparaison entre le facteur de qualité extrait de la simulation post-layout en configuration asymétrique et celui du modèle polynomial.

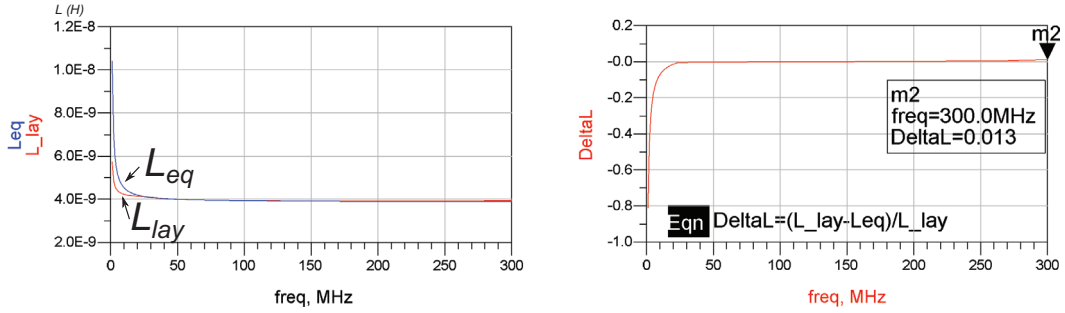
3.2.4. Modèle polynomial des micro-pistes coplanaires

Pour modéliser les micro-pistes, nous nous placerons directement dans une configuration asymétrique. Le comportement des micro-pistes peut être modélisé par une équation polynomiale de premier ordre avec une partie réelle et une partie imaginaire positive :

$$Z_{pistes}(f) = 1,6\,10^{-9} * f + 2,69 + j(2,437\,10^{-8} * f + 4.1\,10^{-2}) \tag{3.2.8}$$

Comme nous pouvons le constater sur les figures 3.2.11 et 3.2.12, ce modèle nous permet d'obtenir une très bonne précision. En effet, l'écart maximal est de 0,6%

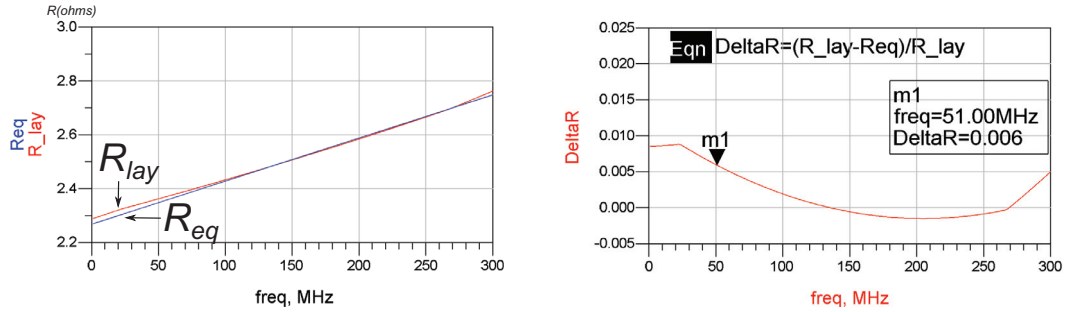
pour la valeur de la résistance et de 1,3 % pour l'inductance dans l'intervalle de fréquences comprises entre 50 MHz et 300 MHz.



(a) Inductance extraite de la simulation post-layout (L_{lay}) et celle du modèle polynomial (L_{eq}).

(b) Écart relatif entre l'inductance du modèle polynomial et celle extraite de la simulation post-layout.

FIGURE 3.2.11: Comparaison entre l'inductance extraite de la simulation post- layout en configuration asymétrique et celle du modèle polynomial des micro-pistes.



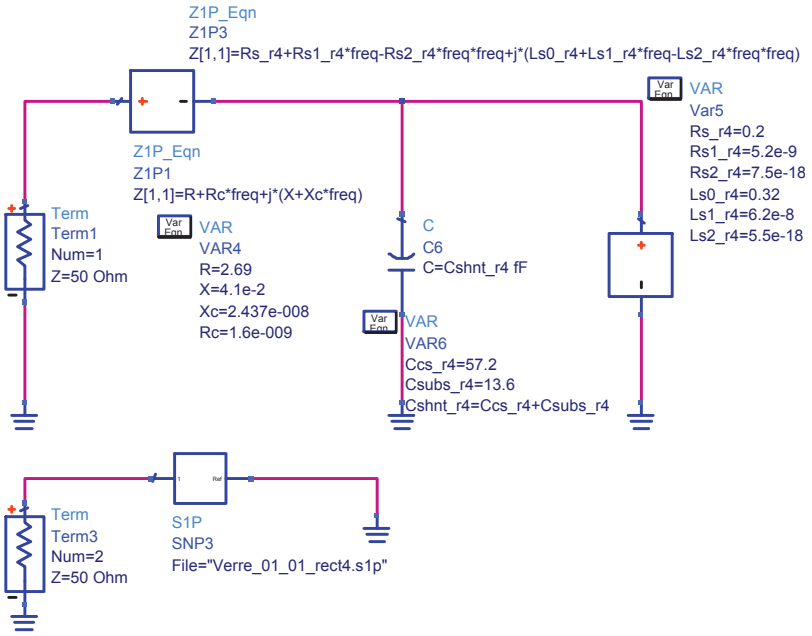
(a) Résistance extraite de la simulation post-layout (R_{lay}) et celle du modèle polynomial (R_{eq}).

(b) Écart relatif entre la résistance du modèle polynomial et celle extraite de la simulation post-layout.

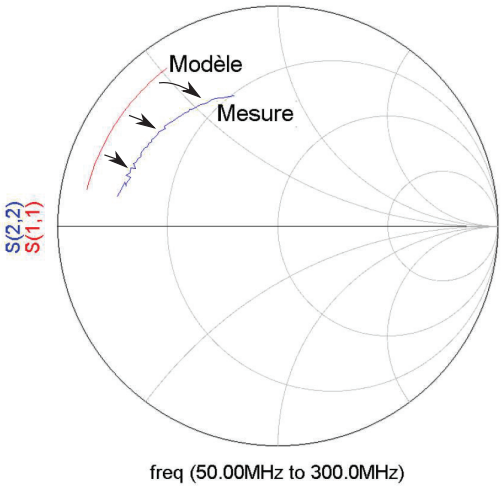
FIGURE 3.2.12: Comparaison entre la résistance extraite de la simulation post- layout en configuration asymétrique et celle du modèle polynomial des micro-pistes.

3.2.5. Modèle polynomial complet pour l'extraction des caractéristiques électriques des micro-récepteurs RMN

Pour donner un modèle complet du micro-récepteur RMN implantable, nous associons le modèle asymétrique de la micro-bobine et celui des micro-pistes. Cette association permettra de prévoir le comportement fréquentiel du capteur et donc de tracer le paramètre S11. Les coefficients du modèle seront ensuite adaptés de façon à ce que le paramètre S11 soit en accord avec celui que nous avons mesuré sur la micro-bobine correspondante, comme l'illustre la figure 3.2.13. Une fois que le modèle de chaque bobine est optimisé, nous pourrons extraire les caractéristiques électriques des bobines et des pistes.



(a)



(b)

FIGURE 3.2.13: Circuit de comparaison (a) entre le paramètre S11 modèle polynomial complet et le paramètre S11 mesuré de la micro-bobine (b).

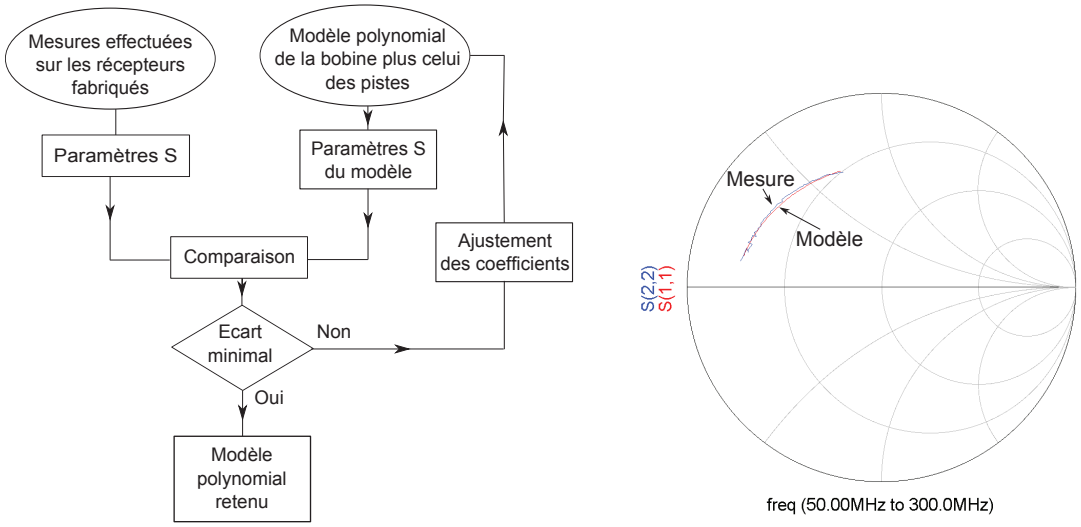
3.3. Caractérisation des micro-récepteurs fabriqués à partir du modèle polynomial

Dans cette section, les paramètres S du modèle polynomial complet de chaque configuration sont confrontés aux paramètres S mesurés sur les micro-récepteurs fabriqués afin de pouvoir les caractériser. Les caractéristiques électriques des micro-bobines implantables seront donc déterminées par le modèle final, obtenu en réduisant l'écart entre les paramètres S mesurés et ceux du modèle post-layout après l'ajustement des coefficients de celui-ci.

Pour être capables d'extraire les valeurs des caractéristiques électriques des micro-récepteurs, nous optimisons les coefficients des modèles des différentes configurations simultanément. En effet, comme l'ensemble des pistes et des micro-bobines a été fabriqué avec le même procédé principal (électrodéposition de Cu), nous multiplions tous les coefficients de tous les modèles par deux coefficients globaux qui correspondent à une augmentation de la résistance d'un facteur 2,6 et de la valeur de l'inductance d'un facteur 1,2.

L'augmentation importante de la résistance mesurée par rapport à celle prédéterminée par la modélisation post-layout peut être due à la qualité de l'électrodéposition ainsi qu'à la qualité des étapes intermédiaires de fabrication (dépôt de couches minces de Ti-W, AU, etc...). En effet, la finition des surfaces des conducteurs peut provoquer une augmentation des pertes [139, 109]. Cette augmentation des pertes peut être liée aussi à l'interconnexion entre la bobine et la piste centrale de signal, sans oublier la possibilité des pertes liées à la méthode de mesure.

Par la suite, nous avons optimisé les coefficients des modèles de façon individuelle. Ainsi, le modèle des micro-pistes de l'ensemble des différentes bobines est optimisé avec les mêmes coefficients, car celles-ci ont la même structure pour toutes les configurations des micro-récepteurs. Pour finir, les coefficients du modèle de chaque forme sont ajustés jusqu'à ce que les paramètres S11 des modèles correspondent avec les paramètres S11 mesurés, comme l'illustre la figure 3.3.1 pour le cas de la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires.



(a) Méthodologie d'ajustement des coefficients du modèle polynomial pour avoir une convergence entre le paramètre S11 mesuré et simulé.

(b) Correspondance du paramètre S11 entre la mesure et le modèle du micro-récepteur.

FIGURE 3.3.1: Méthodologie d'ajustement du modèle polynomial et exemple d'application avec le récepteur dont la micro-bobine est rectangulaire avec quatre spires.

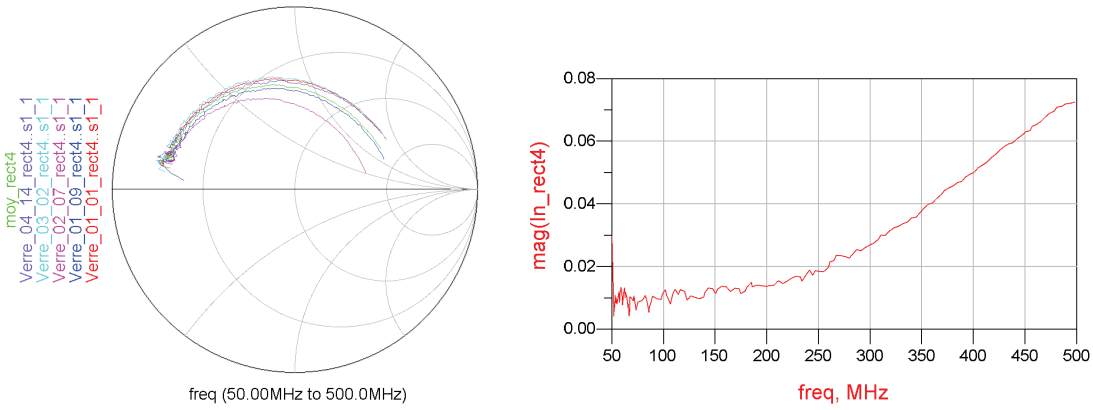
3.3.1. Paramètres S des différentes géométries de micro-récepteurs

La mesure du paramètre S11 de chaque configuration des micro-récepteurs est donnée dans les figures 3.3.2 à 3.3.10. Sur ces figures, l'incertitude par rapport à l'espérance des paramètres S11 mesurés est indiquée pour chaque géométrie. Étant donné que le nombre de micro-bobines de chaque forme varie entre 3 et 6, ceci ne permet pas d'avoir suffisamment de mesures pour déterminer la loi de probabilité que suit la distribution de nos mesures, nous avons donc procédé par un traitement statistique pour déterminer l'incertitude. De cette façon, la moyenne μ (ou espérance) du S11 de chaque géométrie est donnée par l'équation 3.3.1 et l'incertitude relative $\Delta S11/\mu$ (ou dispersion) par rapport à la moyenne est calculée à partir de l'écart-type σ à l'aide de l'équation 3.3.2 , avec N le nombre de mesures pour chaque forme.

$$\mu = \frac{1}{N}\sum_i S11_i \tag{3.3.1}$$

$$\frac{\Delta S11}{\mu} = \frac{\sigma}{\mu} = \frac{1}{\mu}\sqrt{\frac{\sum_i (S11_i - \mu)^2}{N-1}} \tag{3.3.2}$$

La dispersion du paramètre S11 des bobines rectangulaires mesurées est assez importante, notamment pour les fréquences supérieures à 250 MHz. De ce fait, l'incertitude par rapport à la moyenne des paramètres S11 mesurés augmente de 2% à 7% pour des fréquences comprises entre 250MHz et 500 MHz. En dessous de 250 MHz, l'incertitude varie entre 1% et 2%. Tenant compte des paramètres S11 mesurés, la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires la plus représentative est celle qui se situe dans la première ligne (du bas vers le haut, cf. figure 3.3.3) et dans la première colonne (de gauche à droite). Son paramètre S11, utilisé dans la suite de ce travail, est enregistré sous la référence 01_01_rect4.s1p.



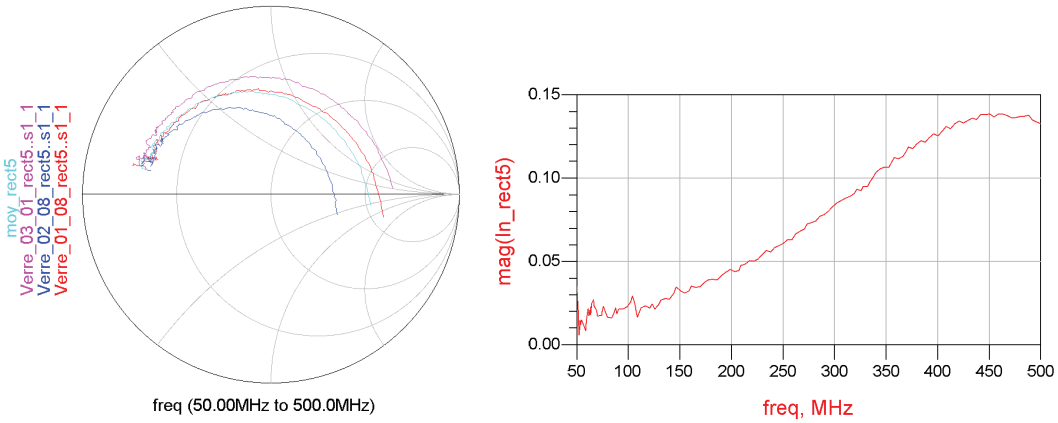
(a) (b)

FIGURE 3.3.2: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines rectangulaire avec 4 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.

Ligne 4	cir5	car6	car5	rac4	rac5	rec4	rec5	cir6	cir5	car6	car5	rac4	rac5	rec4
	4-1	4-2	4-3	4-4	4-5	4-6	4-7	4-8	4-9	4-10	4-11	4-12	4-13	4-14
Ligne 3	rec5	rec4	rac5	rac4	car5	car6	cir5	cir6	rec5	rec4	rac5	rac4	car5	car6	cir5	cir6
	3-1	3-2	3-3	3-4	3-5	3-6	3-7	3-8	3-9	3-10	3-11	3-12	3-13	3-14	3-15	3-16
Ligne 2	cir6	cir5	car6	car5	rac4	rac5	rec4	rec5	cir6	cir5	car6	car5	rac4	rac5	rec4	rec5
	2-1	2-2	2-3	2-4	2-5	2-6	2-7	2-8	2-9	2-10	2-11	2-12	2-13	2-14	2-15	2-16
Ligne 1	rec4	rac5	rac4	car5	car6	cir5	cir6	rec5	rec4	rac5	rac4	car5	car6	cir5
	1-1	1-2	1-3	1-4	1-5	1-6	1-7	1-8	1-9	1-10	1-11	1-12	1-13	1-14

FIGURE 3.3.3: Disposition des prototypes sur le wafer. Les prototypes inutilisables sont encadrés.

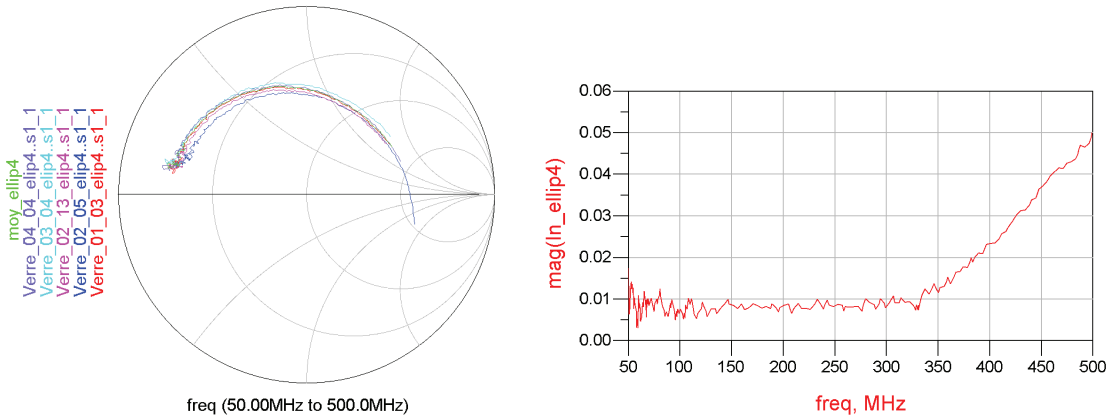
La forme rectangulaire avec cinq spires présente la dispersion la plus élevée. En effet, son incertitude augmente de 1% à 14% dans la plage de fréquences considérées (cf. figure 3.3.4). Par rapport à la valeur moyenne des paramètres S11 mesurés, la micro-bobine rectangulaire avec cinq spires la plus représentative est celle enregistrée sous la référence 01_08_rect5.s1p.



(a) (b)

FIGURE 3.3.4: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines rectangulaire avec 5 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.

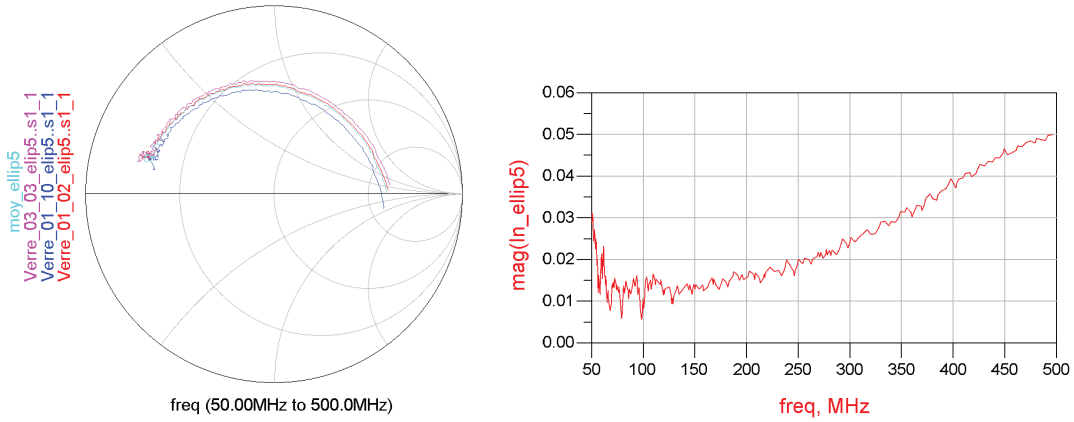
La forme ellipsoïdale avec quatre spires a une incertitude inférieure à 1% pour de fréquences allant jusqu'à 330 MHz et atteint 5% à 500 MHz (cf. figure 3.3.5). En comparaison avec la valeur moyenne des paramètres S11 mesurés, la mesure de la micro-bobine ellipsoïdale avec quatre spires la plus représentative est celle enregistrée sous la référence 01_03_elip4.s1p.



(a) (b)

FIGURE 3.3.5: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines ellipsoïdales avec 4 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.

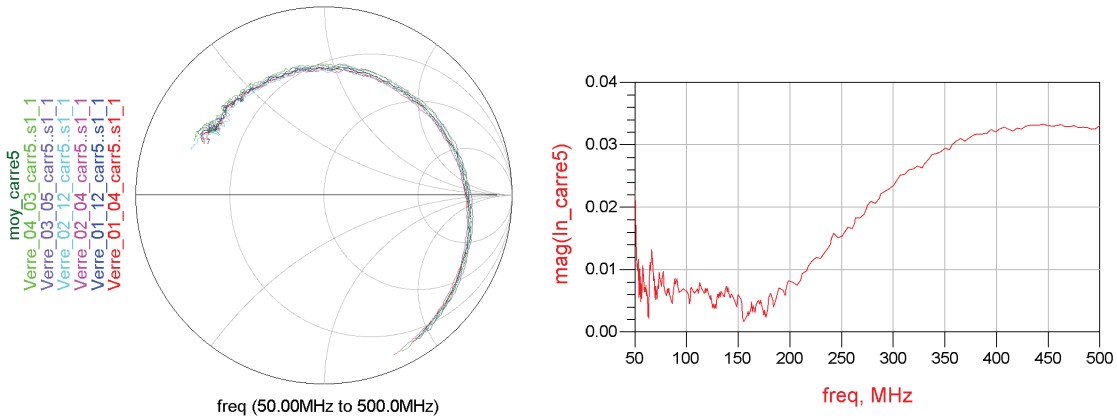
Concernant la forme ellipsoïdale avec cinq spires, la dispersion n'est pas plus importante que celle de la forme ellipsoïdale avec quatre spires, mais son incertitude augmente de 1,5% à 5% dans l'intervalle fréquentiel de mesure (cf. figure 3.3.6). La micro-bobine ellipsoïdale avec cinq spires la plus représentative est celle enregistrée sous la référence 01_02_elip5.s1p.



(a) (b)

FIGURE 3.3.6: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines ellipsoïdales avec 5 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.

La forme carrée avec cinq spires présente la dispersion globale la plus faible, il s'agit donc de la forme la plus reproductible. Son incertitude par rapport à la moyenne est d'environ 0,5% pour des fréquences inférieures à 200 MHz et atteint 3,2% pour des fréquences comprises entre 400 MHz et 500 MHz (cf. figure 3.3.7). En considérant la valeur moyenne des paramètres S11 mesurés, la micro-bobine carrée avec cinq spires la plus représentative est enregistrée sous la référence 01_04_car5.s1p.



(a) (b)

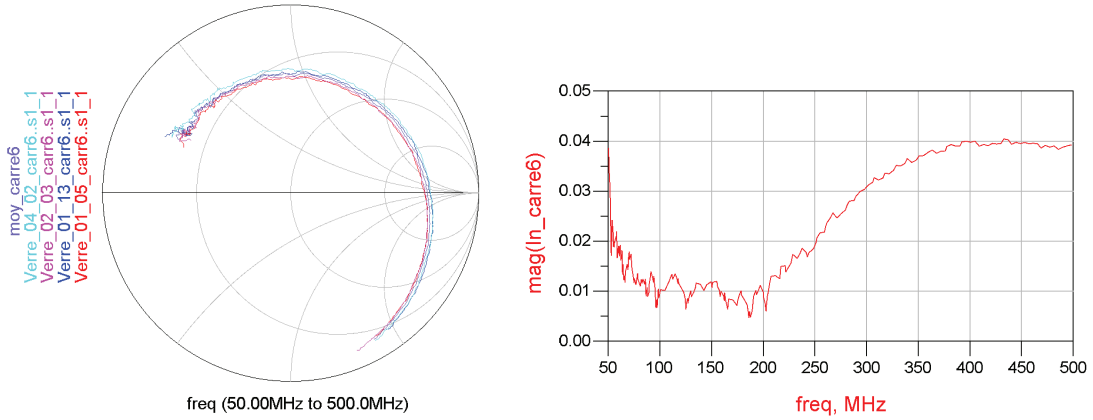
FIGURE 3.3.7: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines carrées avec 5 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.

De même, la forme carrée avec six spires a une bonne reproductibilité et sa dispersion varie entre 1% et 4% dans la gamme fréquentielle de mesure (cf. figure 3.3.8). La micro-bobine carrée avec six spires la plus représentative est celle enregistrée sous la référence 02_03_carr6.s1p.

Concernant la forme circulaire avec cinq spires, son incertitude par rapport à la moyenne est d'environ 1% pour des fréquences allant jusqu'à 150 MHz et augmente à 8,5% à 450 MHz (cf. figure 3.3.9). La micro-bobine circulaire avec cinq spires la plus représentative est celle enregistrée sous la référence 01_14_cir5.s1p.

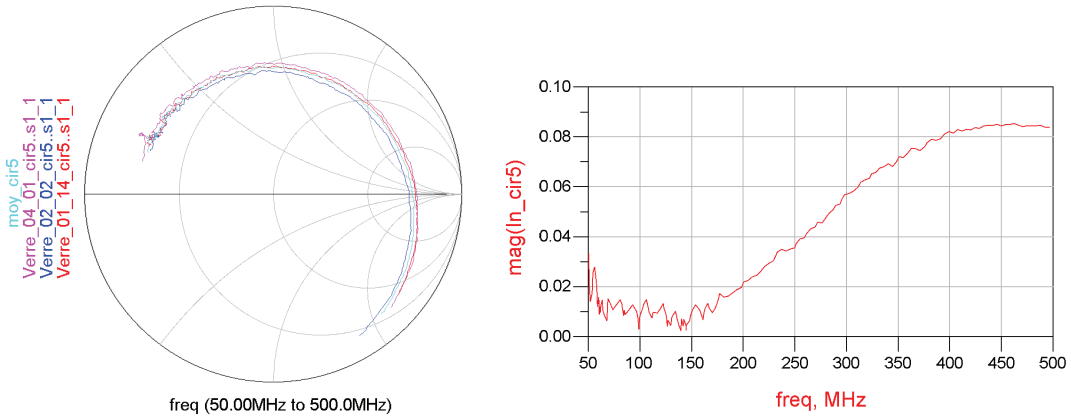
La forme circulaire avec six spires, quant à elle, présente une incertitude de l'ordre de 2% pour des fréquences allant jusqu'à 200 MHz et augmente à 7% à 450 MHz (cf. figure 3.3.10). Par rapport à la valeur moyenne des paramètres S11 mesurés, la micro-bobine circulaire avec six spires la plus représentative est enregistrée sous la référence 02_01_carr5.s1p.

D'autre part, il est intéressant de noter que la fréquence propre de résonance est très proche de 500 MHz pour les géométries rectangulaires et ellipsoïdales alors que celle-ci est comprise entre 350 MHz et 400 MHz pour les formes carrées et circulaires.



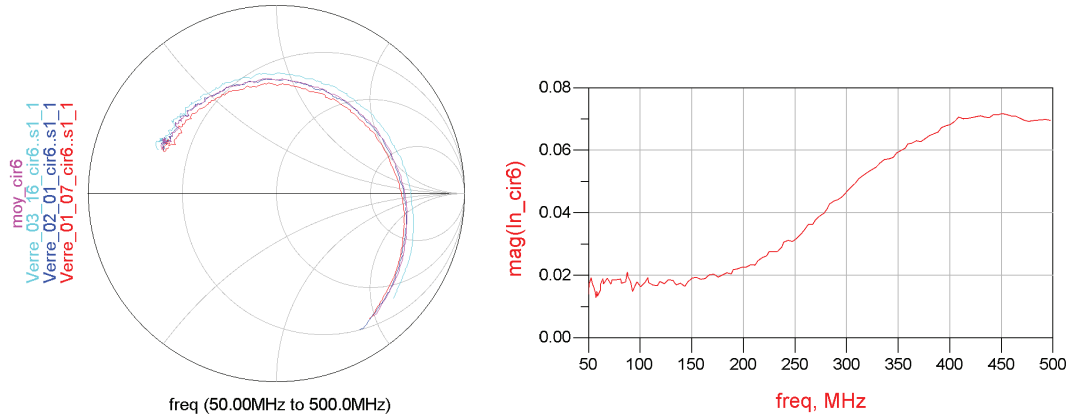
(a) (b)

FIGURE 3.3.8: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines carrées avec 6 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.



(a) (b)

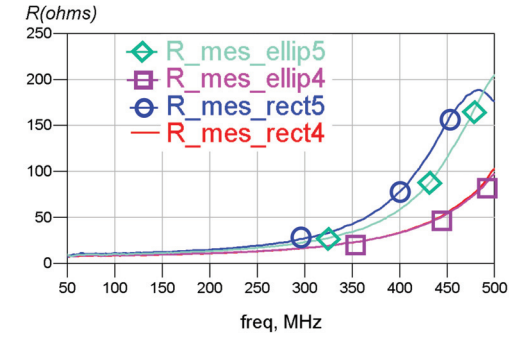
FIGURE 3.3.9: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines circulaires avec 5 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.



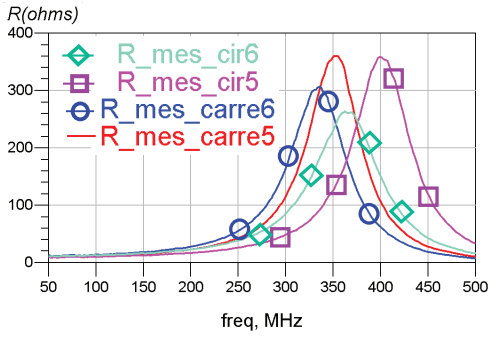
(a) (b)

FIGURE 3.3.10: (a) Paramètres S11 mesurés des micro-bobines circulaires avec 6 spires ; (b) incertitude relative entre les mesures.

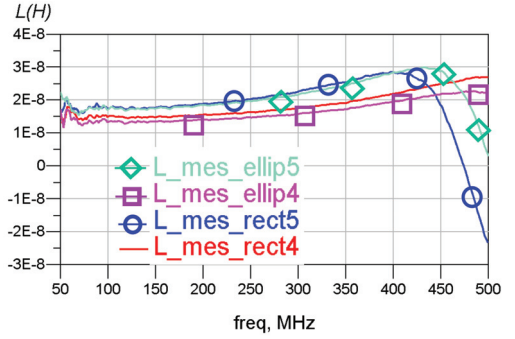
La figure 3.3.11 représente les évolutions en fonction de la fréquence des valeurs des résistances, des inductances et des facteurs de qualité des micro-récepteurs déduites à partir des mesures.



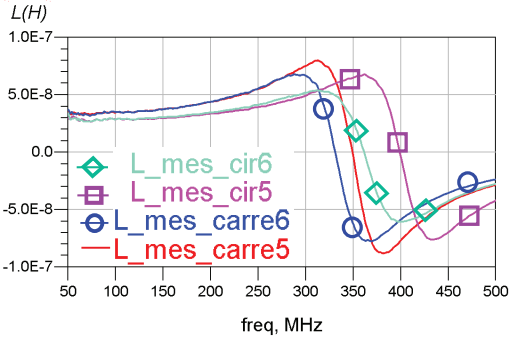
(a) Résistance des micro-récepteurs avec la partie active rectangulaire ou ellipsoïdale.



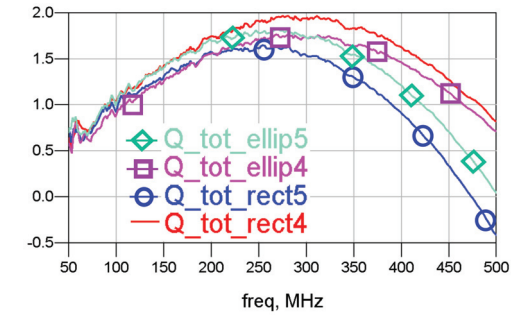
(b) Résistance des micro-récepteurs avec la partie active carrée ou circulaire.



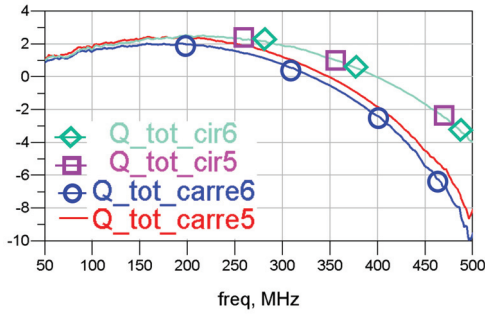
(c) Inductance des micro-récepteurs avec la partie active rectangulaire ou ellipsoïdale.



(d) Inductance des micro-récepteurs avec la partie active carrée ou circulaire.



(e) Facteur de qualité des micro-récepteurs avec la partie active rectangulaire ou ellipsoïdale.



(f) Facteur de qualité des micro-récepteurs avec la partie active carrée ou circulaire.

FIGURE 3.3.11: Caractérisitiques électriques extraits des mesures sur les différentes configurations de micro-récepteurs.

*Remarque : à partir de la fréquence de résonance propre de la bobine, la partie négative dans les figures (c) et (d) ne correspond pas à une inductance physique mais elle est caractéristique de la réactance capacitive du composant.

Dans le tableau 3.3, nous récapitulons les valeurs des caractéristiques électriques mesurées pour les fréquences 200 MHz et 300 MHz.

Configuration		Rectangulaire		Ellipsoïdale		Carrée		Circulaire	
Caractéristiques		Nb de spires							
		4	5	4	5	5	6	5	6
f_0 (MHz)		> 500	480	> 500	500	350	350	400	370
Q_{max}		$1,98$	$1,65$	$1,77$	$1,83$	$2,46$	2	$2,55$	$2,55$
A 200 MHz	L (nH)	$15,6$	19	$14,1$	$18,6$	$43,9$	$43,8$	$33,6$	$34,5$
	R (Ω)	$11,3$	$15,2$	$11,4$	$13,8$	$22,9$	28	$19,8$	$22,9$
	C_{tot} (pF)	$4,5$	$5,3$	5	$5,5$	$4,7$	$4,7$	$4,7$	$5,3$
	Q	$1,75$	$2,8$	$1,55$	$1,7$	$2,4$	$1,96$	$2,5$	$2,5$
A 300 MHz	L (nH)	$17,6$	$22,6$	$15,9$	$21,6$	$75,4$	$66,5$	$48,9$	$51,9$
	R (Ω)	$17,2$	$27,7$	$17,1$	$23,3$	106	165	$48,5$	$85,8$
	C_{tot} (pF)	4	$4,5$	$4,5$	$4,7$	5	$3,4$	$4,7$	$4,7$
	Q	$1,9$	$1,5$	$1,7$	$1,7$	$1,2$	$0,76$	$1,9$	$1,9$

TABLE 3.3: Tableau récapitulatif des caractéristiques électriques extraites des mesures sur les micro-récepteurs.

3.3.2. Extraction des carctéristiques électriques des micro-pistes

Notre modèle final permettant de caractériser les micro-pistes est donné par l'équation 3.3.3 :

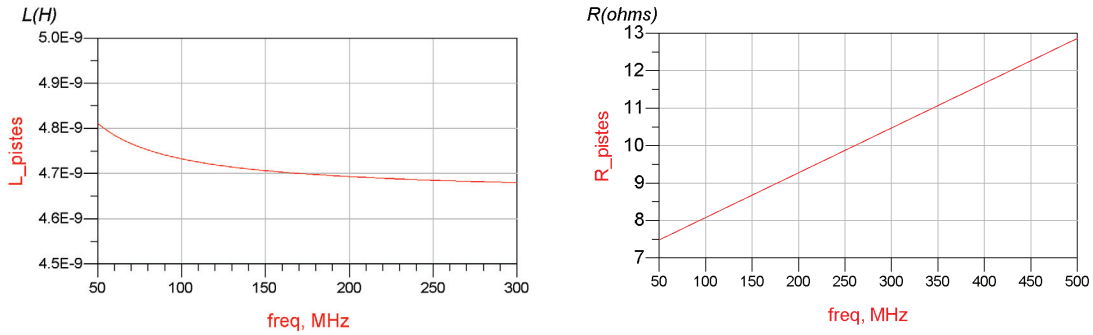
$$Z_{\mu-pistes}(f) = 6,89 + 1,2\,10^{-8} * f + j * (0,0492 + 2,93\,10^{-8} * f) \tag{3.3.3}$$

La figure 3.3.12 montre les caractéristiques en fonction de la fréquence de la résistance et de l'inductance des pistes extraites à partir des mesures grâce à leur modèle polynomial. On constate que la résistance des pistes a une valeur environ trois fois supérieure à celle déterminée par la simulation post-layout et évolue de façon linéaire de 7,5 Ω à 10,5 Ω pour des fréquences comprises entre 50 MHz et 300 MHz. Quant à l'inductance, elle vaut environ 4,7 nH entre 100 MHz et 300 MHz, ce qui représente une augmentation du 20% par rapport à la valeur simulée.

La faible augmentation de la valeur de l'inductance n'a pas d'impact majeur sur le micro-capteur. Par contre la forte augmentation de la résistance des pistes signifie que les pertes par effet joule du signal récupéré par la partie active seront 3 à quatre fois plus importantes par rapport à la résistance obtenue après la simulation post-layout. Par exemple, si le capteur est connecté à un amplificateur dont l'impédance d'entrée est de 50 Ω, cet amplificateur n'aura à son entrée que 80% du signal RMN mesuré. De plus, si on considère le bruit thermique ajouté par les pistes, le rapport signal sur bruit sera détérioré d'environ un facteur 8 (cf. équation 1.2.8).

Comme nous l'avons déjà précisé dans l'introduction de cette section, l'augmentation

de la résistance peut être due à la qualité de la finition de l'électrodéposition et aux étapes intermédiaires de fabrications, aux pertes par effets de peau et de proximité ; mais aussi aux simplifications lors des simulations, plus particulièrement dans le cas du modèle de l'underpass.



(a) Inductance. (b) Résistance.

FIGURE 3.3.12: Caractéristiques électriques des pistes extraites à partir des mesures à l'aide du modèle polynomial.

3.3.3. Extraction des caractéristiques électriques d'une des micro bobines

Le polynôme de second degré qui nous a permis d'extraire les caractéristiques électriques de la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires est donné dans l'équation suivante :

$$Z_{\mu-bobine} = 0,598 + 2,6\,10^{-10} * f + 4,43\,10^{-17} * f^2$$

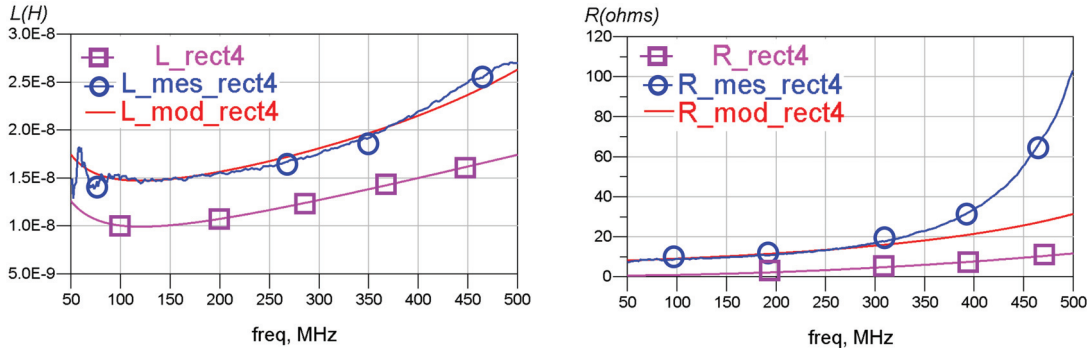
$$+ j(2,4 + 2,28\,10^{-8} * f + 1,64\,10^{-16} * f^2) \tag{3.3.4}$$

Sur la figure 3.3.13, on retrouve l'inductance et la résistance extraites à partir de la mesure (courbe bleue), l'inductance et la résistance décrites par le modèle polynomial complet (courbe rouge) et l'inductance et la résistance correspondant uniquement à la micro-bobine exprimées par l'équation 3.3.4 (courbe violet). On peut constater que le modèle reste valable jusqu'à environ 300 MHz.

Nous pouvons observer que la valeur de l'inductance de la micro-bobine varie entre 9,9 nH et 12,7 nH pour des fréquences allant de 50 MHz à 300 MHz. Cette valeur a augmenté d'environ 30% par rapport aux valeurs calculées par la simulation post-layout. Ceci n'a pas d'impact majeur, par contre nous ne pouvons plus considérer qu'il s'agit d'une valeur quasi constante avec de faibles variations.

Concernant la valeur de la résistance, elle varie de 0,8 Ω à 4,9 Ω dans la gamme de fréquences étudiées, soit deux à quatre fois plus que la valeur simulée. Cette augmentation si importante de la résistance peut être due aux étapes intermédiaires de fabrications, aux propriétés et à la qualité des matériaux utilisés et aux finitions, mais aussi à des phénomènes d'effet de proximité et d'effet de peau qui auraient été sous- estimés lors des simulations post-layout.

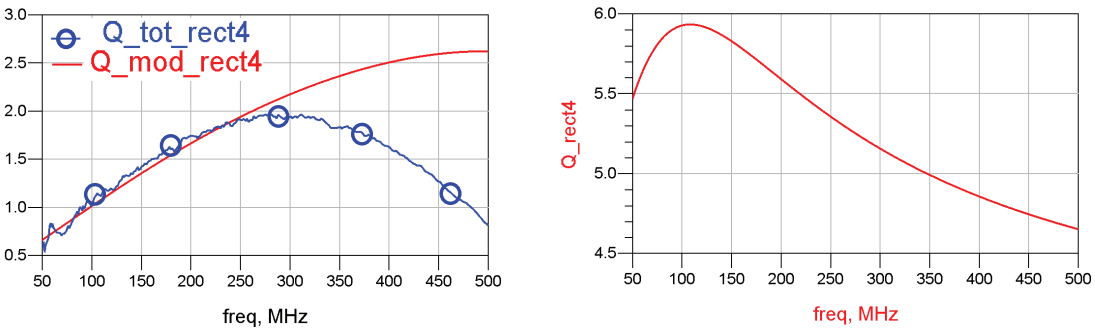
Cependant, il est important de constater que la plus forte contribution à la résistance du micro-capteur est due aux micro-pistes.



(a) Inductances. (b) Résistances.

FIGURE 3.3.13: Caractéristiques électriques du micro-récepteur à base d'une micro-bobine rectangulaire avec quatre spires extraites à partir des mesures ($L_{mes\,rect4}$, $R_{mes\,rect4}$), du modèle complet ($L_{mod\,rect4}$, $R_{mod\,rect4}$) et du modèle individuel de la micro-bobine (L_{rect4}, R_{rect4}).

Sur la figure 3.3.14, le facteur de qualité maximal de l'ensemble (micro-bobines et micro-pistes) à 200 MHz est d'environ 1,7 alors que celui de la micro-bobine seule est d'environ 5,6. Ainsi, on constate que les micro-pistes provoquent une dégradation du facteur de qualité du micro-récepteur d'un facteur 3.



(a) Facteur de qualité du micro-récepteur tracé à partir des mesures ($Q_{mod\,rect4}$) et à partir du modèle polynomial complet ($Q_{tot\,rect4}$).

(b) Facteur de qualité de la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires, seule, tracé à partir du modèle individuel.

FIGURE 3.3.14: Facteur de qualité du micro-récepteur en fonction de la fréquence.

Par rapport à la simulation de la micro-bobine, le facteur de qualité mesuré est réduit d'un facteur 2,3 en raison de l'augmentation de la résistance des spires.

En ce qui concerne la capacité parasite, il est difficile d'extraire la capacité propre à la micro-inductance. Dans la figure 3.3.15, la capacité parasite est tracée à partir de l'équation 3.1.11 (rappelée ci-dessous) où l'inductance totale du micro-récepteur est aussi prise en compte.

$$C_{globale}(f) = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L(f)}$$

Nous constatons que cette capacité varie entre 2,5 pF et 5 pF, soit 100 fois plus grande que celle prédite par la simulation post-layout. Parmi toutes les caractéristiques électriques modélisées après la simulation post-layout, c'est la capacité parasite qui présente l'augmentation la plus importante. Cette forte augmentation peut être expliquée par des simplifications des étapes de fabrication non prises en compte lors de la modélisation du layout, mais aussi par des éventuelles irrégularités présentes au niveau de la surface des conducteurs.

La fréquence propre de résonance du capteur est inversement proportionnelle à la racine du produit de la capacité globale et de l'inductance. Du fait que l'inductance soit 100 fois plus élevée, nous avons une réduction d'un facteur dix de la fréquence propre de résonance des micro-bobines que nous retrouvons dans les mesures réalisées.

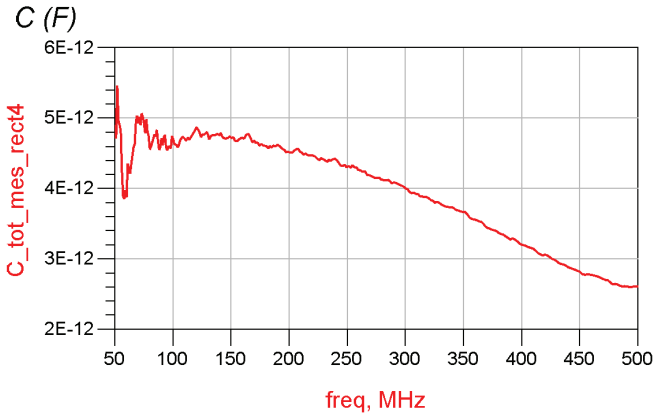


FIGURE 3.3.15: Évolution de la capacité parasite de la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires en fonction de la fréquence.

3.3.4. Récapitulatif des caractéristiques électriques extraites de l'ensemble de micro-bobines et choix de la configuration optimale

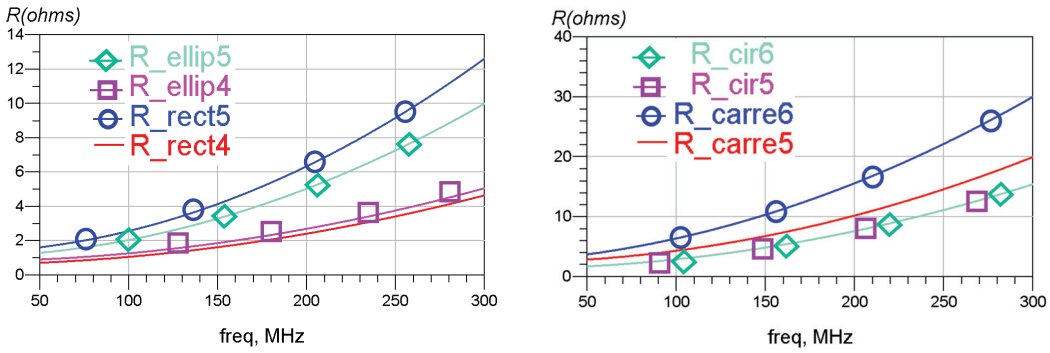
Le polynôme de second degré, qui nous permet de modéliser les micro-bobines, est donné dans l'équation 3.3.5. Le tableau 3.4 récapitule les valeurs des coefficients correspondants à chaque forme.

$$Z_{\mu-bobine} = R_0 + R_1 * f + R_2 * f^2 + j(L_0 + L_1 * f + L_2 * f^2) \tag{3.3.5}$$

Forme	Nb de spires	Coefficient					
		R_0	R_1	R_2	L_0	L_1	L_2
Rectangulaire	4	$0,598$	$2,6\,10^{-10}$	$4,42\,10^{-17}$	$2,4$	$2,28\,10^{-8}$	$1,64\,10^{-16}$
	5	$1,3$	$2,6\,10^{-10}$	$1,25\,10^{-16}$	$3,6$	$1,8\,10^{-8}$	$2,64\,10^{-16}$
Ellipsoïdale	4	$0,78$	$2,6\,10^{-10}$	$4,68\,10^{-17}$	$2,76$	$1,02\,10^{-8}$	$1,68\,10^{-16}$
	5	$1,04$	$2,6\,10^{-10}$	$9,88\,10^{-17}$	$3,96$	$1,32\,10^{-8}$	$2,64\,10^{-16}$
Carré	5	$2,34$	$2,6\,10^{-10}$	$1,95\,10^{-16}$	$7,2$	$8,1\,10^{-11}$	$1,04\,10^{-15}$
	6	$2,34$	$1,43\,10^{-8}$	$2,6\,10^{-16}$	$7,2$	$8,16\,10^{-11}$	$1,06\,10^{-15}$
Circulaire	5	$1,3$	$2,6\,10^{-10}$	$1,56\,10^{-16}$	$6,48$	$3,6\,10^{-9}$	$7,2\,10^{-16}$
	6	$2,03$	$1,51\,10^{-8}$	$2,6\,10^{-16}$	$7,08$	$1,2\,10^{-9}$	$7,56\,10^{-16}$

TABLE 3.4: Tableau récapitulatif des coefficients des modèle polynomiales pour chaque configuration de micro-bobine.

Les résistances des micro-bobines extraites à partir des paramètres S mesurés sur chaque récepteur sont regroupées dans la figure 3.3.16. Nous constatons que les résistances respectives des formes carrées et circulaires sont environ deux fois plus importantes que celles des formes rectangulaires et ellipsoïdales ; ceci se justifie par le fait que la largeur des formes carrées et circulaires est le double de celle des formes rectangulaires et ellipsoïdale.



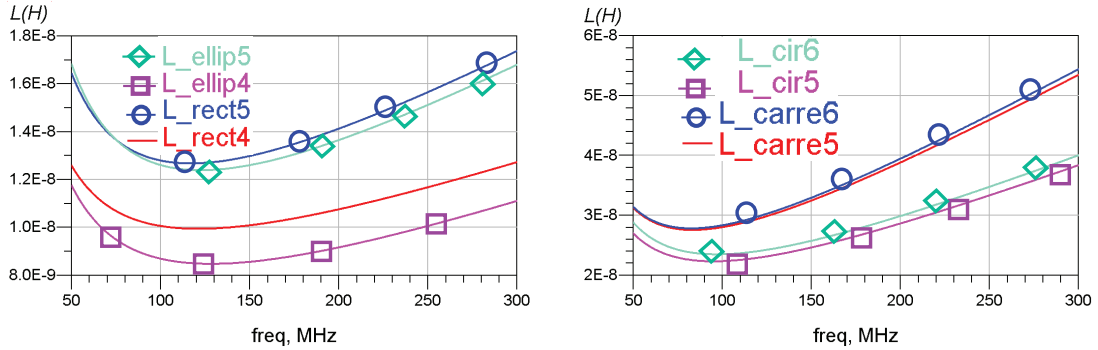
(a) Micro-bobines de forme rectangulaire et ellipsoïdale.

(b) Micro-bobines de forme carrée et circulaire.

FIGURE 3.3.16: Résistance extraite des micro-bobines en fonction de la fréquence.

Nous pouvons observer aussi que plus le nombre de pistes augmente, plus la résistance devient importante. Par exemple, pour la forme rectangulaire avec cinq spires, sa résistance varie de 1,6 Ω à 12,7 Ω pour des fréquences allant de 50 MHz à 300 MHz, soit environ le double par rapport à la forme rectangulaire avec quatre spires.

Dans les figures 3.3.16 et 3.3.17, nous pouvons constater que les caractéristiques électriques des micro-bobines carrées et circulaires évoluent plus rapidement que celles des formes rectangulaires et ellipsoïdales. En effet, les fréquences propres de résonance des deux premières formes sont inférieures à celle des formes rectangulaires et ellipsoïdales. Ceci provoque une variation plus importante de la valeur de l'inductance des formes carrées et circulaires respectivement, notamment des formes carrées pour lesquelles l'inductance varie de 27 nH à 53 nH, soit une variation de 26 nH dans la gamme fréquentielle utilisée alors que l'inductance de la micro-bobine rectangulaire avec quatre spires a une variation de 3 nH.

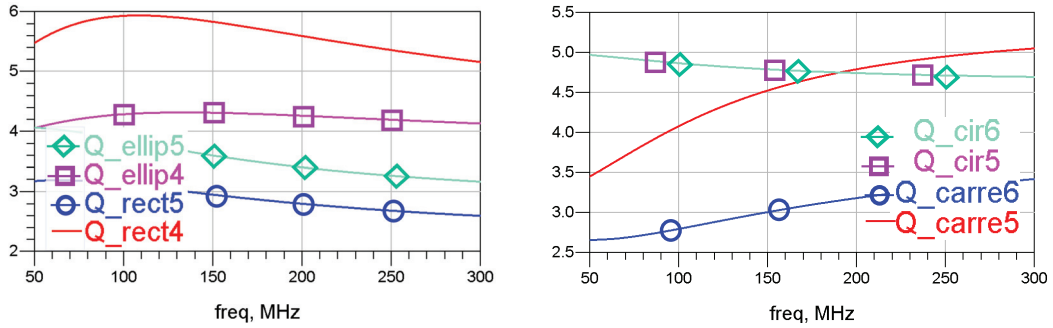


(a) Micro-bobines de forme rectangulaire et ellipsoïdale.

(b) Micro-bobines de forme carrée et circulaire.

FIGURE 3.3.17: Inductance extraite des micro-bobines en fonction de la fréquence.

Les facteurs de qualité correspondants aux caractéristiques des micro-bobines extraits par simulation sont illustrés dans la figure 3.3.18.



(a) Micro-bobines de forme rectangulaire et ellipsoïdale.

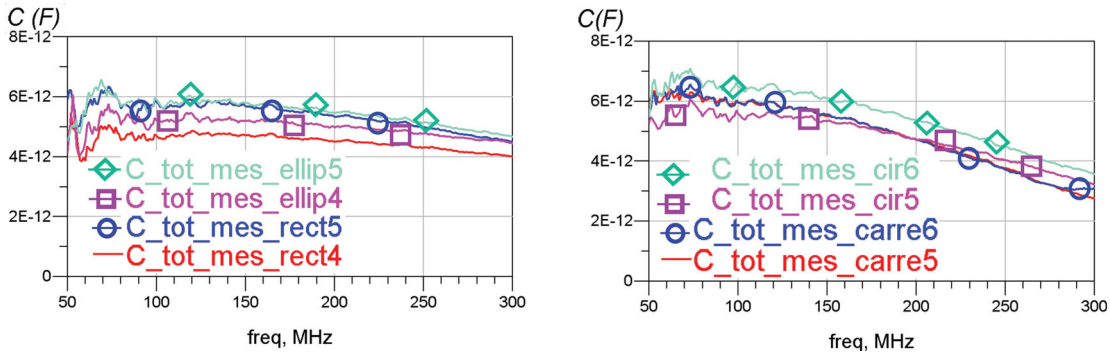
(b) Micro-bobines de forme carrée et circulaire.

FIGURE 3.3.18: Facteur de qualité des micro-bobines en fonction de la fréquence.

Sur toute la gamme fréquentielle d'utilisation, on constate que les meilleurs facteurs de qualité sont ceux des formes circulaires ($4,6 \leq Q \leq 5$) et principalement celui de la micro-bobine rectangulaire avec quatre pistes ($5,2 \leq Q \leq 5,9$).

De la même façon que pour les inductances, les capacités parasites propres aux formes carrées et circulaires varient plus rapidement que celles des formes rectangulaires et ellipsoïdales. Ceci est dû à la proximité de leurs fréquences de résonance propres avec les fréquences de travail.

Comme nous l'avions constaté dans la section 3.3.1, la fréquence propre de résonance des micro-bobines associées aux micro-pistes est de l'ordre de 400 MHz à 500 MHz pour les formes rectangulaires et ellipsoïdales et d'entre 350 MHz et 400 MHz pour les formes carrées et circulaires, soit en moyenne douze fois moins que la fréquence propre de résonance obtenue à partir des simulations post-layout des micro-bobines sans les pistes. Ceci justifie le fait que l'inductance, la résistance et la capacité parasite évoluent plus rapidement que celles des modèles individuels pour lesquels les valeurs de l'inductance et de la résistance étaient pratiquement constantes.



(a) Micro-bobines de forme rectangulaire et ellipsoïdale.

(b) Micro-bobines de forme carré et circulaire.

FIGURE 3.3.19: Capacité des micro-bobines en fonction de la fréquence.

Dans le tableau 3.5, nous avons récapitulé les principales caractéristiques électriques des différentes formes pour des fréquences de travail de 200 MHz et 300 MHz.

Pour conclure sur les avantages des différentes formes, nous avons constaté que la forme rectangulaire avec quatre spires est, à ce stade, la plus performante. Cette forme présente la résistance la plus faible, ce qui équivaut à un bruit thermique moins important. Cette forme a le rapport de qualité le plus élevé, ce qui nous permetra d'avoir un meilleur rapport signal sur bruit. Elle présente aussi la capacité parasite la plus faible, ainsi son inductance et sa résistance sont les plus constantes des huit autres formes étudiées.

Nous utiliserons donc la forme rectangulaire avec quatre spires pour la suite de notre étude.

Configuration		Rectangulaire		Ellipsoïdale		Carrée		Circulaire	
Caractéristiques		Nb de spires							
		4	5	4	5	5	6	5	6
f_0 (MHz)		> 500	480	> 500	500	350	350	400	370
Q_{max}		$5,9$	$4,4$	$4,1$	$3,2$	$5,1$	$3,4$	$4,97$	$4,9$
A 200 MHz	L (nH)	$10,7$	$14,1$	$9,2$	$13,6$	39	$39,4$	$28,6$	$29,9$
	R (Ω)	$2,4$	$6,3$	$2,65$	5	$10,2$	$15,6$	$7,6$	$7,6$
	C_{tot} (pF)	$6,5$	$7,2$	$7,7$	$7,4$	$5,3$	$5,2$	$5,5$	$6,2$
	Q	$5,58$	$2,8$	$4,3$	$3,4$	$4,8$	$3,2$	$4,7$	$4,7$
A 300 MHz	L (nH)	$12,7$	$17,4$	$11,1$	$16,8$	$53,5$	$54,4$	$38,4$	$40,1$
	R (Ω)	$4,7$	$12,7$	5	$10,1$	$20,1$	$30,2$	$15,5$	$15,5$
	C_{tot} (pF)	4	$4,5$	$4,5$	$4,7$	5	$3,4$	$4,7$	$4,7$
	Q	$5,1$	$2,6$	$4,1$	$3,2$	$2,8$	$3,1$	$3,2$	$3,6$

TABLE 3.5: Tableau récapitulatif des caractéristiques électriques extraites des mesures sur les micro-bobines grâce au modèle polynomial.

3.4. Étude du comportement électrique du micro-récepteur RMN retenu

Dans cette section, nous avons regroupé le travail développé dans ce chapitre. Comme nous l'avons dit dans le paragraphe précédent, le micro-récepteur dont la partie active est une micro-bobine rectangulaire avec quatre spires est celui qui nous offre les meilleures performances et c'est cette configuration que nous allons retenir par la suite.

Dans le paragraphe 3.4.1 nous vérifierons le comportement fréquentiel du modèle polynomial du micro-récepteur retenu pour valider son utilisation dans les simulations à suivre. Ce modèle polynomial est valide dans la plage fréquentielle allant de 50 MHz à 300 MHz.

Comme nous l'avons vu dans la section d'introduction 3.1, le modèle pour une bobine réceptrice en RMN utilisé couramment ne représente pas le comportement physique réel d'un tel récepteur. Un circuit électrique alternatif correspondant au comportement réel d'une bobine réceptrice est proposé dans le paragraphe 3.4.2.

Pour finir, dans le paragraphe 3.4.3, nous donnerons le circuit électrique définitif du micro-récepteur RMN retenu dont la partie active est une micro-bobine de forme rectangulaire avec quatre spires, et nous analyserons le comportement électrique de celui-ci.

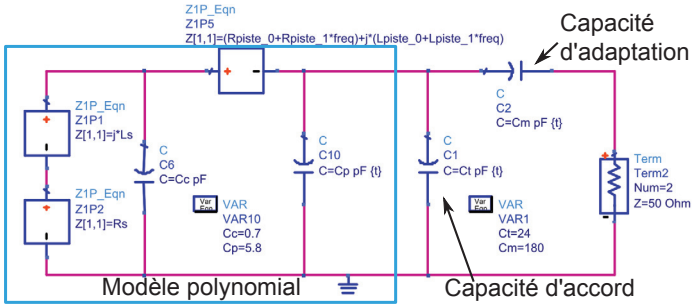
3.4.1. Vérification du comportement du modèle polynomial du micro-récepteur à la résonance

La figure 3.4.1a montre le modèle polynomial complet du micro-récepteur, avec une répartition de la capacité parasite globale. Pour vérifier la validité de ce modèle, nous avons comparé sa réponse fréquentielle par rapport à la réponse fréquentielle correspondante au paramètre S11 mesuré sur le micro-récepteur rectangulaire avec 4 spires (cf. figure 3.4.1b), pour une fréquence de résonance de 200 MHz et avec une adaptation à une charge de 50 Ω.

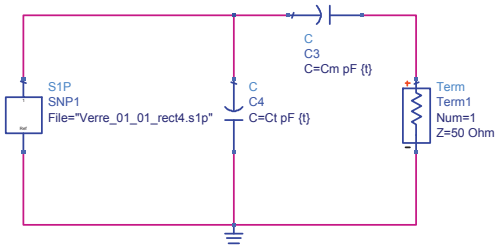
Après avoir optimisé la répartition de la capacité globale pour obtenir le même comportement fréquentiel illustré sur la figure 3.4.2, nous avons constaté que la contribution plus importante à la capacité parasite est due aux pistes (5,8 pF) alors que celle due à la bobine n'est que de 0,7 pF.

Les paramètres S11 de ces circuits d'évaluation sont donnés dans la figure 3.4.2. Le faible écart relatif entre leurs réponses fréquentielles (de l'ordre de 4%), nous permet de vérifier le comportement fréquentiel du modèle polynomial du micro-récepteur.

Par ailleurs, nous avons pu vérifier que la réponse fréquentielle de ces circuits correspondait bien à la réponse d'un micro-récepteur en comparant la figure 3.4.2 avec l'allure du paramètre S11 mesuré avec l'ancienne version illustrée dans la figure 1.2.7a.



(a) Modèle polynomial avec une capacité d'accord et une adaptation de 50 Ω.



(b) Bloc .s1p, simulant le paramètre S11 mesuré sur le micro-récepteur, avec une capacité d'accord et une adaptation de 50 Ω.

FIGURE 3.4.1: Circuits d'évaluation de la résonance du micro-récepteur de forme rectangulaire avec quatre pistes.

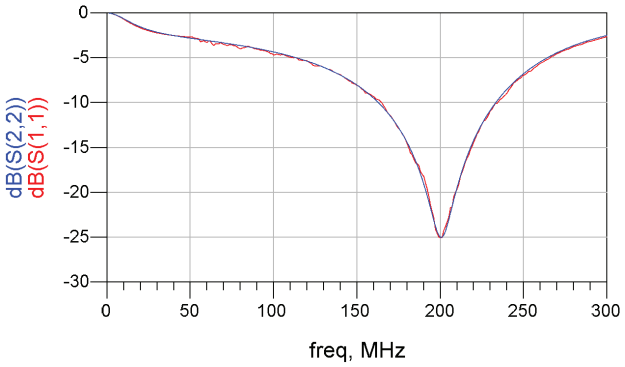


FIGURE 3.4.2: Comparaison de paramètres S11 correspondant aux circuits des figures 3.4.1a et 3.4.1b.

3.4.2. Circuit électrique équivalent d'une bobine réceptrice en RMN

Afin d'avoir un circuit électrique qui modélise fidèlement le comportement d'une bobine réceptrice en RMN, dans le paragraphe 3.4.2.1, nous allons redémontrer l'expression qui décrit le comportement physique d'une bobine traversée par un champ magnétique (ce qui est le cas d'une bobine réceptrice en RMN). A partir de cette expression, dans le paragraphe 3.4.2.2 nous proposerons un modèle électrique correspondant au comportement physique d'une bobine réceptrice en RMN.

3.4.2.1. Phénomène d'induction magnétique dans le contexte d'un récepteur RMN

Pour mieux comprendre le modèle d'une bobine statique traversée par un champ magnétique, tenant en compte l'ensemble des phénomènes physiques mis en jeu, nous allons redémontrer l'expression de l'induction magnétique à partir des équations d'électromagnétisme et notamment à l'aide du potentiel vecteur magnétique [140].

Considérons une bobine réceptrice RMN statique placée sous un échantillon à mesurer dans le plan $\overrightarrow{x}O\overrightarrow{z}$. Le champ magnétique statique $B_0.\overrightarrow{x}$ polarise tous les spins de l'échantillon donnant lieu à un vecteur d'aimantation nucléaire instantanée $M(t).\overrightarrow{x}$. Lorsque l'impulsion RF est émise sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$ le vecteur d'aimantation va basculer sur cet axe et se replace sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$ quand l'impulsion s'arrête. Cela provoque une variation de la composante du vecteur d'aimantation suivant l'axe $\overrightarrow{Oy}$. D'après la loi de Biot et Savart, cette variation du champ $B_1.\overrightarrow{y}$ correspondant au vecteur d'aimantation est liée à une variation de courant dans la bobine réceptrice, représentative du signal RMN mesuré.

Dans les lignes suivantes, nous allons étudier le cas d'un champ magnétique crée en un point C de l'espace par un circuit de longueur l parcouru par un courant d'intensité $i(t)$. La contribution d'un point P du circuit à ce champ magnétique est donnée par la longueur infinitésimale dl.

La loi de Biot et Savart est exprimée par l'équation 3.4.1 :

$$B_1.\overrightarrow{y}(C) = \frac{\mu}{4\pi}\int_l \left(\frac{i(t)\,\overrightarrow{dl}\,(P)}{r^2} \wedge \overrightarrow{u}\right) \tag{3.4.1}$$

où r est la distance entre le point P et le point C, donnée par la relation suivante :

$$r = \frac{R}{sin(\alpha)} \tag{3.4.2}$$

où R est le rayon de la boucle et α est l'angle entre le vecteur unitaire $\overrightarrow{u}$ et l'axe $\overrightarrow{Oz}$.

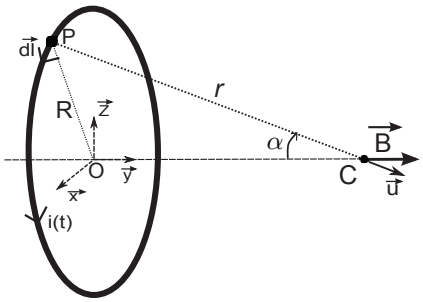


FIGURE 3.4.3: Champ magnétique au point C.

Dans le cas d'un solénoïde, le théorème d'Ampère montre que l'intensité du champ magnétique produit par une boucle parcourue par un courant $i(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$B_1(t) = \mu \cdot G \cdot i(t) \tag{3.4.3}$$

où $G = nb\,de\,tours/longueur\,du\,conducteur$ est une constante définie en fonction des paramètres géométriques de la boucle, et $\mu = \mu_0\mu_r$, avec $\mu_0 = 4\pi\,10^{-7}H/m$ la perméabilité magnétique du vide et μ_r la perméabilité magnétique rélative au milieu.

En accord avec le principe de réciprocité, initialement proposé par Rayleigh [141], repris par Hoult dans le cas de la RMN [142], la loi de Biot et Savart est réciproque. On peut donc dire que le champ $B(t)$ induit un courant$i(t)$ dans la bobine.

D'après le principe de conservation, quand un flux magnétique traverse une surface fermée, le nombre de lignes de champ qui rentrent dans la surface fermée et égale au nombre de lignes de champ sortant de cette surface. De cette façon, le flux magnétique total traversant la surface fermée est nul [143, pp. 43-44]. Ainsi,

la forme intégrale de la loi de Gauss est la suivante :

$$\phi_{SurfaceFermée} = \oint_s \overrightarrow{B_1}.\overrightarrow{s}\,dS = 0 \tag{3.4.4}$$

De la même façon, compte tenu de la nature conservative du flux magnétique, la divergence d'un champ en un point quelconque est nulle [143, p. 53]. La forme différentielle de la loi de Gausse est :

$$div\overrightarrow{B_1} = 0 \tag{3.4.5}$$

A partir de cette relation et de la propriété suivante [144] :

$$div\left(\overrightarrow{rot}\,\overrightarrow{u}\right) = 0 \tag{3.4.6}$$

nous déduisons l'expression ci-dessus qui traduit le fait que le champ magnétique $\overrightarrow{B_1}$ dérive d'un potentiel vecteur $\overrightarrow{A}$:

$$\overrightarrow{B_1} = \overrightarrow{rot}\,\overrightarrow{A} \tag{3.4.7}$$

En effet, le rotationnel d'un potentiel vecteur magnétique mesure la tendance du champ à circuler autour d'un point, représentatif du courant induit dans le circuit. L'expression du potentiel vecteur dans un circuit de longueur l est :

$$\overrightarrow{A} = \frac{\mu}{4\pi}\int_l \left(\frac{i(t)\,\overrightarrow{dl}\,(P)}{r}\right) \tag{3.4.8}$$

L'équation de Maxwell-Faraday montre le lien entre le champ magnétique $\overrightarrow{B}$ et le champ électrique $\overrightarrow{E}$ produit dans un conducteur. Si on introduit l'équation 3.4.7 dans la forme différentielle de la loi de Maxwell-Faraday [143, p. 80], nous avons :

$$\overrightarrow{rot}\,\overrightarrow{E} = -\frac{\partial\overrightarrow{B_1}}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t}\overrightarrow{rot}\,\overrightarrow{A} = -\overrightarrow{rot}\left(\frac{\partial\overrightarrow{A}}{\partial t}\right) \tag{3.4.9}$$

Ceci donne :

$$\overrightarrow{rot}\left(\overrightarrow{E} + \frac{\partial\overrightarrow{A}}{\partial t}\right) = 0 \tag{3.4.10}$$

A partir de la propriété suivante [144] :

$$\overrightarrow{rot}\left(\overrightarrow{grad}\,(-V)\right) = 0 \tag{3.4.11}$$

nous pouvons déduire que la différence de potentiel produite par le vecteur d'aimantation instantanée le long d'un segment dl est donnée par la relation 3.4.12 :

$$\overrightarrow{E}(t) + \frac{\partial \overrightarrow{A}(t)}{\partial t} = -\overrightarrow{grad}\,(V(t)) \tag{3.4.12}$$

Le potentiel scalaire électrostatique V est de signe opposé au champ électrique par convention [143, p. 121]. La différence de potentiel aux bornes de la bobine est donc :

$$-\left(V_B(t) - V_A(t)\right) = \int_A^B \frac{\partial \overrightarrow{A}(t)}{\partial t}.\overrightarrow{dl} \; + \int_A^B \overrightarrow{E}(t).\overrightarrow{dl} \tag{3.4.13}$$

En appliquant le théorème de Stockes [144], le terme correspondant au potentiel vecteur dans l'équation 3.4.13 devient :

$$\int_A^B \frac{\partial \overrightarrow{A}(t)}{\partial t}.\overrightarrow{dl} = \frac{\partial}{\partial t}\int_A^B \overrightarrow{A}(t).\overrightarrow{dl} = \frac{\partial}{\partial t}\iint_s \overrightarrow{rot}\,\overrightarrow{A}.d\overrightarrow{S} \tag{3.4.14}$$

A partir de la propriété de flux conservatif, nous constatons que ce terme correspond à une différence de potentiel induite par le passage du flux magnétique traversant la bobine :

$$\int_A^B \frac{\partial \overrightarrow{A}(t)}{\partial t}.\overrightarrow{dl} = \frac{\partial}{\partial t}\iint_s \overrightarrow{B_1(t)}.d\overrightarrow{S} = \frac{\partial}{\partial t}\left(\overrightarrow{B_1(t)}.\overrightarrow{S}\right) = \frac{\partial \phi}{\partial t} \tag{3.4.15}$$

Dans notre cas d'étude d'une simple bobine, on remplace la valeur du champ magnétique donnée dans l'équation 3.4.3 et sachant que la surface entourée par la bobine est S, nous pouvons déduire que ce terme est proportionnel à la dérivée du courant induit avec un facteur multiplicatif qui correspond à la valeur de l'inductance de la boucle :

$$\int_A^B \frac{\partial \overrightarrow{A}(t)}{\partial t}.\overrightarrow{dl} = \mu GS.\frac{\partial i(t)}{\partial t} = L_s\frac{\partial i(t)}{\partial t} \tag{3.4.16}$$

Ceci est donc représentatif du phénomène d'induction magnétique. Or, la mise en mouvement des charges dans le circuit due au vecteur potentiel donne naissance à un champ électrique le long d'un segment dl. Pour calculer la contribution du champ électrique à l'équation 3.4.13, nous allons considérer la loi d'Ohm dans un segment dl :

$$\overrightarrow{j}(t) = \sigma\overrightarrow{E}(t) \tag{3.4.17}$$

La résistance linéique d'une portion de la bobine (dl) avec une section S est :

$$dR = \frac{dl}{\sigma S} \tag{3.4.18}$$

D'où la relation suivante dans laquelle R_s représente la résistance totale de la bobine et $i(t)$ est le courant induit :

$$\int_A^B \overrightarrow{E}(t).\overrightarrow{dl} = \int_A^B \frac{\overrightarrow{j}(t)}{\sigma}.\overrightarrow{dl} = \int_A^B \frac{\overrightarrow{i}(t)}{\sigma S}.\overrightarrow{dl} = \int_A^B \overrightarrow{i}(t).\overrightarrow{dR} = R_s i(t) \tag{3.4.19}$$

Ainsi la différence de potentiel entre les bornes A et B de la bobine étudiée est donnée par l'expression 3.4.20 :

$$e(t) = U_{AB} = V_A - V_B = L_s \frac{\partial i(t)}{\partial t} + R_s i(t) \tag{3.4.20}$$

Cette expression montre que la différence de potentiel aux bornes d'une bobine est due à deux composantes : une due au potentiel vecteur $\overrightarrow{A}(t)$ et une due au champ électrique $\overrightarrow{E}(t)$. Ce sont ces deux phénomènes qui contribuent à la différence de potentiel aux bornes de la bobine et cette contribution est proportionnelle au courant induit dans celle-ci par le champ B_1.

La contribution de la résistance R_s à la différence de potentiel aux bornes de la bobine avait déjà été introduite par Roche en 1978 [138] et discutée à nouveau par McDonald en 2008 [145]. En effet, le passage par les équations d'électromagnétisme et non pas par les équations de force électromotrice [146], nous permet d'éviter des confusions sur les principes mis en jeu [140].

3.4.2.2. Circuit électrique proposé pour une bobine réceptrice en RMN

Dans la relation 3.4.20, les valeurs de l'inductance L_s et de la résistance R_s, sont constantes et ne dépendent que des paramètres géométriques de la bobine. L_s et R_s sont en série, traversées par le courant $i(t)$ induit dans la bobine par le champ B_1. D'autre part, on constate que la différence de potentiel aux bornes de la bobine et le courant induit ont le même sens ce qui nous place dans la convention générateur.

Dans ce cas, le circuit électrique qui modélise le mieux le comportement physique décrit par l'équation 3.4.20 est donné dans la figure 3.4.4.

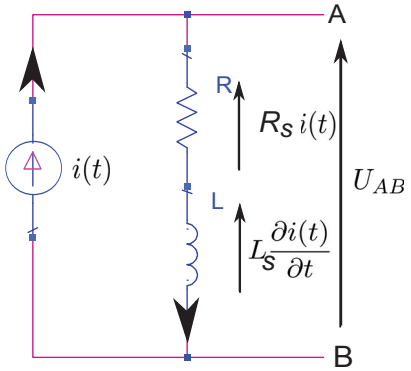


FIGURE 3.4.4: Circuit électrique proposé pour une bobine traversée par un champ magnétique variable.

L'admittance de ce circuit est la suivante :

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R_s + j\omega L_s}$$

$$= \frac{R_s}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} - j\frac{\omega L_s}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}$$

$$Y = \frac{R_s}{(\omega L)^2 \left(\frac{1}{Q_s^2(\omega)} + 1\right)} - j\frac{\omega L}{(\omega L_s)^2 \left(\frac{1}{Q_s^2(\omega)} + 1\right)} \tag{3.4.21}$$

Dans cette relation, $Q_s(\omega) = \omega L_s / R_s$ est le facteur de qualité de la bobine, or s'il est suffisamment grand pour que $\frac{1}{Q_s^2(\omega)}$ soit négligeable devant 1, nous pouvons écrire :

$$Y \approx \frac{R_s}{(\omega L_s)^2} + \frac{1}{j\omega L_s} = \frac{1}{R_s Q_s^2(\omega)} + \frac{1}{j\omega L_s} \tag{3.4.22}$$

Ceci montre qu'une impédance en série avec une résistance peut être aussi représentée par un schéma équivalent en parallèle pour lequel l'inductance vaut toujours L_s et la résistance est exprimée par la relation suivante :

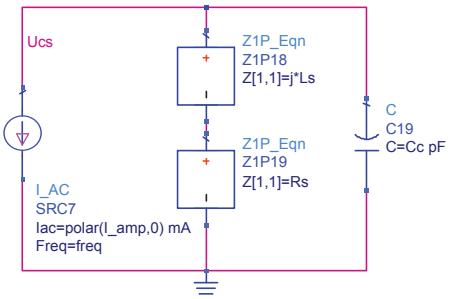
$$R_p = R_s Q_s^2(\omega) = \frac{(\omega L_s)^2}{R_s} \tag{3.4.23}$$

D'après ceci, le circuit proposé dans la figure 3.4.4 accepte un circuit équivalent avec une résistance R_p en parallèle à l'inductance de la bobine.

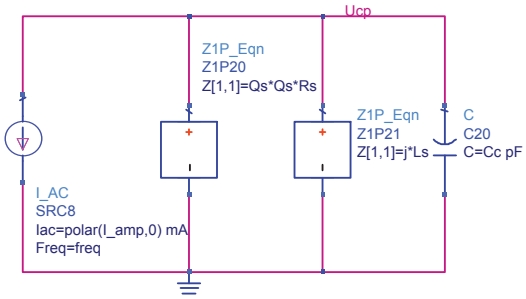
Afin de vérifier le comportement fréquentiel des circuits proposés, nous considérons le modèle polynomial de la partie active du micro-récepteur retenu. Ainsi, sur la figure 3.4.5a, nous avons le modèle polynomial de la micro-bobine retenue avec une capacité en parallèle de 59 pF pour obtenir une résonance à 200 MHz. Sur la figure

3.4.5b nous avons le circuit équivalent avec la partie réelle du modèle en parallèle à la bobine et à la capacité.

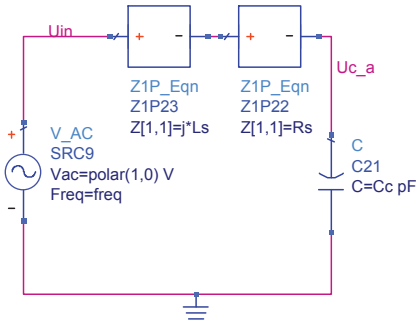
Pour comparer et valider notre démarche, sur la figure 3.4.5c nous avons utilisé le même modèle polynomial sous la configuration RLC en série actuellement utilisée en RMN pour représenter une bobine réceptrice.



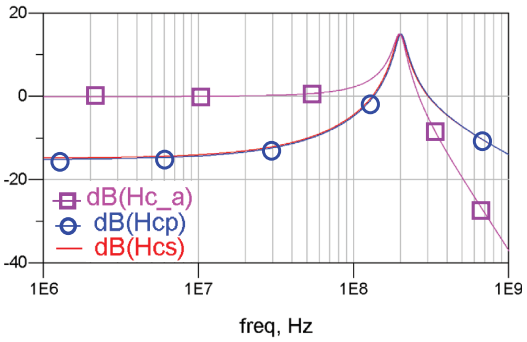
(a) Circuit électrique proposé avec la résistance et l'inductance en série.



(b) Circuit électrique proposé avec la résistance et l'inductance en parallèle.



(c) Circuit électrique RLC en série couramment utilisé en RMN.



(d) Réponses fréquentielle du circuit de la figure 3.4.5a (H_{cs}), du circuit de la figure 3.4.5b (H_{cp}) et celui de la figure 3.4.5c (H_{ca}).

FIGURE 3.4.5: Comparaison du comportement fréquentiel des circuits électriques proposés par rapport au circuit électrique RLC en série couramment utilisé dans le domain de la RMN pour modèliser une bobine réceptrice.

Dans la figure 3.4.5d, nous avons la fonction de transfert des différents circuits évalués. Nous constatons que la réponse fréquentielle des circuits proposés (figures 3.4.5a et 3.4.5b) sont équivalentes et correspondent à un circuit sélectif qui est le comportement physique d'une bobine réceptrice RMN.

Nous pouvons constater que les tracés des trois circuits ont un gain maximal à la fréquence de résonance de 15 dB. Ceci équivaut à un gain en tension d'environ 5,6. Comme nous pouvons le voir sur le tableau 3.5, cette valeur correspond au facteur de qualité de la bobine, représentatif du facteur de surtension du circuit résonant.

Malgré le fait que l'amplitude de la résonance soit équivalente entre les trois circuits, le circuit de la figure 3.4.5c reproduit tous les signaux en dessous de la fréquence

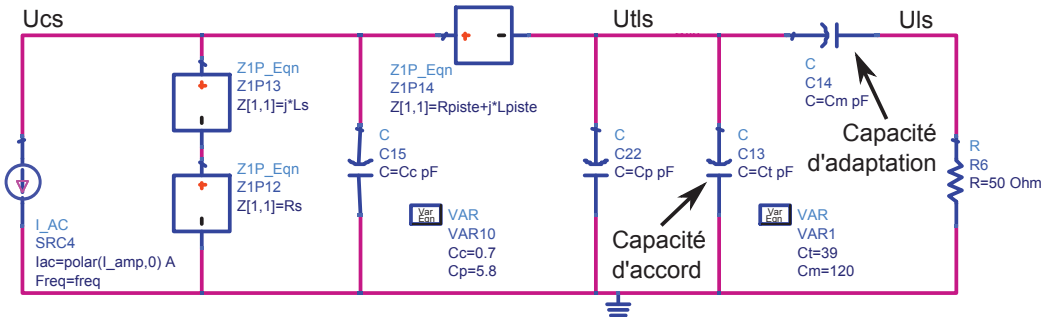
de coupure sans aucune atténuation. Le circuit RLC en série couramment utilisé en RMN se comporte donc comme un filtre passe bas avec une résonance au niveau de la fréquence de coupure. Ce modèle n'est pas en accord avec le comportement physique d'une bobine réceptrice.

Dans la suite de ce travail, nous proposons d'utiliser les circuits électriques des figures 3.4.5a et 3.4.5b pour représenter nos bobines réceptrices en RMN. Néanmoins, il faut faire attention au fait que la résistance du circuit en parallèle est $R_p = R_s Q_s^2(\omega)$ et que la source de courant $i(t)$, représentative du courant induit par le champ magnétique, est définie par le rapport entre le signal RMN (en volts) et la valeur absolue de l'impédance de la bobine à la fréquence de travail :

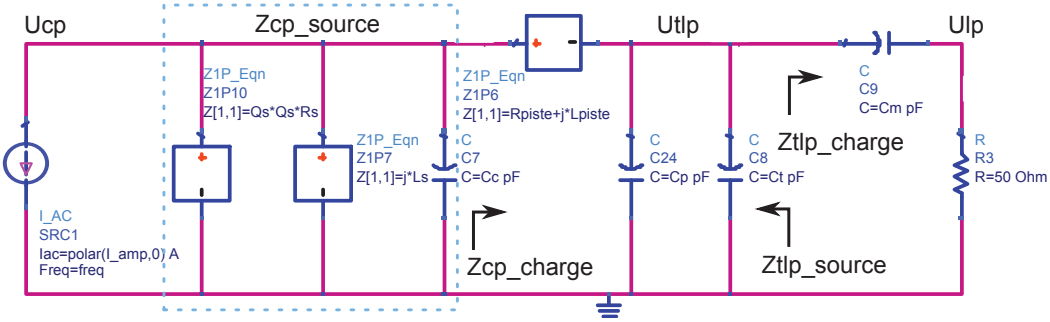
$$i(t) = \frac{u_{RMN}(t)}{|Z_{s,0}|} \tag{3.4.24}$$

3.4.3. Analyse du circuit électrique équivalent du micro-récepteur RMN

Dans la figure 3.4.6, nous donnons les deux circuits électriques qui nous permettent de modéliser le comportement du micro-récepteur retenu. Les capacités d'accord et adaptation retenues sont de 39 pF et 120 pF respectivement.



(a) Circuit électrique avec la résistance de la bobine en série.



(b) Circuit électrique avec la résistance de la bobine en parallèle.

FIGURE 3.4.6: Circuits électriques équivalents du micro-récepteur retenu.

Ces deux circuits sont équivalents entre eux comme nous pouvons le noter dans la figure 3.4.7 correspondant aux tensions aux bornes de la résistance de charge de 50 Ω pour un signal d'amplitude unitaire. Nous pouvons observer que les valeurs de capacités choisies nous permettent d'obtenir un bon transfert en tension. Cependant, on peut constater une atténuation du signal aux bornes de la bobine d'environ 10 % par rapport à la source, cette atténuation est due à la dégradation du facteur de qualité provoquée par les pistes de signal.

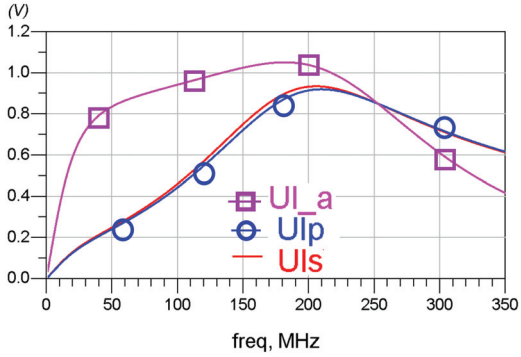


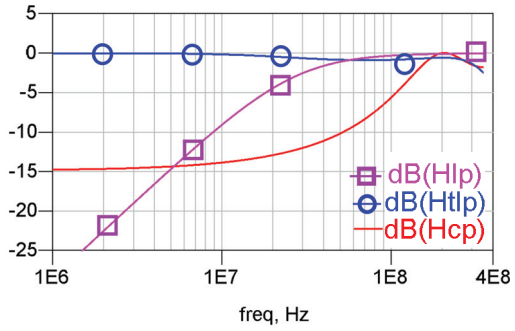
FIGURE 3.4.7: Tension aux bornes de la charge, en fonction de la fréquence, correspondant aux circuits électriques proposés en serie et en parallèle (U_{ls} et U_{lp} respectivement) et au circuit équivalent basé sur le modèle RLC couramment utilisé en RMN (U_{la}).

Dans la même figure, la courbe U_{la} est la tension aux bornes de la résistance de charge obtenue dans le cas d'utilisation du circuit équivalent RLC en série couramment utilisé en RMN.

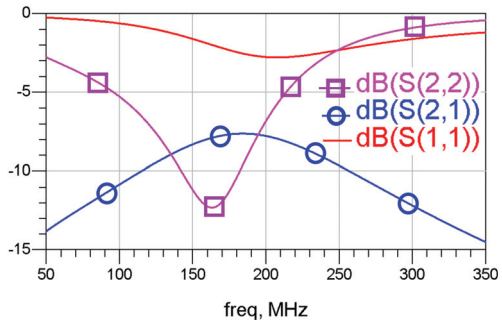
Sur la figure 3.4.8a, le tracé H_{cp} représente la fonction de transfert propre de la micro-bobine. A la fréquence de résonance, nous avons un gain d'environ 0 dB correspondant au facteur de surtension de l'ensemble. Nous pouvons constater l'influence des micro-pistes et du circuit de charge sur la fonction de transfert de la partie active du micro-récepteur par rapport à la réponse fréquentielle de la micro-bobine seule présentée dans la figure 3.4.5d. Comme nous l'avons déjà constaté, les micro-pistes, comprenant les underpass et les plots, provoquent une forte réduction du facteur de qualité ce qui entraine une chute du signal RMN aux bornes de la bobine.

La fonction de transfert correspondant aux micro-pistes aux bornes de la capacité parasite (C_p) en parallèle avec la capacité d'accord est illustrée par le tracé H_{tlp} sur la figure 3.4.8a. Cette ensemble se comporte comme un filtre passe bas dont la fréquence de coupure dépend principalement de la capacité d'accord. Les pertes, inférieures à 1 dB, dépendent de la fréquence de coupure.

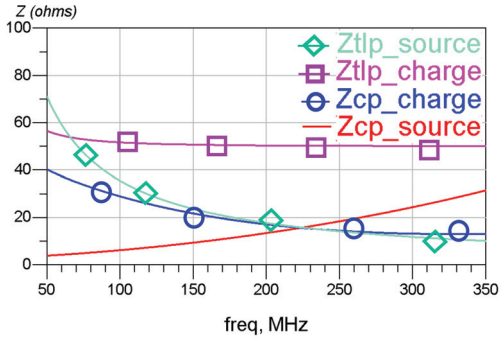
Finalement, la partie correspondant à la charge (tracé H_{lp} sur la figure 3.4.8a) est caractéristique d'un filtre passe haut dont la fréquence de coupure dépend essentiellement de la capacité d'adaptation.



(a) Fonctions de transfert aux bornes de la micro-bobine (H_{cp}), aux bornes de la capacité d'accord (H_{tlp}) et aux bornes de l'impédance de charge (H_{lp}).



(b) Paramètre S11 vu par la bobine, paramètre S22 vu par la charge et gain en puissance S21.



(c) Tracés des impédances internes au circuit en fonction de la fréquence. Impédance aux bornes de la bobine ($Z_{cp\,source}$), impédance des pistes et de la charge vue par la bobine ($Z_{cp\,charge}$), impédance des pistes et de la bobine vue par la capacité d'adaptation ($Z_{tlp\,source}$) et impédance de la charge vue par la capacité d'accord ($Z_{tlp\,charge}$).

FIGURE 3.4.8: Fonctions de transfert, paramètres S et impédances internes du circuit équivalent en parallèle du micro-récepteur.

En ce qui concerne les paramètres S (cf. figure 3.4.8b), nous constatons que l'adaptation de la charge vers la source est assez correcte (S22). Par contre, l'adaptation de la source vers la charge est médiocre, équivalente à un coefficient de réflexion de 0,75 (S11). En réduisant la valeur de la capacité d'accord (à 4 pF), le coefficient de réflexion peut atteindre 0,6 au détriment de S22 et de S21 qui chutte de -8 dB à -16 dB.

Cette forte atténuation ainsi que le coefficient de réflexion élevé, ne peuvent pas être améliorés car ils dépendent des caractéristiques intrinsèques du micro-récepteur. Comme l'illustre la figure 3.4.8c, les valeurs des capacités choisies nous permettent d'atteindre une bonne adaptation d'impédance entre la micro-bobine et les micro-pistes, mais pas avec la charge de 50 Ω. Comme nous l'avons déjà remarqué, la variation des capacités peut nous permettre d'améliorer l'adaptation entre les pistes et la charge, mais le coefficient de réflexion reste important et le gain en puissance est très atténué.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons avons proposé un modèle polynomial représentatif du comportement électrique des micro-récepteurs fabriqués, composés d'une partie active (la micro-bobine) et des micro-pistes de signal. Ce modèle nous a permis d'extraire le circuit électrique des micro-pistes et des micro-bobines de façon indépendante.

Un circuit électrique précis et représentatif de la réalité est fondamental pour effectuer des simulations fiables et pour mieux comprendre le fonctionnement intrinsèque du micro-capteur RMN afin de pouvoir améliorer sa sensibilité.

Ainsi, dans ce chapitre nous avons proposé un circuit équivalent d'une bobine réceptrice en RMN correspondant au phénomène physique observé lors des nos mesures.

Grâce à l'extraction des caractéristiques électriques, avec le modèle polynomial, et au circuit équivalent d'une bobine RMN réceptrice proposé, nous avons pu modéliser et analyser l'ensemble du micro-récepteur afin de déterminer celui qui nous offre les meilleures performances en termes de sensibilité.

Malgré les bonnes valeurs des facteurs de qualité, atteintes avec le procédé de fabrication de micro-bobines sur un substrat de verre, nous constatons que celui-ci est fortement détérioré par l'underpass et les micro-pistes de signal. Micro-pistes qui par ailleurs limitent la bonne transmission du signal RMN reçu vers la charge car, avec la configuration actuelle, il nous est diffcile d'optimiser parallèlement le transfert entre la bobine et les pistes ainsi que le transfert entre les pistes et la charge.

Deuxième partie

Application du Principe d'Amplification Locale au Micro-récepteur RMN

Chapitre 4

Analyse de l'Amplification Locale en RMN

Ce chapitre a pour objectif de faire une analyse des bobines RMN amplifiées ansi que des considérations à prendre en compte en termes de compatibilité électromagnétique entre un circuit amplificateur et l'environement RMN.

Dans la section 4.1, nous montrerons l'intérêt d'utiliser un amplificateur faible bruit au plus près de la micro-bobine réceptrice. L'état de l'art concernant ce domaine sera aussi présenté.

Dans la section 4.2, nous évaluerons les interactions possibles entre l'environnement RMN et les composants actifs ainsi que l'impact de cet environnement au niveau du bruit dans un circuit intégré.

4.1. Amplification locale et son application en RMN

Dans cette section, nous montrons l'intérêt de l'utilisation d'une amplification faible bruit associée à notre micro-récepteur. En effet, nous montrerons dans le paragraphe 4.1.1 que le niveau du rapport signal sur bruit dans notre cas est équivalent à celui des récepteurs RF commerciaux.

Ainsi, dans le paragraphe 4.1.2, nous ferons un récapitulatif des applications RMN qui associent un amplificateur à des bobines réceptrices pour optimiser leur sensibilité. Le paragraphe 4.1.3 est un résumé des avantages et difficultés de cette association.

4.1.1. Intérêt d'une amplification locale pour les micro-récepteurs RMN

Dans ce paragraphe, nous allons estimer l'amplitude du signal des métabolites qui nous intéressent d'après les conditions de travail présentées dans le chapitre 1. Nous allons aussi calculer le rapport signal sur bruit en fonction des paramètres extraits de la bobine dans le chapitre 3. Finalement, les amplitudes obtenues seront comparées avec celles des systèmes de réception en RF ; ainsi l'intérêt de suivre la démarche

d'amplification de signal en RF dans le cas de l'analyse de faibles volumes en RMN sera démontré.

4.1.1.1. Amplitude du signal et du bruit thermique du micro-récepteur RMN

Si nous analysons un échantillon d'eau de 1 mm^3 (1 µL), sous un champ magnétique statique de 4,7 T (ou 7 T), la fréquence de résonance du proton est de 200 MHz (300 MHz respectivement pour 7 T). Sachant que la concentration de l'eau par unité de volume est de 55,5 mol/L et que l'abondance du proton dans l'eau est de $2 \times 0,9998$, d'après l'équation 1.1.15, le nombre de spins par unité de volume est $6,69\,10^{25}$.

Le champ magnétique moyen par unité de courant détecté par la bobine rectangulaire avec quatre spires est de $0,64\,mT$ [98]. Cette valeur dépend de la géométrie de la bobine et pas de l'intensité du champ.

Ainsi, d'après les équations du vecteur d'aimantation et de l'amplitude du signal (1.1.19 et 1.1.14), nous pouvons déduire que l'amplitude du signal de résonance du proton pour un échantillon d'eau d'un volume de 1 µL est de 12 µV sous un champ statique de 4,7 T et de 27 µV sous un champ statique de 7 T.

A partir de cette amplitude, nous pouvons donner une estimation de l'amplitude de chaque métabolite en considérant le rapport entre la concentration de celui-ci et celle de l'eau donnée dans le tableau 1.2.

D'autre part, nous pouvons calculer le bruit thermique ajouté par la partie réelle de la bobine à partir de l'équation 1.2.1. Nous pouvons distinguer le cas d'utilisation de la micro-bobine et celui de la micro-bobine avec les micro-pistes. Sous un champ de 4,7 T, la résistance de la bobine est de 2,4 Ω alors que celle du récepteur complet est de 11, 3 Ω. Sachant que nous travaillons avec une bande passante de 4 kHz (supérieure à 10 ppm), la contribution de bruit de la micro-bobine est de 12,6 $nV/\sqrt{Hz}$ et celle du capteur complet est de 27,4 $nV/\sqrt{Hz}$. Dans le cas d'utilisation du micro-récepteur sous un champ de 7 T (300 MHz), la contribution de bruit de la partie active est de 17,6 $nV/\sqrt{Hz}$ et celle du capteur complet est de 33,8 $nV/\sqrt{Hz}$.

Le tableau 4.1 est un récapitulatif des amplitudes des métabolites d'intérêt pour notre étude chez le rongeur et des RSB dans le cas d'utilisation de la bobine seule ou dans le cas réel (micro-récepteur complet). Ces valeurs ont été calculées pour des

mesures du proton sous des champs de 4,7 T et 7 T. Le rapport signal sur bruit est calculé à partir de l'équation 1.2.8 (rappelée ci-dessous) en admettant que le facteur de remplissage est unitaire.

$$RSB = \eta^2 \frac{\omega_0 M_0^{\perp} V_{ech} \left(\frac{B_1}{i}\right)}{\sqrt{4kT_s R_{bruit} \Delta f}}$$

Métabolite	Sous 4,7 T			Sous 7 T		
	Amplitude (μV)	RSB_{bobine} (dB)	RSB_{total} (dB)	Amplitude (μV)	RSB_{bobine} (dB)	RSB_{total} (dB)
Choline	1,14	39	32	2,55	43	37
NAA	5,23	52	45	11,7	56	51
Créatine	2,62	46	39	5,85	50	45
MyoInositol	3,82	49	43	8,55	54	48
Glutamate	5,44	53	46	12,1	57	51
Glutamine	1,48	41	34	3,3	45	40
GABA	1,21	39	33	2,7	44	38
Aspartate	1,34	40	34	3	45	39
Lactate	0,34	28	22	0,75	32	27
Glucose	1,68	42	36	3,75	46	41
Taurine	3,49	49	42	7,8	53	47

TABLE 4.1: Amplitude du signal des métabolites d'intérêt chez le rongeur et leur rapport signal sur bruit pour le cas de la micro-bobine et du micro-récepteur complet sous 4,7 T et 7 T. Valeurs calculées théoriquement.

4.1.1.2. Amplification locale du signal dans les récepteurs RF et intérêt de ce principe en RMN

Un récapitulatif des amplitudes de signal, niveau de bruit et RSB établis par les standards de télécommunications est donné par Brandolini [147]. Le RSB dans les récepteurs RF varie de 9 dB à 44 dB dans le cas du GSM et du Bluetooth respectivement. Dans ces conditions, on préconise l'utilisation d'amplificateurs faible bruit directement reliés à l'antenne réceptrice, avec des gains de l'ordre de 18 dB et des figures de bruit de l'ordre de 2 à 3 dB.

D'après l'estimation des magnitudes de nos signaux, nous avons constaté que notre cadre de travail se trouve dans la même configuration que celui des systèmes de réception en télécommunications. L'utilisation d'un LNA au plus près du micro-récepteur RMN est indispensable pour assurer une bonne lecture des métabolites cérébraux étudiés.

L'importance de l'utilisation d'un amplificateur faible bruit au plus près du capteur peut être appréciée grâce à la formule de Friis [148]. Dans cette formule, on constate que plus la figure de bruit du premier composant (LNA) est faible et plus son gain

en puissance est élevé, plus la figure de bruit de la chaîne d'acquisition sera réduite et donc meilleur sera le RSB. Or, ceci est très important par rapport aux amplitudes des signaux de notre application, sachant que les pertes de la chaîne d'acquisition RMN peuvent être estimées à 2 dB [12].

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \tag{4.1.1}$$

4.1.2. Utilisation d'amplificateurs faible bruit assiciés à des bobines réceptrices RMN

De nombreuses études de bobines réceptrices RMN associées à des amplificateurs faible bruit ont été rapportées dans la litérature. Ces travaux peuvent être regroupés en deux catégories : amplificateurs faible bruit déportés (paragraphe 4.1.2.1) et amplificateurs faible bruit fabriqués sur le même substrat que la micro-bobine (paragraphe 4.1.2.2).

4.1.2.1. Récepteurs RMN avec un amplificateur déporté

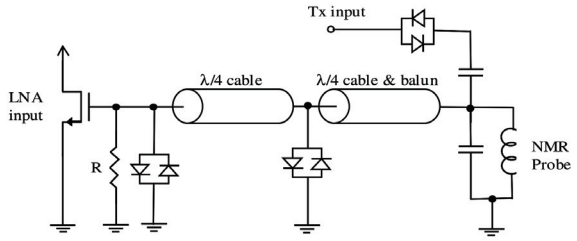
Des amplificateurs faible bruit avec de faibles impédances d'entrée sont couramment utilisés dans les réseaux de bobines réceptrices RMN pour isoler le signal entre celles-ci [149]. Ces préamplificateurs fabriqués sur un PCB sont en général déportés pour éviter des perturbations d'homogénéité du champ et donc des perturbations du signal.

Un exemple de ce genre d'implémentations est donné par Dodd [150], où un réseau de bobines réceptrices de 1 cm de diamètre est amplifié avec un circuit à faible impédance d'entrée (à base de transistors GaAs FET), éloigné de l'échantillon par un câble de longueur $\lambda/2$.

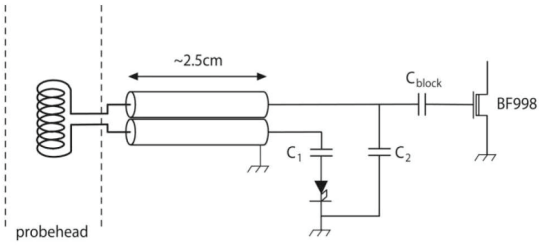
Dans le même type d'application, Giaquinto [151] a fait une comparaison entre l'utilisation d'un préamplificateur le plus près du réseau de bobines et un préamplificateur déporté. Il en déduit que le circuit avec l'amplificateur déporté est plus efficace.

Dans le même ordre de grandeur du volume de notre échantillon (de l'ordre de 1 μL), Sipila [152, 153, 154] a développé un système permettant de compenser les imperfections des gradients magnétiques dans le cas de l'imagerie par résonance magnétique .

Afin d'optimiser le rapport signal sur bruit, Sipila a associé une bobine solénoïdale à un amplificateur faible bruit déporté du récepteur par deux câbles coaxiaux de longueur $\lambda/2$ [154]. L'impédance des câbles coaxiaux plus la bobine sont optimisées de façon à obtenir un bruit minimal en sortie de l'amplificateur.



(a) Circuit proposé par Sipila [154].



(b) Circuit proposé par De Zanche [156].

FIGURE 4.1.1: Amplification faible bruit déportée à l'aide d'un câble coaxial.

Malgré le RSB obtenu (50 dB pour un échantillon d'eau), il a été constaté que les éléments entre la bobine réceptrice et le LNA introduisent des retards du signal qui peuvent provoquer des effets de sur-oscillations introduisant des distorsions de l'image [155].

Parallèlement, De Zanche [156] a développé des capteurs RMN solénoïdaux capables de mesurer des propriétés dynamiques de l'eau et du cyclohexane (C_6H_{12}) dans un volume de 1 µL. De la même façon que Sipila, De Zanche a implémenté une amplification déportée faible bruit à l'aide d'une ligne de transmission de 25 mm et utilise deux capacités d'adaptation entre les lignes et un transistor MOSFET.

Dans son travail, De Zanche a estimé que le bruit thermique introduit par les câbles de déport et le circuit d'accord et adaptation était de 20 $nV/\sqrt{Hz}$. En plus de réduire le rapport signal sur bruit, De Zanche déduit que ce bruit thermique était à l'origine d'un bruit de phase dont l'écart type est inversement proportionnel au RSB :

$$\sigma_\Phi = \frac{\sigma_{bruit}}{\sqrt{2} \cdot |s_{rmn}(t)|} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot RSB_t} \tag{4.1.2}$$

Inspirées des travaux de Hoult [157, 40], les équipes de Muller [158] et de Bendet-Taicher [43] ont montré qu'une longueur optimale du câble coaxiale peut aider à adapter la bobine à l'entrée du préamplificateur. En effet, dans un travail précédent (cf. Annexe B.3, [57]), nous avons aussi démontré qu'il y a des longueurs de câbles qui nous permettent d'obtenir une adaptation optimale car la bobine, la ligne de

transmission et les circuits à ses extrémités forment un seul circuit résonant. Ainsi, la longueur du câble peut aider à optimiser le facteur de qualité du circuit.

Cependant, Muller et Bendet-Taicher [43, 158] montrent que le RSB maximal et la transmission maximale de puissance sont obtenus pour des longueurs de câble différentes. De plus, la longueur de la ligne de transmission a une influence sur le bruit de spin et sur le *"radiant damping factor"* qui provoque aussi des décalages de fréquence. Ceci explique les retards temporels et le bruit de phase observés par Sipila [152, 153, 154] et De Zanche [156].

4.1.2.2. Micro-systèmes RMN intégrés

De nombreux développements concernant la miniaturisation de systèmes RMN ont été explorés ces dernières années. Les applications vont du positionnement d'équipement chirurgical [159] aux systèmes RMN portables [160, 161, 162] sous des champs magnétiques statiques allant de 0,49 T [162] à 7 T [163]. Le travaux les plus récents ont été menés par deux équipes universitaires, une à l'EPFL de Lausanne dirigée par Boero [164, 50], et l'autre à l'École d'Ingénierie et de Sciences Appliquées de Harvard dirigée par Ham [161, 165, 162]. Un travail moins extensif mais efficace a été développé par Hassibi [160] entre l'Université de Texas et l'Institut de Technologie de Californie dont l'objectif est de concevoir un micro-système pour effectuer de la spectroscopie RMN. Finalement, un travail de conception d'un préamplificateur RMN a été réalisé à l'INL en collaboration avec notre laboratoire pour amplifier le signal de l'ancienne version de notre micro-récepteur [166].

Micro-systèmes RMN de l'EPFL

Dans cette équipe, le premier capteur RMN intégrant un récepteur RF complet dans un substrat de Si a été réalisé par Boero [50]. Dans ce travail, Boero présent un magnétomètre RMN capable de mesurer des champs magnétiques d'intensités entre 0,7 T et 7 T pour des fréquences comprises entre 1 MHz et 100 MHz.

Ce récepteur RMN monolithique intègre deux micro-bobines planaires, un préamplificateur RF, un mixeur et un amplificateur BF dans une surface de silicium de 10 mm^2. Une description complète du design des micro-bobines est décrite dans la thèse de Boero à partir des équations de Bloch et le détail du circuit électronique intégré est donné par Frounchi [167]. Le gain de l'ensemble de la chaîne de réception intégrée (sans capacité d'accord) est de 73 dB de 1 MHz à 30 MHz, le bruit à l'entrée du préamplificateur est de 3 $nV/\sqrt{Hz}$ et la consommation totale est de 17 mW.

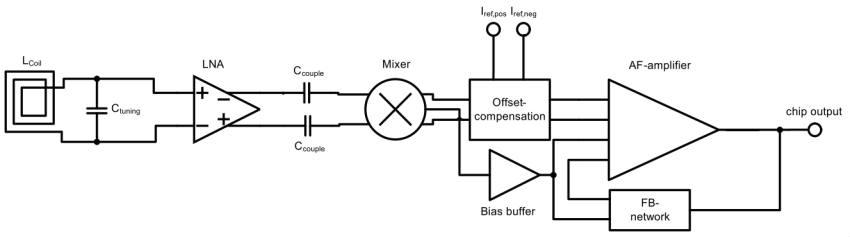
La résolution spectrale de ce capteur est de 3 ppm, avec une résolution spatiale de 1 mm. Cette faible résolution est justifiée par l'auteur en fonction du faible facteur

de qualité de la micro-bobine qui est de l'ordre de 5. Ils ont aussi constaté une grande largeur à mi-hauteur des signaux mesurés (de 25 Hz environ), expliquée par des possibles inhomogénéités du champ magnétique introduites par le circuit intégré [168].

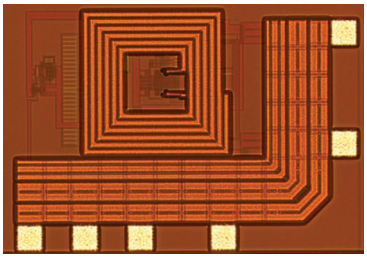
Le travail le plus récent de cette équipe a été réalisé par Anders [164]. Parmi les différentes applications étudiées, celle qui s'approche le plus de notre application est le développement d'un réseau de micro-récepteurs RMN, utilisé dans le champ magnétique de 7 T [163]. Ce réseau est composé de huit canaux individuels optimisés pour une fréquence d'utilisation de 300 MHz, fréquence de résonance du proton sous un champ magnétique de 7 T. L'ensemble des huit canaux est fabriqué sur un substrat de silicium de $1000 \times 2000\,\mu m^2$.

Chaque canal est composé d'une bobine de détection de $500 \times 500\,\mu m^2$ avec une capacité d'accord, un amplificateur faible bruit et un buffer avec une impédance de sortie de 50 Ω, fabriqués dans une surface de $500 \times 850\,\mu m^2$ avec un process CMOS HV dans une technologie AMS 0,35 μm. Le LNA présente un bruit en entrée de 0,6 $nV/\sqrt{Hz}$ et un gain de 28 dB [169]. Par la suite, ils ont intégré le capteur amplifié suivi d'un système de réception homodyne dans une surface de $1200 \times 850\,\mu m^2$ illustrée dans la figure 4.1.2. L'ensemble présente un bruit en entrée de 0,7 $nV/\sqrt{Hz}$ et un gain total de 75 dB avec une consommation de 60 mW [170].

Malgré la bonne sensibilité calculée ($10^{15} spins/\sqrt{Hz}$ pour un échantillon de 55 nL de volume), ils obtiennent une largeur à mi-hauteur de 4 Hz qui n'est pas suffisamment étroite pour des mesures de spectroscopie.



(a) Architecture homodyne du récepteur.



(b) Circuit intégré du récepteur.

FIGURE 4.1.2: Micro-système récepteur RMN d'Anders [170].

Micro-systèmes RMN de l'Université de Harvard

Cette équipe est spécialisée dans l'interfaçage entre systèmes électroniques et biologiques et travaille sur le développement de systèmes d'analyse de objets biologiques de faible volume (cellules, protéines, virus...) [171]. Parmi ses travaux, un système de RMN portable, à base d'un circuit intégré d'émission-réception, a été conçu pour détecter des marqueurs cancérogènes ou le niveau d'hormones hCG caractéristiques d'une grossesse chez l'humain.

La première version de ce système a été développée par Liu et Sun [161, 165]. Ce système est composé d'un aimant commercial de 0,5 T, d'une micro-bobine planaire fabriquée sur un substrat de verre et d'un circuit intégré d'émission-réception fabriqué à base d'un process CMOS 0,18 µm sur une surface de 1900×2000 µm^2. Les capacités d'accord et d'adaptation sont des composants discrets et le circuit intégré est placé à l'extérieur de l'aimant.

Au niveau de la réception, l'amplificateur faible bruit a un gain de 41 dB et un bruit en entrée de 1,8 $nV/\sqrt{Hz}$. En utilisant une adaptation classique 50 Ω entre la bobine et le LNA, ils ont obtenu une figure de bruit de 7 dB alors qu'ils obtenaient une figure de bruit de 0,7 dB en optimisant le facteur de surtension de la micro-bobine réceptrice à la fréquence de résonance.

Dans leurs expérimentations, ils ont observé des pics superposés au signal RMN mesuré à la réception et ils ont constaté que ces pics correspondaient aux impulsions RF lors de l'excitation du vecteur d'aimantation. Ils ont remarqué que ces pics ne sont plus présents dans les mesures quand ils remplaçaient la micro-bobine planaire (Q = 16) par une micro-bobine solénoïdale avec un facteur de qualité de 200 [165].

Comme nous pouvons le voir sur la figure 4.1.3, malgré la présence de ces pics, ce système a une limite de détection de 0,17 mM pour le fer dans un volume de 5 µL.

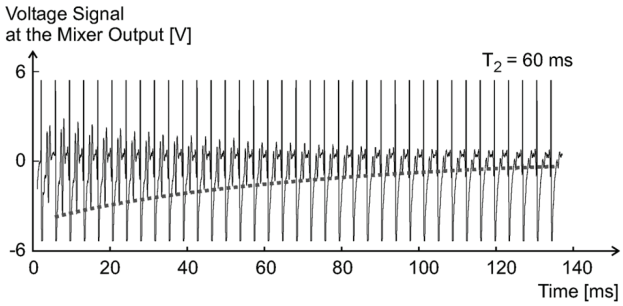
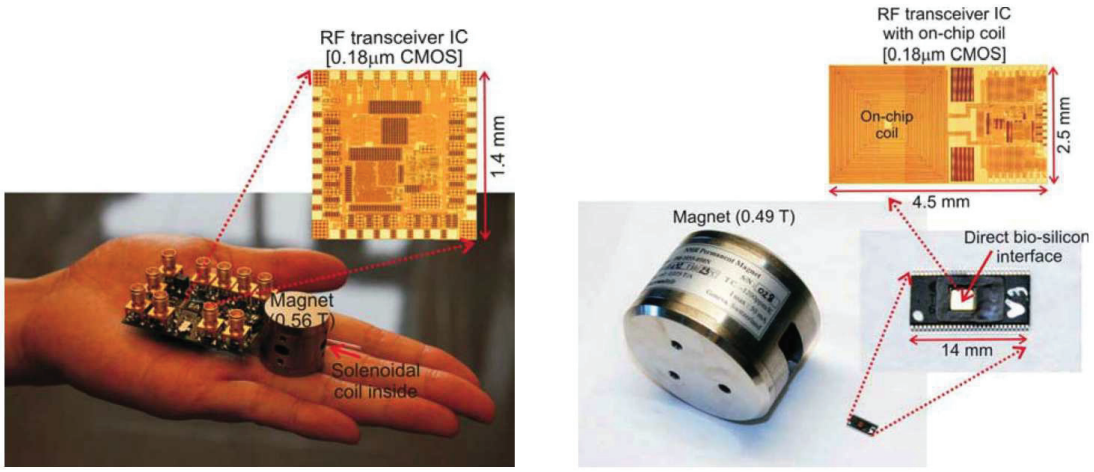


FIGURE 4.1.3: Signal RMN mesuré avec la première version du système portable de Sun [165].

Les deux dernières versions de ce système RMN portable ont un circuit intégré d'émission- réception amélioré, fabriqué sur une surface de 1400×1400 µm^2 [162]. Le bruit en entrée du LNA de ce micro-récepteur est de 1,26 $nV/\sqrt{Hz}$.

Le *"Palm system"* qui utilise le même circuit amélioré (à l'extérieur de l'aimant), ainsi qu'une bobine solénoïdale avec un facteur de qualité de 28. Ce système, dont l'ensemble fait 0,1 kg, utilise un aimant de 0,56 T et permet l'analyse de volumes de l'ordre de 2 µL. Ce système permet la détection d'une molécule d'avidine parmi 600 millions de molécules d'eau.



(a) *"Palm system"*. (b) *"One-chip NMR system"*.

FIGURE 4.1.4: Systèmes RMN portables de Sun [162].

En plus du circuit optimisé utilisé à l'intérieur de l'aimant, la version *"One-chip NMR system"* intègre une bobine planaire avec 25 tours, fabriquée en utilisant 5 niveau métalliques d'inter-connexion sur une surface de 2500×2500 µm^2. Malgré cette optimisation de la bobine intégrée, le facteur de qualité de la bobine est de 1,9 et des pics dus aux impulsions RF ont aussi été détectées. Toutefois, ce système permet de détecter une molécule de hCG parmi 12 billions de molécules d'eau.

Cette importante capacité de détection est obtenue grâce aux efforts du design du circuit CMOS. Malgré l'inhomogénéité du champ des petits aimants utilisés et du faible facteur de qualité de la micro-bobine, ils réussissent à mesurer de signaux dont l'amplitude est de l'ordre de 130 nV. Des mesures de spectroscopie n'ont pas été rapportées.

Micro-système RMN de l'Université de Texas et de l'Institut de Technologie de Californie

Ce système RMN portable utilise un aimant ouvert qui crée un champ magnétique statique allant de 0 à 0,9 T comme le montre la figure 4.1.5. Cette non uniformité du champ magnétique entraine des fréquences de précession différentes pour un même noyau (de 4,3 MHz à 34 MHz pour le proton), ainsi que des différentes amplitudes du signal [160].

Dans le but de surmonter cette difficulté, le design de l'émetteur-récepteur est séparé en six canaux connectés à la même bobine, chaque canal étant optimisé pour une fréquence de résonance différente. De cette manière, le signal RMN final est recomposé par la somme des six signaux individuels provenant de chaque canal.

Ce circuit d'émission-réception a été fabriqué avec un process BiCMOS dans une technologie IBM 8HP 0,12 µm SiGe et occupe une surface de $3 \times 3\,mm^2$. Le LNA de ce circuit permet d'obtenir un très faible bruit d'entrée de 0,15 $nV/\sqrt{Hz}$ ainsi qu'un gain de 29 dB environ pour des fréquences comprises entre 10 MHz et 300 MHz. Ce circuit est utilisé à l'extérieur de l'aimant et a une consommation de 55 mW.

Ce circuit a permis à cette équipe d'effectuer des mesures de noyaux ayant des fréquences de résonance entre 0 et 250 MHz et leur a permis de mesurer de temps de relaxation T2 jusqu'à 0,4 µs.

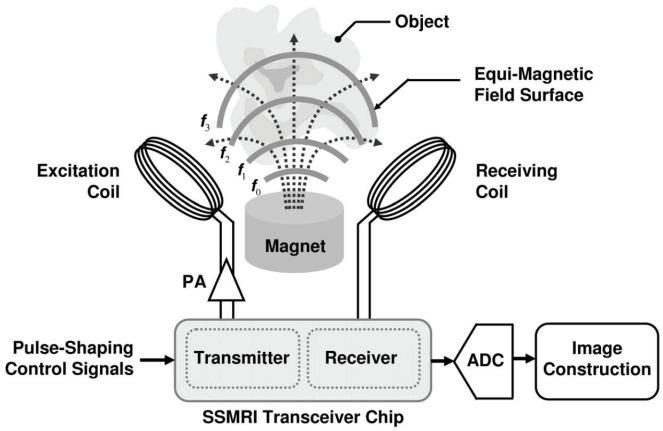


FIGURE 4.1.5: Système RMN portable de Hassibi [160].

Préamplificateur de l'Institut de Nanotechnologie de Lyon

Ce préamplificateur a été développé par Cherifi au sein de l'INL [172] et a été associé à l'ancienne version de notre micro-récepteur [173] au sein de notre laboratoire. Le préamplificateur est basé sur un circuit convoyeur de courant positif de deuxième génération fabriqué avec un process CMOS dans une technologie AMS CYX 0,8 µm.

Ce circuit a permis d'obtenir un gain de 14 dB dans une bande fréquentielle de 0 à 100 MHz ; le bruit ramené en entrée est de l'ordre de 3 $nV/\sqrt{Hz}$. Cette faible bande passante et le niveau de bruit élevé sont dus, en partie, au layout du transistor mais cela pourrait être dû aussi à une possible influence de l'environnement magnétique sur le comportement du circuit.

En effet, ce circuit a été conçu pour permettre un ajustement du point de fonctionnement. Malgré cette précaution, la caractérisation du préamplificateur sous d'un champ statique de 2 T montre une réduction du gain de 1 dB ainsi qu'une réduction

de la bande passante de 5 MHz. De la même façon, le bruit ramené à l'entrée a été augmenté à 3,4 $nV/\sqrt{Hz}$. Toutefois, la mesure du spectre d'eau montre que ce circuit permet d'améliorer le rapport signal sur bruit de 14 dB par rapport à la même mesure sans circuit.

4.1.3. Discussion sur l'amplification des récepteurs RMN

Comme nous pouvons le voir, le niveau du signal RMN des métabolites cérébraux à mesurer est très faible et demande l'utilisation d'un amplificateur faible bruit.

D'après les travaux cités dans les paragraphes précédents, nous constatons que l'utilisation d'un amplificateur faible bruit déporté à l'aide d'un câble coaxial permettrait d'obtenir une adaptation faible bruit grâce à une longueur spécifique de ce dernier et le déport du circuit d'amplification permet d'éviter des perturbations de l'homogénéité du champ aux alentours de l'échantillon. Cependant, il a été constaté que l'utilisation d'un câble coaxial de 25 mm plus le circuit de déport a une contribution de 20 $nV/\sqrt{Hz}$ au bruit du capteur. Ceci s'avère pénalisant dans notre cas, où la contribution de bruit des micro-pistes est d'environ 15 $nV/\sqrt{Hz}$, soit 50 % du bruit de notre micro-récepteur. D'autre part, selon la longueur du câble, le bruit de spin ainsi que le *"radiant damping factor"* est plus ou moins important et ceci provoque des retards du signal et du bruit de phase qui peut détériorer la reconstruction du spectre. De plus, la longueur du câble coaxial permettant l'optimisation du RSB n'est pas la même que celle nécessaire pour atteindre un transfert de signal optimal. Elle est aussi différente de la longueur optimale permettant de réduire l'influence du bruit de spin.

Les micro-bobines associées à des préamplificateurs locaux permettent : d'augmenter fortement la sensibilité du capteur (jusqu'à 10^{15} $spins/\sqrt{Hz}$), d'atteindre des limites de détection de l'ordre de 0,2 mM et de détecter des signaux avec une amplitude jusqu'à 130 nV. Cependant, des perturbations du champ provoquées par le circuit intégré près de l'échantillon ont été rapportés ainsi que des influences sur les caractéristiques du circuit et l'augmentation du bruit lorsque le circuit est utilisé dans un champ magnétique fort, ce qui est notre cas.

4.2. Interaction entre l'environnement magnétique RMN et les circuits intégrés

Comme nous l'avons vu dans la section 4.1.2, il est de plus en plus courant d'utiliser des circuits intégrés dans l'aimant statique pour amplifier le signal RMN dans le cas de la détection faibles volumes. Pour des micro-systèmes utilisés dans des forts

champs magnétiques statiques, nous avons répertorié certains comportements qui n'ont pas été expliqués par leurs auteurs. Ainsi, dans cette section nous effectuerons une synthèse des interactions possibles entre les circuits intégrés et transistors avec l'environnement magnétique de la RMN. Plus particulièrement, nous interpréterons les variations des performances du préamplificateur développé entre l'INL et notre laboratoire, lorsque celui-ci a été soumis à des forts champs magnétiques.

4.2.1. Influence des composants électroniques dans l'environnement RMN

La susceptibilité magnétique décrit la tendance et intensité d'interaction magnétique d'un matériel donné. Or, l'homogénéité du champ autour de l'échantillon est essentielle pour que les mesures RMN soient correctes. En partant de ces deux considérations, Schenck a évalué l'influence de divers matériaux en fonction de leur susceptibilité magnétique. Il a déduit qu'un matériel est compatible avec l'environnement magnétique de la RMN si le décalage ΔB_0 en ppm provoqué par celui-ci remplit la condition suivante [174] :

$$-\chi B_0 < \Delta B_0 < \chi B_0 \tag{4.2.1}$$

Les matériaux compatibles avec l'environnement magnétique RMN sont listés dans le tableau 4.2 en fonction de leur décalage $|\Delta\chi| = \chi_{matériel} - \chi_{H_2O}$. Les matériaux du premier groupe sont compatibles avec le milieu RMN. Les matériaux du groupe 2 peuvent provoquer des perturbations en imagerie mais sans impact important. Les matériaux du groupe 3 peuvent provoquer des perturbations visibles en imagerie, négligeables selon les applications.

Groupe 1 :$\|\Delta\chi\| < 3\,ppm$			
Nylon	Silicon Nitride (Si_3N_4)	Téflon	Polysulfone
Magnésia	Steatite	Cuivre	Vespel (acetal)
Zirconia	Plexiglass	Poly-Ether-Ether-Ketone	Bois
Groupe 2 :$\|\Delta\chi\| < 10\,ppm$			
Alumina (Al_2O_3)	Silicium	Air	Laiton
Quartz (SiO_2)	Plomb	Zinc	
Groupe 3 :$\|\Delta\chi\| < 200\,ppm$			
Titanium	Molybdnum	Tungstene	Graphite polychristalin
Fibres de charbon	Tantalum	Zirconium	Bismuth
Aluminium			

TABLE 4.2: Matériaux compatibles avec l'environnement magnétique RMN [174].

D'autre part, les contacts ohmiques des semiconducteurs utilisent des matériaux tels que [90, p. 190] : l'argent (Ag), l'aluminium (Al), l'or (Au), le nickel (Ni), le platine

(Pt), l'étain (Sn), le plomb (Pb), le gallium (Ga), le germanium (Ge), le titan (Ti) et le indium (In). De même, les contacts des boitiers des circuits intégrés son composés principalement de Ni, Pb, Au, Ag, SnPb [175].

Nous pouvons constater que certains matériaux ne sont pas compatibles avec l'environnement magnétique RMN et peuvent donc avoir un impact sur l'homogénéité du champ local autour de l'échantillon. Cette inhomogénéité peut se matérialiser par des perturbations en imagerie ou par des faibles résolutions spectrales mesurées en spectroscopie.

Cette interaction peut aussi expliquer les grandes largeurs à mi-hauteur rapportés par Boero et Anders avec leurs micro-systèmes RMN, plus particulièrement dans le travail de Anders dans lequel le circuit intégré se trouve sous la micro-bobine RMN (cf. paragraphe 4.1.2.2).

4.2.2. Influence des champs magnétiques B_1 et B_0 sur les transistors

Pour estimer l'influence du champ magnétique traversant perpendiculairement la section d'un transistor MOS ou bipolaire, nous nous sommes inspirés des magnétomètres à base de semiconducteurs de type *"Halle Plate"* [176], magnétodiode [177] et des magnéto-transistors [178]. Un récapitulatif de ces magnétomètres basés sur l'effet Hall est donné par Popovic et Baltes [179].

4.2.2.1. Influence du champ B_1

Les magnétomètres à effet Hall se composent principalement de quatre terminaux, deux pour polariser le composant avec un flux de courant, et deux pour mesurer une différence de potentiel proportionnelle au champ comme le montre la figure 4.2.1.

En utilisant le même repère que la figure 1.1.1, si l'on considère un matériel semiconducteur de type p et on applique un champ électrique E_y le long de l'axe $\overrightarrow{Oy}$, un courant de dérive des trous est crée le long de cet axe avec une vitesse v_y. Cette vitesse de dérive est donnée par l'équation :

$$v_y = \mu_p E_y = \mu_p \frac{V_y}{L} \tag{4.2.2}$$

où μ_p est la mobilité des trous, V_y est la différence de potentiel appliquée sur une longueur L du semiconducteur.

Si on applique un champ magnétique B_z sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$ (équivalent au champ B_1), une force de Lorentz dévie les charges en mouvement provoquant une variation de v_y et une différence d'accumulation des charges sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$ (cf. équation 4.2.3).

$$\overrightarrow{F_{Lorentz}} = q\overrightarrow{v_y} \wedge \overrightarrow{B_z} \tag{4.2.3}$$

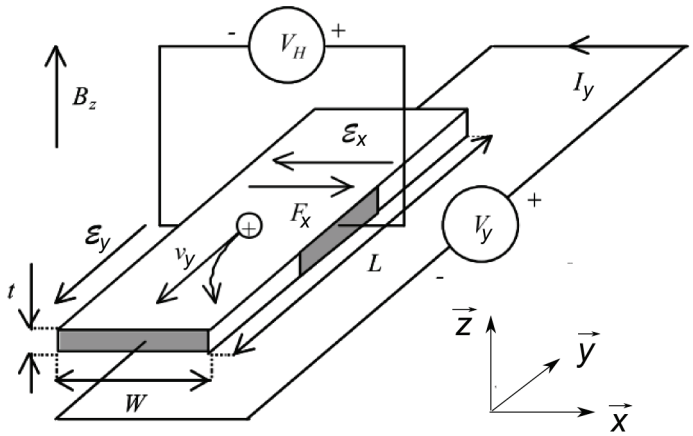


FIGURE 4.2.1: Principe des micro-capteurs de type *"Hall Plate"*.

Étant donné qu'il n'y a pas de flux de courant sur cet axe, un champ électrique E_x est crée sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$ afin de compenser la force de Lorentz. Même si celle-ci est compensée, les charges restent cumulées sur le bord du semiconducteur considéré.

Le champ électrique E_x est donc représentatif de l'effet de Hall et la différence de potentiel générée par celui-ci est donnée par :

$$V_{H,x} = E_x W = v_y B_z W = \mu_p E_y B_z W = \mu_p V_y B_z \frac{W}{L} \tag{4.2.4}$$

où W et L sont la largeur et la longueur du semiconducteur.

Considérons les données des mesures effectuées par Cherifi au sein de notre laboratoire [172]. Si on fait l'analogie entre le *"Hall Plate"* et le canal de conduction d'un transistor MOS dont la longueur du canal est de 0,6 µm sous une tension de 5 V ; sachant que le champ B_1 généré lors d'une impulsion RF est de l'ordre de 10 µT (cf. paragraphe 1.1.3), la tension de Hall sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$ en fonction de W dans le cas des trous et des électrons est donnée dans les équations suivantes :

$$V_{H,x,p}(V \cdot m) \cong 3,75 \cdot W \tag{4.2.5}$$

$$V_{H,x,n}(V \cdot m) \cong 11,66 \cdot W \tag{4.2.6}$$

Ainsi, pour un transistor de 1 µm de largeur, la tension de Hall sur la largeur du canal est de 3,75 µV et 11,66 µV pour un transistor P-MOS et pour un transistor N-MOS respectivement.

Nous pouvons donc conclure que le champ magnétique B_1 n'a pas d'influence sur le comportement d'un transistor.

4.2.2.2. Influence du champ statique B_0

Si on applique un champ magnétique B_x sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$ (équivalent au champ statique B_0) sur un courant circulant sur l'axe $\overrightarrow{Oy}$, nous verrons apparaître une tension de Hall sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$ donnée par l'expression suivante :

$$V_{H,z} = \mu_p V_y B_x \frac{t}{L} \tag{4.2.7}$$

Comme précédemment, si on considère un transistor CMOS de longueur de canal 0,6 µm sous une tension de 5 V sous un champ statique $B_0 = 2\ T$ (selon les conditions de mesure de Cherifi [172]). Sachant que la surface d'inversion d'un MOSFET en mode de dépletion est $t = 5\ nm$ [90, p. 296], la tension de Hall sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$ est de 3,75 mV pour un canal de type p et de 11,66 mV pour un canal de type n.

Au sein de notre laboratoire, un transistor P-MOS a été caractérisé dans une machine RMN dont le champ statique est de 2 T [172]. Une variation du courant I_d a été constatée alors que les tensions V_{ds} et V_{gs} étaient fixes.

Sachant que B_0 est appliqué sur l'axe $\overrightarrow{Ox}$, V_{ds} appliqué sur l'axe $\overrightarrow{Oy}$ et V_{gs} sur l'axe $\overrightarrow{Oz}$, la tension de Hall $V_{H,z,p}$ que nous venons de calculer s'ajoute au voltage V_{gs}. Or, le courant I_d est proportionnel à la tension V_{gs} en régime de saturation comme le montre l'équation suivante [180] :

$$I_d = \frac{1}{2}\mu C_{ox}\frac{W}{L}\left(V_{gs} - V_{th}\right)^2 \tag{4.2.8}$$

où C_{ox} est la capacité d'oxyde par µm^2 et V_{th} est la tension de seuil.

Ainsi, cette variation de V_{gs} provoque une modulation d'injection du courant I_d [178]. Ceci nous permet d'expliquer la variation du courant I_d mesuré, ilustrée dans dans la figure 4.2.2.

4.2.2.3. Sensibilité au bruit des transistors dans l'environnement RMN

On peut distinguer deux types de magnéto-transistors : ceux dont le champ est perpendiculaire à la surface du transistor (magnéto-transistors verticaux) et ceux dont le champ est perpendiculaire à la section transversale du transistor (magnéto-transistors latéraux).

Ces magnéto-transistors sont régis par deux modes de fonctionnement : le mode de modulation d'injection et le mode de déflexion [178]. En plus de la modulation d'injection déjà introduite, la déflexion des porteurs sous le champ magnétique a un impact très important dans le fonctionnement des magnéto-transistors.

Dans la figure 4.2.3a, nous illustrons un magnéto-transistor bipolaire latéral. Nous pouvons constater que, par rapport à un transistor bipolaire (cf. figure 4.2.3b), le

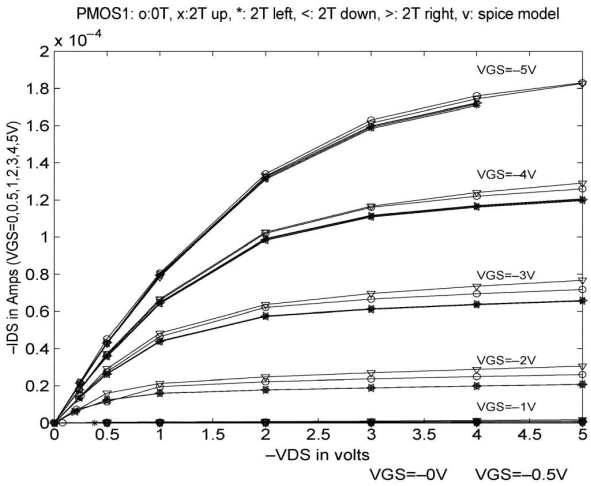


FIGURE 4.2.2: Influence d'un champ statique de 2 T sur les caractéristiques statiques d'un transistor P-MOS fabriqué avec un proces CMOS 0,6 µm AMS [172]

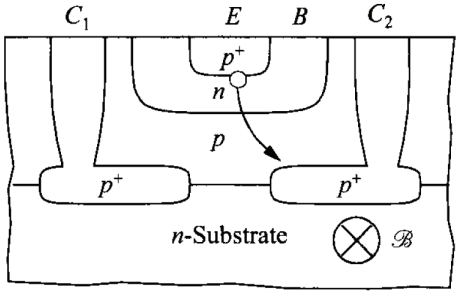
collecteur du magnéto-transistor bipolaire latéral est divisé en deux collecteurs C_1 et C_2.

Lorsque ce magnéto-transistor est traversé par un champ magnétique latéral, le phénomène de déflexion des porteurs va provoquer une déviation de ceux-ci principalement vers l'un des collecteurs (C_2 sur la figure 4.2.3a). La différence de courant entre les deux collecteurs est proportionnelle au champ magnétique, comme le montre l'équation 4.2.9 où K dépend de la géométrie et de l'alimentation du transistor [90, p. 763].

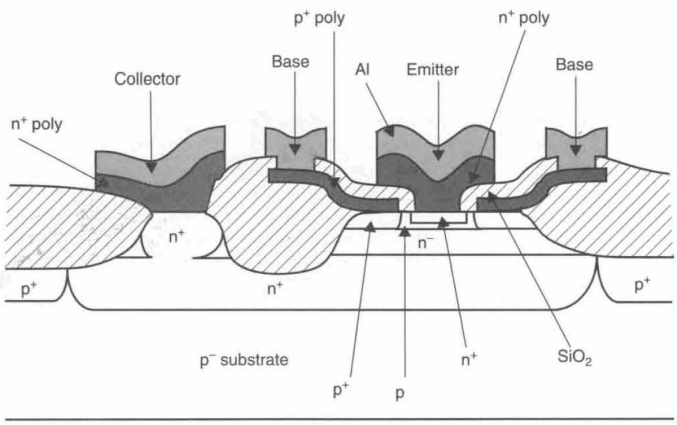
$$\Delta I_c = I_2 - I_1 = K\mu I_c B_0 \tag{4.2.9}$$

En comparaison avec un transistor bipolaire (cf. figure 4.2.3b), même si les porteurs sont déviés par un champ magnétique latéral, ceux-ci sont récupérés par le collecteur unique du transistor. En tenant compte de leur structure, nous pouvons dire que les transistors bipolaires ne sont pas sensibles au phénomène de déflexion provoqué par des champs magnétiques latéraux.

Dans la figure 4.2.4a nous avons la structure d'un magnéto-transistor lateral CMOS développé par Popovic [178]. L'application d'une différence de potentiel entre la grille (G) et les bases (B^+ et B^-) crée une zone de dépletion sous la grille avec des atomes ionisés négativement. Lorsque l'on applique une différence de potentiel entre le collecteur (C) et l'emmetteur (E), une circulation d'électrons est provoquée entre ces bornes. Ceci est équivalent au mode de fonctionnement de base d'un transistor MOS.

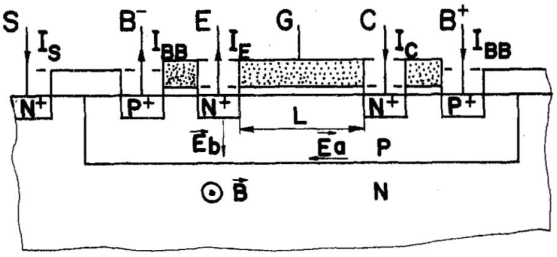


(a) Section verticalle d'un magnéto-transistor latéral bipolaire [90, p. 764].

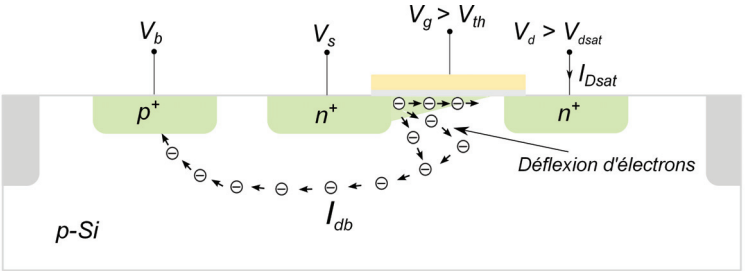


(b) Section verticalle d'un transistor bipolaire [181, p. 95].

FIGURE 4.2.3: Structure du magnéto-transistors et transistor bipolaire.



(a) Section transversale d'un magnéto-transistor latéral CMOS [178].



(b) Section verticalle d'un transistor MOS et déflexion des porteurs dans le substrat.

FIGURE 4.2.4: Structure du magnéto-transistors et transistor MOS.

Lorsque le magnéto-transistor est soumis à un champ magnétique latéral, le courant I_c suit une modulation d'injection et la déflexion des porteurs va provoquer une différence entre les courants I_{b+} et I_{b-} (de la même façon que le magnéto-transistor bipolaire). Le potentiel du substrat (S) est ajusté pour obtenir plus de sensibilité.

Si l'on compare la structure du magnéto-transistor CMOS de la figure 4.2.4a avec la structure d'un transistor MOS donnée dans la figure 4.2.4b, on peut assimiler la variation du courant I_b du magnéto-transistor CMOS à une augmentation du courant I_{db} dans le substrat d'un transistor MOS due au phénomène de déflexion.

Cette augmentation du courant dans le substrat entraine une augmentation des résistances du substrat (R_{sb}, R_{dsb} et R_{db}) et par conséquence une incrémentation du bruit dans le canal [182, 183]. L'influence du champ statique sur un transistor MOS peut donc se modéliser par une augmentation de la résistance du substrat et par une incrémentation du bruit dans celui-ci.

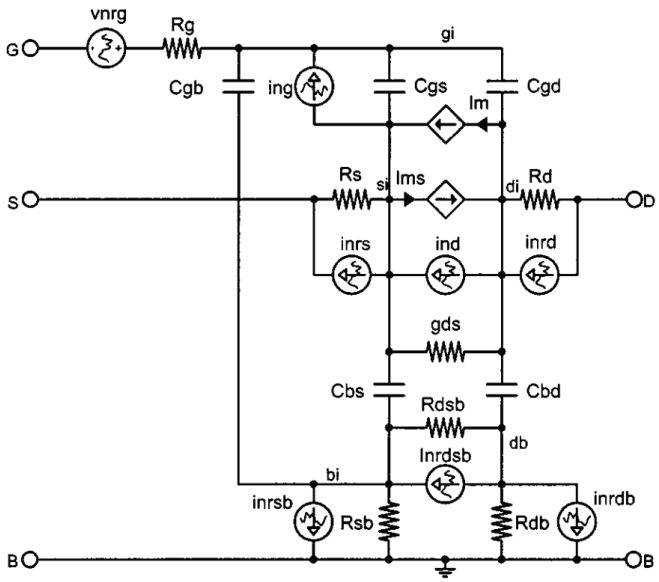


FIGURE 4.2.5: Sources de bruit dans les MOSFETs en régime de saturation [184]

L'incrémentation du bruit dans le substrat explique l'augmentation d'environ 0,4 $nV/\sqrt{Hz}$ du bruit ramené en entrée du préamplificateur réalisé par Cherifi lorsque le circuit est caractérisé en présence du champ statique de 2 T. Cette augmentation de bruit se traduit par une augmentation de 0,1 Ω de la résistance du substrat et donc par une variation d'environ 40 mA du courant I_d tenant compte de la tension de Hall calculée (3,75 mV). Cette estimation correspond aux mesures rapportées par Cherifi.

Nous montrons ici que la grande intensité du champ statique d'une machine RMN peut avoir un impact non négligeable sur les caractéristiques statiques d'un transistor MOS et peut provoquer une augmentation du courant dans le substrat et

donc du bruit. De plus, l'augmentation non prévue du courant pourrait provoquer des augmentations de température indésirables sur l'ensemble d'un circuit intégré comme celle rapportée par Anders [163].

4.2.3. Influence de l'impulsion RF sur les circuits intégrés

Comme nous l'avons introduit dans la section 1.1.3, l'amplitude de l'impulsion RF de la bobine d'émission varie entre 1 W et 40 W, soit entre 30 dBm et 46 dBm [12]. Or, ces impulsions peuvent avoir un impact non-négligeable sur le fonctionnement d'un transistor et donc d'un circuit intégré.

En effet, le travail de Kim [185] montre que l'injection d'interférences RF entre 10 dBm et 30 dBm pour des fréquences entre 1 GHz et 20 GHz peuvent avoir un impact très significatif sur les performances d'un transistor MOS avec un canal de 0,5 µm.

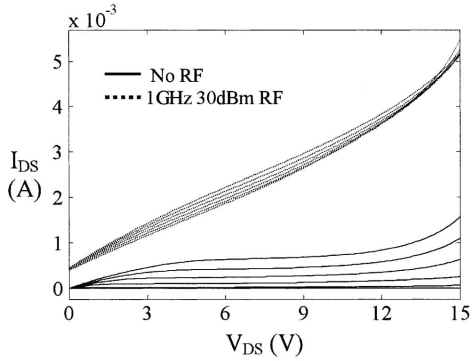
Comme nous pouvons l'observer sur la figure 4.2.6a, l'injection d'une impulsion de 30 dBm à 1 GHz sur la grille provoque une uniformité dans le canal qui empêche d'atteindre le régime de saturation tout en ayant une augmentation du courant I_d d'environ un facteur 4. L'injection d'un impulsion RF sur la grille provoque également un décalage de la tension de seuil V_{th} qui varie en fonction de V_{gs}. L'ensemble de ces effets montre que la modulation du canal n'est plus contrôlée sous l'effet de l'impulsion RF et ceci provoque la réduction de la transconductance g_m du transistor d'environ 70 %.

Le même effet, moins prononcé, est illustré dans la figure 4.2.6b avec une impulsion de 15 dBm (30 mW) à 1 GHz.

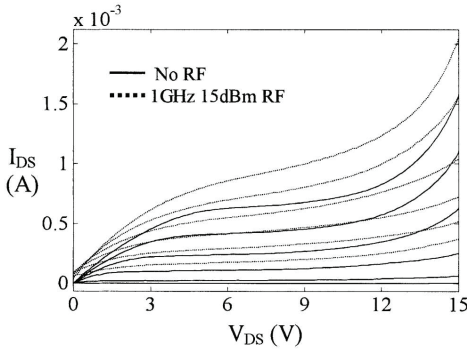
Sur la figure 4.2.6c, nous constatons que une impulsion RF de 30 dBm a un impact presque négligeable sur les performances du transistor pour des fréquences supérieures à 5 GHz. Ceci est justifié par l'auteur comme une transmission de l'énergie vers la masse via les capacités intrinsèques entre la grille et la masse et entre le drain et la masse car celles-ci sont plus importantes et permettent donc la conduction du signal RF.

Sur la figure 4.2.6d, nous observons que l'injection d'une impulsion RF de 30 dBm à 1 GHz au niveau du drain provoque également une augmentation de I_d, mais aussi une réduction considérable de la tension de claquage du transistor.

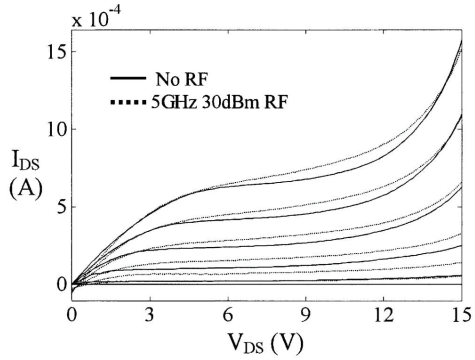
L'influence des impulsions RF sur le comportement d'un circuit intégré peut être traduite comme une augmentation de l'effet parasite bipolaire au niveau du substrat du transistor MOS et se traduit par de résistance de substrat de l'ordre de 3 kΩ [186]. Cette augmentation considérable de la résistance du substrat peut provoquer une augmentation du bruit et une forte dissipation de puissance par effet de joule ainsi que des inversions d'état dans le cas d'un inverseur CMOS [187].



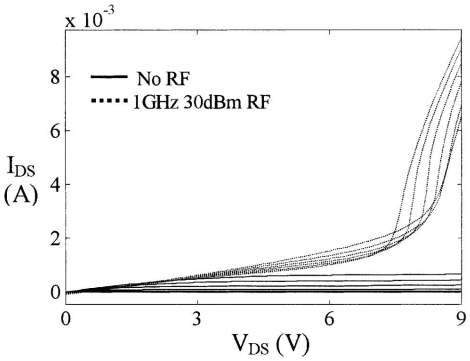
(a) Influence d'une impulsion de 30 dBm à 1 GHz au niveau de la grille.



(b) Influence d'une impulsion de 15 dBm à 1 GHz au niveau de la grille.



(c) Influence d'une impulsion de 30 dBm à 5 GHz au niveau de la grille.



(d) Influence d'une impulsion de 30 dBm à 1 GHz au niveau du drain.

FIGURE 4.2.6: Effet de l'injection d'impulsions RF sur la caractéristique I_d-V_{ds} d'un transistor MOS [185].

Une explication théorique de ces défaillances (réversibles ou irréversibles) est donnée par Iliadis [188]. Une simple modélisation de la variation statique de I_d sous l'influence de l'impulsion RF en fonction de V_{ds} et V_{gs} est proposé par Fernandez-Garcia [189] :

$$\Delta I_d = C_1 \cdot V_{RF}^2 \cdot e^{-C_2(Vds - C_3 Vgs)^2} \tag{4.2.10}$$

où les constantes C_1, C_2 et C_3 sont déterminées en fonction de leurs mesures.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré l'intérêt de l'utilisation d'un amplificateur faible bruit au plus près du micro-récepteur dans le cas de la détection de métabolites cérébraux dans faibles volumes. Par rapport aux récepteurs RF, nous pouvons conclure qu'un LNA avec une figure de bruit de 2 dB est suffisant pour notre application.

Parmi les différentes études d'amplification locale mises en oeuvre en RMN, nous avons trouvé que l'utilisation d'un câble coaxial pour déporter l'amplificateur permet d'éviter des perturbations de l'homogénéité du champ mais ce câble peut provoquer un apport considérable au niveau du bruit thérmique, sans oublier la contribution au bruit de phase en fonction de sa longueur.

D'autre part, l'association de micro-bobines à des récepteurs RF sous la forme d'un micro-système RMN permet d'obtenir des résultats très intéressants en termes de RSB et de LOD. Par contre, l'utilisation de ceux-ci dans l'environnement RMN peut provoquer des inhomogénéités de champ au niveau de la bobine.

Le champ magnétique statique ainsi que l'impulsion RF peuvent provoquer aussi des variations des performances des circuits intégrés traduits par une augmentation du bruit et de la température de ceux-ci.

Nous avons montré que les perturbations du champ magnétique statique les transistors bipolaires sont moins importantes que sur les transistors MOS, pour lesquels la déflexion des porteurs du canal provoque une augmentation du bruit dans le substrat. Les transistors de type JFET, MESFET ou HEMT seraient aussi moins susceptibles au champ magnétique statique grâce à leur substrat semi-isolant qui permet d'éliminer les effets parasites de celui-ci [90, chap. 7].

Ainsi, même si le circuit amplificateur doit être placé au plus près de la micro-bobine réceptrice, des précautions sont nécessaires en termes de compatibilité électromagnétique afin d'assurer son bon fonctionnement dans l'environnement RMN.

L'amplificateur doit donc avoir un système de découplage et l'ensemble du circuit doit être isolé électomagnétiquement par une cage de Faraday. Dans le cas d'un circuit intégré sur le même substrat, en positionnant le circuit de façon à ce que le courant des transistors circule parallèlement au champ statique, l'influence de ce dernier peut être minimisée.

Chapitre 5

Simulation et Validation de l'Amplification Locale du Signal RMN

Dans ce chapitre nous montrons l'intérêt de l'utilisation d'un amplificateur faible bruit au plus près d'une bobine réceptrice RMN afin d'améliorer sa sensibilité. Par rapport à l'analyse du chapitre précédent, nous avons choisi de réaliser une amplification locale (sans déport) mais avec une certaine distance par rapport à la micro-bobine pour éviter des intéractions électromagnétiques.

Dans la section 5.1, nous récapitulerons les critères à remplir par le circuit d'accord et d'adaptation entre la micro-bobine et l'amplificateur faible bruit afin d'assurer une figure de bruit minimale et augmenter la sensibilité du micro-récepteur RMN.

Dans la section 5.2, nous présenterons les résultats de l'étude de l'association de notre micro-récepteur avec un amplificateur faible bruit. Par simulation, nous prouverons que notre approche nous permettrait d'obtenir la sensibilité nécessaire à la détection des métabolites étudiés.

Finalement, dans la section 5.3 nous montrerons l'impact de l'amplification locale faible bruit dans l'amélioration de la sensibilité d'un capteur RMN, à partir des résultats préliminaires obtenus avec une bobine réceptrice de surface amplifiée localement avec un LNA.

5.1. Contraintes liées au circuit d'adaptation entre un récepteur RMN et un LNA

Le circuit d'adaptation est un circuit à base de composants passifs, placé entre la bobine réceptrice et l'amplificateur ou la ligne de transmission. L'objectif de ce circuit est de délivrer le signal reçu à l'étage électronique suivant dans les meilleures conditions en termes de voltage, puissance, bande fréquentielle et bruit, tout en évitant la réflexion du signal RF.

Or, comme nous l'avons étudié dans la section 4.2, l'environnement RMN peut être très nocif pour les circuits intégrés et une augmentation considérable du bruit due au champ statique et aux impulsions RF peut être attendue.

Dans le paragraphe 5.1.1, nous rappelons le modèle de bruit d'un quadripôle afin de mieux comprendre la notion d'adaptation en bruit.

Dans le paragraphe 5.1.2, nous détaillerons les contraintes du circuit d'adaptation entre un récepteur RMN et un amplificateur faible bruit qui seront la base de notre design.

5.1.1. Paramètres de bruit d'un quadripôle

En accord avec la théorie développée par Rothe [190] sur les quadripôles avec des sources internes de bruit : tout quadripôle bruité peut accepter un modèle équivalent avec deux sources de bruit corrélées à l'entrée de ce même quadripôle sans bruit ; comme le montre la figure 5.1.1.

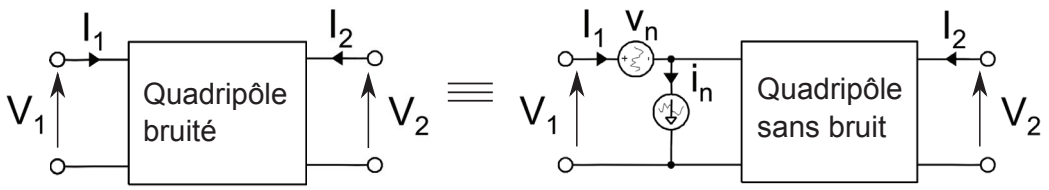


FIGURE 5.1.1: Modèle équivalent entre un quadripôle bruité et non bruité.

La source de bruit en tension v_n représente tous les bruits ramenés en entrée quand l'impédance de la source est nulle (entrée court-circuitée) et la source de bruit en courant i_n représente toutes les sources de bruit ramenées en entrée lorsque l'admittance de la source est nulle (circuit-ouvert en entrée). Avec ces conditions, nous pouvons exprimer ces sources de bruit en fonction des paramètres Y du quadripôle à partir des expressions suivantes :

$$v_n = -\frac{1}{Y_{11}} I_2 \Big|_{V_1=V_2=0} \tag{5.1.1}$$

$$i_n = -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} I_2 \Big|_{I_1=V_2=0} \tag{5.1.2}$$

Étant donné que les sources de bruit internes du quadripôle peuvent être corrélés, les sources de bruit ramenées en entrée sont elles aussi corrélées. Ainsi, la source de bruit en courant peut être exprimée par la somme d'une source de courant non-corrélée plus une source liée à la source de bruit en tension :

$$i_n = i_{n,nc} + i_{n,c} = i_{n,nc} + Y_{corr} v_n \tag{5.1.3}$$

Dans cette équation, Y_{corr} est l'admittance de corrélation définie par l'équation ci-dessous :

$$Y_{corr} = \frac{\overline{i_n v_n^*}}{\overline{v_n^2}} = G_{corr} + j\,B_{corr} \tag{5.1.4}$$

A partir de la moyenne quadratique de l'équation 5.1.3, nous pouvons déterminer le coefficient de corrélation entre les deux sources de bruit [182] :

$$c_{i_n v_n} = \frac{\overline{i_n \cdot v_n^*}}{\sqrt{\overline{|i_n|^2} \cdot \overline{|v_n|^2}}} = Y_{corr} \cdot \sqrt{\frac{\overline{|v_n|^2}}{\overline{|i_n|^2}}} \tag{5.1.5}$$

La puissance spectrale des sources peut s'exprimer de la façon suivante :

$$S_{n,nc} = S_{in} - |Y_{corr}|^2\, S_{vn} \tag{5.1.6}$$

Or, en considérant que les sources de bruit correspondent à des bruits thermiques, on peut les relier à des résistances ou des conductances de bruit par les relations suivantes :

$$S_{vn} = \frac{\overline{|v_n|^2}}{\Delta f} = 4k_B T R_{vn} \tag{5.1.7}$$

$$S_{in} = \frac{\overline{|i_n|^2}}{\Delta f} = 4k_B T G_{in} \tag{5.1.8}$$

$$S_{inc} = \frac{\overline{|i_{n,nc}|^2}}{\Delta f} = 4k_B T G_{inc} \tag{5.1.9}$$

d'où :

$$G_{inc} = G_{in} - |Y_{corr}|^2\, R_{vn} = \left(1 - |c|^2\right) G_{in} \tag{5.1.10}$$

En ayant connecté une source de signal en entrée du quadripôle avec une admittance $Y_s = G_s + jB_s$, le facteur de bruit aux bornes du quadripôle sans bruit est :

$$F = \frac{\overline{|i_{n,tot}|^2}}{\overline{|i_{n,source}|^2}} = \frac{\overline{|i_{n,source} + i_{n,nc} + Y_{corr} v_n + Y_s v_n|^2}}{\overline{|i_{n,source}|^2}}$$

$$= 1 + \frac{\overline{|i_{n,nc}|^2} + |Y_{corr} + Y_s|^2\, \overline{|i_{n,source}|^2}}{\overline{|i_{n,source}|^2}} \tag{5.1.11}$$

où $\overline{|i_{n,source}|^2}$ est le bruit produit par la source :

$$\overline{|i_{n,source}|^2} = 4k_BT\Delta f G_s \tag{5.1.12}$$

De la même façon, on peut exprimer le facteur de bruit en fonction des densités spectrales, ce qui nous permet d'avoir une relation entre le facteur de bruit et les résistances et conductances de bruit :

$$F = 1 + \frac{S_{inc} + |Y_{corr} + Y_s|^2 S_{vn}}{4k_BTG_s} = 1 + \frac{G_{inc} + |Y_{corr} + Y_s|^2 R_{vn}}{G_s}$$

$$= 1 + \frac{G_{inc}}{G_s} + \frac{R_{vn}}{G_s} \cdot \left[(G_s + G_{corr})^2 + (B_s + B_{corr})^2\right] \tag{5.1.13}$$

De cette façon, si nous pouvons mesurer les valeurs de v_n et i_n, nous pourrons déterminer les paramètres de bruit R_{vn}, G_{inc}, G_{corr} et B_{corr}.

Le facteur de bruit minimum est exprimé par la relation suivante :

$$F_{min} = 1 + 2R_{vn} \cdot \left(\sqrt{\frac{G_{in}}{R_{vn}} - B_{corr}^2} + G_{corr}\right) = 1 + 2R_{vn} \cdot (G_{s,opt} + G_{corr}) \tag{5.1.14}$$

Dans cette expression, on notera que F_{min} est obtenu pour une valeur particulière de l'admittance de la source $Y_{s,opt} = G_{s,opt} + jB_{s,opt}$. Cette admittance est appelée admittance optimale et s'exprime en fonction des paramètres de bruit comme le montrent les équations suivantes :

$$B_{s,opt} = -B_{corr} \tag{5.1.15}$$

$$G_{s,opt} = \sqrt{\frac{G_{in}}{R_{vn}} - B_{corr}^2} = \sqrt{\frac{G_{inc}}{R_{vn}} + C_{corr}^2} \tag{5.1.16}$$

L'inégalité du modèle de Pospieszalski [191, 192, 193] donné par l'équation 5.1.17, permet de vérifier la bonne correlation des paramètres de bruit. Dans son inégalité, la borne inférieure exprime que les sources de bruit ne peuvent pas être corrélées de plus de 100 % et la borne supérieure correspond au cas où les sources de bruit ne sont pas corrélées.

$$1 \leq \frac{4R_{vn}G_{opt}}{F_{min} - 1} \leq 2 \tag{5.1.17}$$

5.1.2. Récapitulatifs des contraintes du circuit d'adaptation entre une bobine et un LNA dans l'environnement RMN

Dans ce paragraphe, nous traiterons individuellement les apports de chaque contrainte du circuit d'adaptation permettant de réduire le bruit lors de l'association entre un capteur RMN et un amplificateur faible bruit.

5.1.2.1. Adaptation en bruit via l'admittance de bruit optimale

Comme nous l'avons déjà mentionné dans le paragraphe 5.1.1, il existe une admittance (ou impédance) optimale vue par l'entrée du LNA, pour laquelle la figure de bruit totale de l'amplificateur est égale à la figure de bruit minimale. Cette relation est exprimée par l'équation 5.1.18 où F_{min} est la figure de bruit minimale, R_{vn} est la résistance de bruit, $G_{s,opt}$ est la partie réelle de l'admittance optimale $Y_{s,opt}$ et $B_{s,opt}$ est la partie imaginaire de cette dernière. Ce sont les quatre paramètres de bruit nécessaires pour assurer une adaptation en bruit et donc minimiser la contribution en bruit du LNA sur le signal de sortie. Comme nous l'avons introduit dans le paragraphe 5.1.1, ces paramètres de bruit sont définis en fonction du circuit interne du quadripôle.

$$F = F_{min} + \frac{R_{vn}}{G_s}\left[(G_s - G_{s,opt})^2 + (B_s - B_{s,opt})^2\right] \tag{5.1.18}$$

Dans cette relation, G_s et B_s représentent la partie réelle et imaginaire de l'admittance Y_s, vue physiquement par l'entrée du LNA. Plus l'admittance Y_s est proche de $Y_{s,opt}$, moins la contribution en bruit de R_{vn} sera importante. Ceci définit l'adaptation en bruit d'un quadripôle [182, 190, 193, 194]. L'importance de la minimisation de la figure de bruit du LNA peut être appréciée grâce à la formule de Friis (cf. équation 4.1.1).

5.1.2.2. Réduction du facteur de bruit à la sortie de l'amplificateur faible bruit

Considérons le circuit de la figure 5.1.2, Z_s est l'impédance de la source v_s et Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'amplificateur faible bruit (LNA) de gain G_v. Le bruit à la sortie de la source est produit par la partie réelle de son impédance et a un densité spectrale de puissance par unité fréquentielle ($\Delta f = 1\,Hz$) donnée par $\overline{v_{n,s}^2} = 4kTR_s$. Tenant compte du bruit ajouté par l'amplificateur ($\overline{v_n^2}$), le bruit à la sortie du LNA est :

$$\overline{v_{n,out}^2} = \alpha_v^2 G_v^2 \overline{v_{n,s}^2} + \overline{v_n^2} \tag{5.1.19}$$

et le signal de sortie est :

$$v_{out}^2 = \alpha_v^2 G_v^2 v_s^2 \tag{5.1.20}$$

où α_v est le rapport de la division de tension à l'entrée de l'amplificateur :

$$\alpha_v = \frac{Z_{in}}{Z_s + Z_{in}} \tag{5.1.21}$$

A partir de la figure de bruit, on peut écrire :

$$F = \frac{RSB_{entrée}}{RSB_{sortie}} = \frac{v_s^2}{\overline{v_{n,s}^2}} \cdot \frac{\overline{v_{n,out}^2}}{v_{out}^2} = \frac{\overline{v_{n,out}^2}}{\alpha_v^2 G_v^2 \overline{v_{n,s}^2}}$$

$$= \frac{\alpha_v^2 G_v^2 \overline{v_{n,s}^2} + \overline{v_n^2}}{\alpha_v^2 G_v^2 \overline{v_{n,s}^2}} = 1 + \frac{\overline{v_n^2}}{\alpha_v^2 G_v^2 \overline{v_{n,s}^2}} \tag{5.1.22}$$

Cette relation nous permet de constater que plus le rapport en tension α_v est élevé, plus l'influence du bruit ajouté par le LNA sera minimisée. De cette façon, si l'impédance d'entrée du LNA est très élevée, l'impédance du récepteur sera négligeable par rapport à Z_{in}, $\alpha_v = 1$ et on aura un transfert maximum de tension de la source à l'amplificateur.

Nous pouvons constater aussi que, plus le gain en tension est élevé, plus on réduit la figure de bruit.

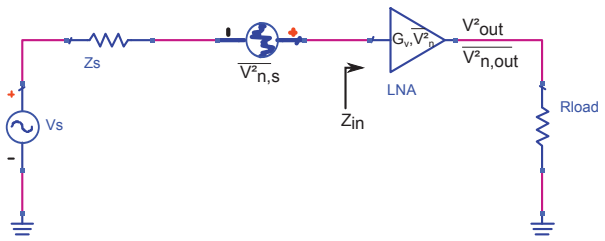


FIGURE 5.1.2: Circuit représentatif du bruit d'une source amplifié par un LNA.

5.1.2.3. Amélioration du RSB par le facteur de surtension à la fréquence de résonance

Comme nous l'avons présenté dans la section 3.4, une bobine réceptrice a pour circuit équivalent un circuit RLC en parallèle. Si on ajoute une capacité d'accord à ses bornes, ce circuit va résonner à la fréquence $f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$. L'impédance équivalente de l'ensemble est donnée dans l'équation ci-dessous :

$$Z_{AB} = \frac{U_{AB}}{I_{AB}} = R_p \cdot \frac{1}{1 + j\left(R_p C\omega - \frac{R_p}{L\omega}\right)} \tag{5.1.23}$$

Si on remplace la résistance en parallèle R_p par son expression en fonction du facteur de qualité et de la résistance en série de la bobine 3.4.23, la tension aux bornes de la bobine est donnée par la relation suivante :

$$U_{AB} = \frac{R_s Q_s^2}{1 + jQ_s^2 \left(R_s C\omega - \frac{R_s}{L\omega}\right)} \cdot I_{AB} \tag{5.1.24}$$

A la fréquence de résonance, les parties imaginaires se compensent et l'on aura un maximum de tension aux bornes du circuit. Cette tension maximale dépend du facteur de qualité de la bobine qui pourrait être vu comme un facteur de surtension du récepteur à la fréquence de résonance.

Ainsi, plus le facteur de qualité de la bobine est important, plus le circuit sera sélectif. Ceci montre le lien existant entre le facteur de qualité et la bande passante du récepteur. Par contre, si on ajoute des pôles de résonance aux bornes de l'impédance Z_{AB}, le facteur de qualité lié à la bande passante peut être modifié. Ce phénomène explique l'adaptation d'impédance à 50 Ω. En effet, la capacité d'adaptation en série avec la résistance de 50 Ω ajoute un pôle de résonance et améliore le facteur de qualité du récepteur.

Même si le facteur de qualité de la bobine est lié au facteur de qualité d'un récepteur adapté à une ligne de transmission, il ne faut pas confondre Q_s de la bobine et $Q_{\Delta f}$ lié à la bande passante à -3 dB de l'ensemble [61] :

$$Q_{\Delta f} = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \tag{5.1.25}$$

Un facteur $Q_{\Delta f}$ élevé implique une bande passante plus réduite, or le bruit dépend de la bande passante et il sera donc moins important. Ainsi, en termes rapport signal sur bruit, plus les facteurs Q_s et $Q_{\Delta f}$ sont élevés, meilleur sera le RSB.

Un exemple d'utilisation de cette approche combiné avec la réduction du facteur de bruit via le rapport en tension du circuit d'adaptation a été mis en oeuvre par Sun [165] et lui a permis d'obtenir des figures de bruit de l'ordre de 0,7 dB.

5.1.2.4. Adaptation en puissance

Le circuit classique d'adaptation en RMN présenté dans le paragraphe 1.2.3.1 assure l'adaptation en puissance entre la bobine et le câble coaxial du spectromètre.

L'importance de cette adaptation en RMN est de réduire au maximum les réflexions du signal RMN entre l'impédance d'entrée de la ligne de transmission et la bobine réceptrice. En effet, si le signal mesuré est réfléchi vers la bobine, celle-ci induit un champ magnétique perturbant le vecteur d'aimantation du signal RMN, provoquant

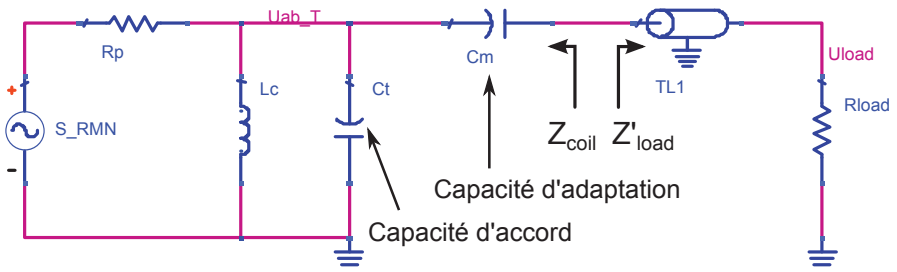


FIGURE 5.1.3: Circuit d'adaptation en puissance, basé sur une capacité d'accord et une capacité d'adaptation.

une erreur de mesure des temps de relaxation T_1 et T_2 ainsi qu'une perturbation de l'homogénéité du champ magnétique statique [195, 196].

De façon générale, le rapport d'ondes stationnaires est représentatif de la superposition du signal incident (V_i) et du signal réfléchi (V_r) :

$$ROS = \frac{v_i + v_r}{v_i - v_r} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \tag{5.1.26}$$

Le coefficient de réflexion Γ est le rapport entre le signal réfléchi et le signal incident, mais peut être aussi exprimé en fonction des impédances mise en jeu comme le montre l'équation 5.1.27. Ce coefficient de réflexion est équivalent au paramètre S_{11} (en linéaire) lorsque la sortie de la ligne de transmission est adaptée.

$$\Gamma = S_{11} = \frac{v_r}{v_i} = \frac{Z_{coil} - Z'_{load}}{Z_{coil} + Z'_{load}} \tag{5.1.27}$$

Si on exprime le coefficient de réflexion à l'aide de l'impédance normalisée $Z_n = Z_{coil}/Z'_{load}$ on aura :

$$\Gamma = \frac{Z_n - 1}{Z_n + 1} \tag{5.1.28}$$

Par rapport à la figure 5.1.3, si l'impédance de la bobine à la sortie du circuit d'adaptation (Z_{coil}) est complexe conjuguée avec celle ramenée à l'entrée du câble coaxial (Z'_{load}), le rapport d'ondes stationnaires vaudra 1, le coefficient de réflexion sera nul et le paramètre S_{11} en décibels va tendre vers $-\infty$. Ceci justifie le nom d'adaptation d'impédance.

La puissance à l'entrée de la ligne est donnée par la relation suivante :

$$P_{load} = v_{in} \cdot i = \alpha_p \cdot \frac{v_i^2}{Z_{coil} + Z'_{load}} \tag{5.1.29}$$

où α_p est le rapport du diviseur de tension qui module la puissance reçue par la charge :

$$\alpha_p = \frac{Z'_{load}}{Z_{coil} + Z'_{load}} \tag{5.1.30}$$

Si la condition d'adaptation d'impédance $Z'_{load} = Z^*_{coil}$ est remplie, le gain en puissance sera maximal. La relation 5.1.29 devient alors :

$$P_{load_{max}} = \frac{v_i^2}{4 \cdot Re(Z'_{load})} \tag{5.1.31}$$

En pratique, un coefficient de réflexion de 10% ($S_{11} = -20\,dB$) est acceptable car le signal réfléchi est 10 fois inférieur au signal incident. Ceci permet un désaccord entre Z_{coil} et Z'_{load} de $\pm 22\%$ comme nous pouvons remarquer dans la figure 5.1.4. Ainsi, le rapport en puissance α_p doit être compris entre 0,45 et 0,55.

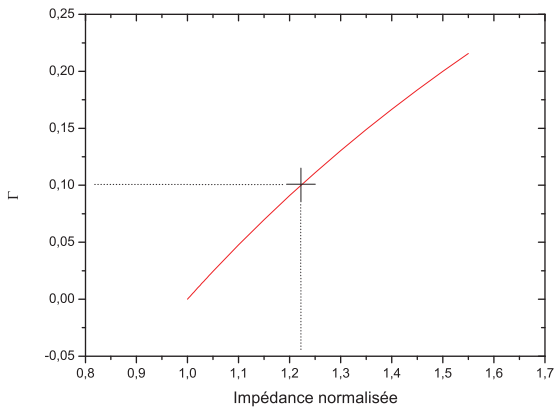


FIGURE 5.1.4: Coefficient de réflexion en fonction de l'impédance normalisée

5.2. Amplification locale faible bruit du micro-récepteur RMN

Dans cette section, nous étudions l'association entre notre micro-récepteur RMN retenu et un amplificateur faible bruit commercial à l'aide d'un circuit d'adaptation permettant d'obtenir des performances optimales en termes de bruit dans le contexte RMN.

L'amplificateur faible bruit choisi est présenté dans le paragraphe 5.2.1. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la connaissance des paramètres de bruit est indispensable pour l'optimisation du circuit d'adaptation en termes de bruit. Dans cette optique, nous proposons une modélisation des paramètres de bruit du LNA choisi dans le paragraphe 5.2.2.

L'optimisation du circuit d'adaptation est présentée dans le paragraphe 5.2.3 et l'évaluation de la contribution à l'amélioration du RSB du micro-récepteur grâce à l'amplification locale faible bruit est présentée dans le paragraphe 5.2.4.

5.2.1. Performances de l'amplificateur faible bruit choisi

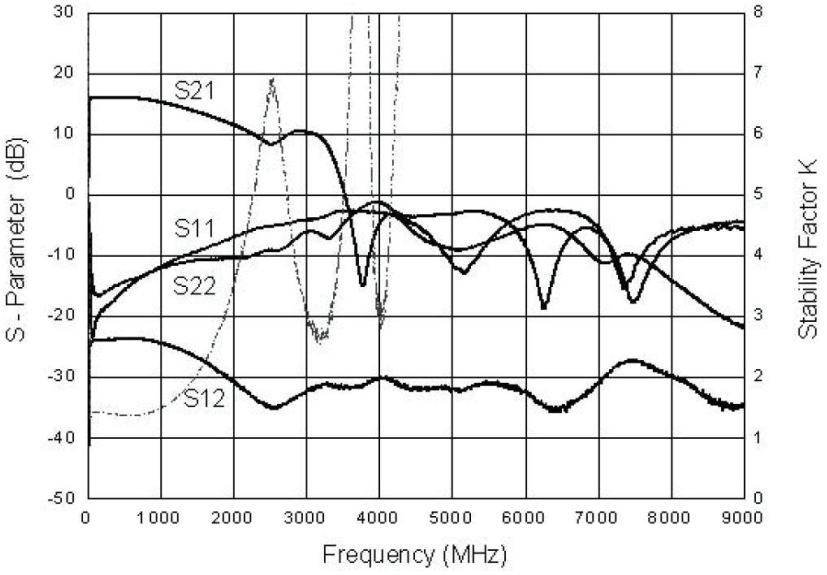
L'amplificateur faible bruit choisi pour notre application est le ALN50-1001AT de la compagnie ASB Incorporation [197] spécialisée dans la fabrication de modules RF et des circuits MMIC (*"Monolithic Microwave Integrated Circuit"*). Leurs produits sont principalement manufacturés à base de technologies bipolaires sur des substrats SiGe et HBT et pHEMT sur des substrats GaAs. L'avantage principal de ces technologies, dans des applications RF, est leur fréquence de coupure élevée qui permet d'obtenir de faibles figures de bruit à hautes fréquences [198, 199, 200, 201, 202, 203].

Les amplificateurs faible bruit de la série ALN sont de mini-modules CMS ($1\,mm^2$ dans notre cas), fabriqués sur un PCB FR4. L'avantage de ce composant est que les circuits d'adaptation et de polarisation optimisés sont déjà inclus dans le module, permettant de profiter des performances maximales du LNA.

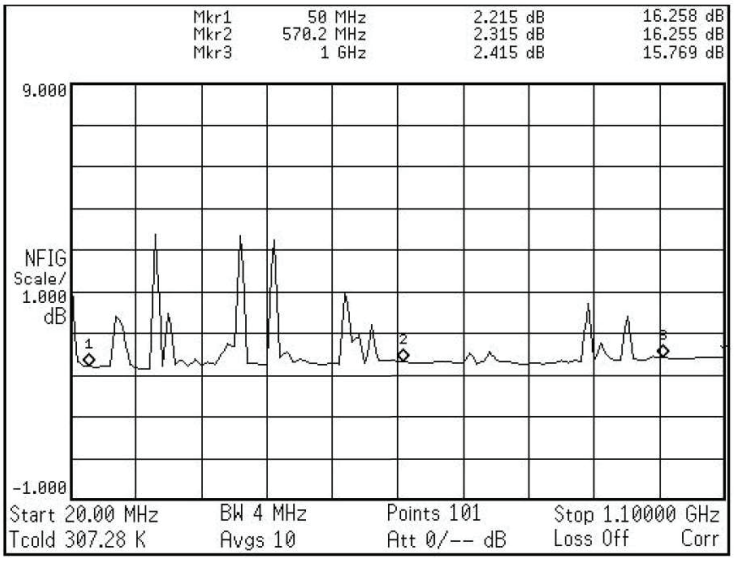
FIGURE 5.2.1: Module LNA de la série ALN.

Les caractéristiques du ALN50-1001AT, optimisées pour une bande de fréquences comprises entre 50 MHz et 300 MHz, sont présentées dans la figure 5.2.2. L'impédance d'entrée de cet amplificateur vaut 50 Ω, sa tension d'alimentation est de 5 V et sa puissance consommée est de 500 mW.

Le gain en puissance du LNA (paramètre S_{21} de la figure 5.2.2a) de 16,25 dB, correspond à un gain linéaire d'environ 6,5. Sur la même figure on constate que les paramètres S_{11} et S_{22} sont en dessous de -20 dB et -15 dB respectivement, ce qui montre la bonne adaptation des impédances d'entrée et de sortie par rapport à 50 Ω. En ce qui concerne le paramètre S_{12}, il vaut -23 dB et représente l'isolation de la sortie à l'entrée.



(a) Paramètres S et facteur de stabilité.



(b) Figure de bruit.

FIGURE 5.2.2: Paramètres de l'amplificateur ALN50-1001AT.

Les facteur de stabilité K et Δ se calculent à partir des paramètres S par les relations 5.2.1 et 5.2.2. Les paramètres S de cet amplificateur nous permettent d'obtenir un facteur de stabilité K d'environ 1,4 (supérieur à 1), garantissant la stabilité du l'amplificateur. Δ est d'environ 0,4, le fait qu'il soit inférieur à 1, rend l'amplificateur stable indépendamment de l'impédance de la source ou de la charge [204].

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{5.2.1}$$

$$K = \frac{1 - S_{11}^2 - S_{22}^2 + \Delta^2}{2\,|S_{12}S_{21}|} \tag{5.2.2}$$

La figure de bruit a une valeur moyenne d'environ 2,35 dB pour des fréquences comprises entre 20 MHz et 1 GHz (figure 5.2.2b).

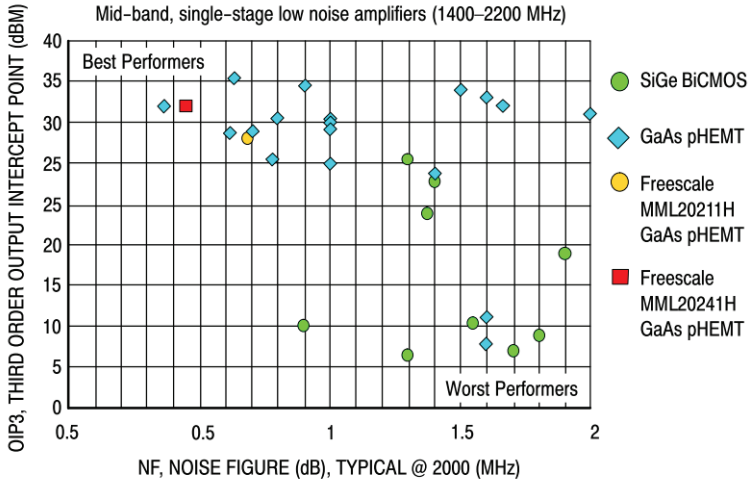
Dans l'intervalle de fréquences d'intérêt, le point de compression à 1 dB est d'environ 21,5 dBm. Autrement dit, le signal de sortie sera amplifié linéairement par rapport à celui d'entrée si ce dernier est inférieur à 2,5 V_{rms} en considérant que l'impédance d'entrée est de 50 Ω.

Le point d'interception d'ordre 3 à la sortie vaut 42 dBm environ et, ramené en entrée, il vaut 25,75 dBm. Ceci signifie que si nous avons un signal d'entrée composé de deux signaux à des fréquences très proches f_1 et f_2 avec une puissance de 5 dBm, les raies spectrales de leur produit d'intermodulation d'ordre 3 en sortie de l'amplificateur (situées à $2f_2 - f_1$ et $2f_1 - f_2$) auront une puissance de -70 dBm. La valeur de la puissance en sortie du produit d'intermodulation d'ordre 3 est donnée par la relation 5.2.3.

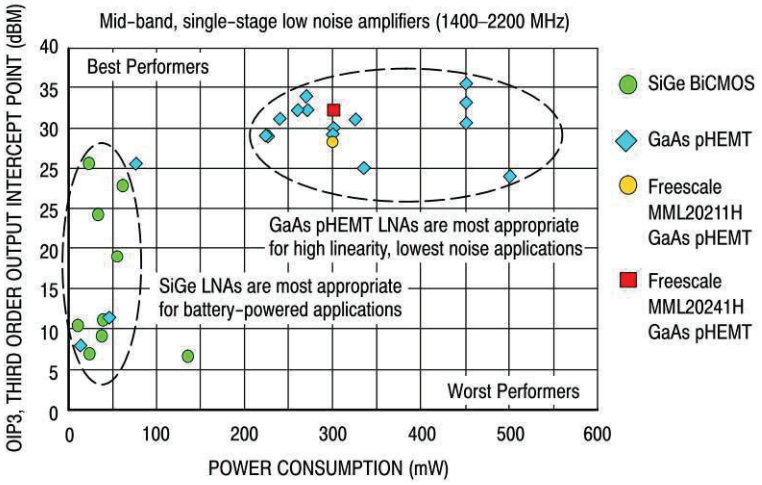
Plus la valeur de OIP3 est élevée, plus les distorsions harmoniques provoquées par les produits d'intermodulation seront minimisées.

$$IMD_{(dBm)} = 3 \cdot P_{entrée,\,dBm} - 2 \cdot OIP3_{dBm} \tag{5.2.3}$$

Le constructeur ne nous donne pas les détails sur le circuit interne du LNA. Malgré ceci, en comparaison avec un état de l'art de différents LNAs donné par Das [205], un tel point d'interception d'ordre 3 et une telle figure de bruit pour une consommation de 500 mW ne peuvent être atteints que par un LNA à base d'un pHEMT (cf. figure 5.2.3). Ainsi, nous pouvons faire l'hypothèse que notre amplificateur ALN50-1001AT est basé sur un pHEMT.



(a) $OIP3$ en fonction de la figure de bruit pour différents LNA.



(b) $OIP3$ en fonction de la puissance consommée pour différents LNA.

FIGURE 5.2.3: Comparaison des performances de différents LNA à base de transistors SiGe BiCMOS et GaAs pHEMT [205].

5.2.2. Modélisation du bruit en entrée de l'amplificateur

Dans la section 5.1 nous avons vu que l'optimisation du circuit d'adaptation faible bruit est indispensable afin de réduire au maximum la contribution de bruit de l'amplificateur, sachant que la figure de bruit d'un amplificateur est susceptible d'augmenter de quelques dixièmes de $nV/\sqrt{Hz}$ dans l'environnement RMN.

Afin d'optimiser le circuit d'adaptation, il nous faut connaître les paramètres de bruit du LNA. Cependant, seulement la figure de bruit est donnée par le constructeur.

Dans le paragraphe 5.2.2.1, nous ferons un récapitulatif des méthodes d'obtention par mesure des paramètres de bruit. N'ayant pas la possibilité d'appliquer ces méthodes, nous proposerons une méthode d'extraction de ces paramètres par simulation dans le paragraphe 5.2.2.2.

5.2.2.1. Méthodes d'extraction des paramètres de bruit

Les méthodes de mesure des paramètres de bruit sont assez variées mais elles se basent principalement dans des mesures directes des sources ramenées en entrée du quadripôle, estimation des sources de bruit à partir du circuit interne du composant ou minimisation de la figure de bruit par approximation de Y_{opt}.

Mesure directe

Dans le paragraphe 5.1.1 nous avons vu que les sources de bruit ramenées en entrée nous permettent de retrouver les paramètres de bruit à partir des sources de bruit ramenées en entrée et ces sources peuvent être déterminées directement en fonction des tensions de bruit mesurées et des paramètres Y du quadripôle (cf. équations 5.1.1 et 5.1.2). Cependant ceci nécessite des appareils de mesure très précis car la densité spectrale des sources de bruit est de l'ordre de 1 $(nV)^2/Hz$ pour la source de tension ou d'une centaine de $(pA)^2/Hz$ pour la source de bruit [206]. Par ailleurs, cette méthode n'est utilisée que lorsque le bruit est très important.

Estimation des sources de bruit à partir du circuit interne du composant

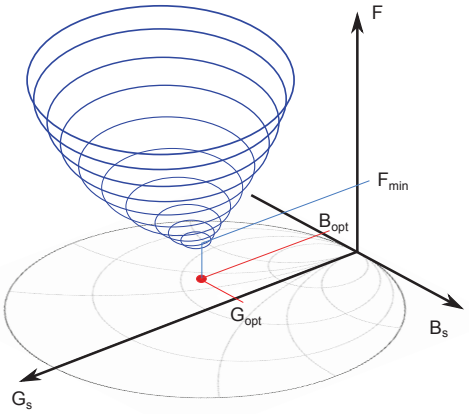
Pour être capables d'appliquer cette méthode, il faut connaitre le schéma interne du composant et ses sources de bruit intrinsèques. La méthode consiste à extraire les valeurs des composants électriques du circuit à partir des paramètres Y mesurés avec certaines configurations d'alimentation afin de dimensionner les éléments du circuit. Or, les sources de bruit sont exprimées en fonction de ces éléments, ce qui permet de les dimensionner et d'extraire les paramètres de bruit globaux.

Cette méthode est utilisée par exemple pour extraire les paramètres de bruit des transistors MOS [207]. Cependant, même si les paramètres S du ALN50-1001AT

s'approchent de ceux du circuit proposé par Chiang [208], le constructeur ne donne pas les détails internes du LNA, donc nous ne pouvons pas appliquer cette technique.

Minimisation de la figure de bruit par approximation de $Yopt$

Cette méthode de détermination des paramètres de bruit, développée par Lane [209], consiste à mesurer la figure de bruit à la sortie de l'amplificateur pour différentes valeurs de l'admittance de source Y_s jusqu'à atteindre la figure de bruit minimale.



$$F = F_{min} + \frac{R_{vn}}{G_s}\left[(G_s - G_{s,opt})^2 + (B_s - B_{s,opt})^2\right]$$

FIGURE 5.2.4: Méthode de mesure des paramètres de bruit par minimisation de la figure de bruit par approximation de Y_{opt}.

Après un certaine nombre des mesures, la valeur définitive des paramètres de bruit est déterminée soit par la méthode des moindres carrés proposée par Caruso [210], soit par la méthode d'approximation vectorielle proposée par O'Callaghan [211]. Cette méthode nécessite l'utilisation d'un banc de mesures spécialisé.

5.2.2.2. Méthode d'estimation des paramètres de bruit par simulation proposée

Étant donné que nous n'avons pas accès aux appareils de mesure nécessaires pour déterminer les paramètres de bruit de notre amplificateur faible bruit, dans ce paragraphe nous proposons une méthode de simulation qui nous permet d'estimer ces paramètres. Cette méthode est vérifiée par les données trouvées dans la littérature.

Méthode proposée

Nous proposons dans ce paragraphe une méthode d'estimation des paramètres R_{vn}, G_{opt} et B_{opt} manquants par simulation à l'aide du logiciel ADS ®. Cette méthode est basée sur le circuit donné dans la figure 5.2.5.

Dans cette figure, l'amplificateur est considéré sans bruit et v_n et i_n sont les sources de bruit ramenées à l'entrée en accord avec la théorie de modélisation des quadripôles bruités de Rothe [190].

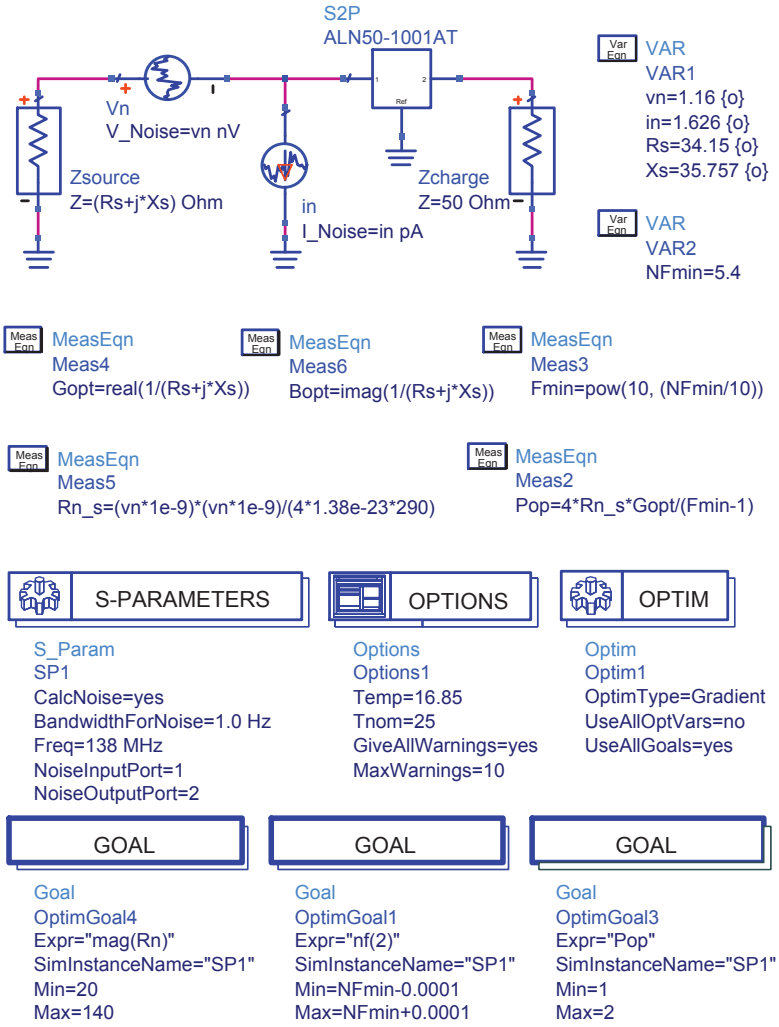


FIGURE 5.2.5: Circuit proposé pour l'estimation des paramètres de bruit.

En s'inspirant de la méthode pratique d'extraction des paramètres de bruit par minimisation de la figure de bruit par approximation de Y_{opt}, la méthode d'estimation par simulation que nous proposons consiste à trouver des combinaisons de v_n, de i_n et de l'admittance de la source Y_s qui nous permettent de retrouver la figure de bruit minimale donnée par le constructeur à la sortie de l'amplificateur.

En effet, si on connait Y_s on peut déterminer G_{opt} et B_{opt} car $Y_{opt} = Y_s$ et si on connait v_n on peut déterminer R_{vn} grâce à l'équation 5.1.7 rappelée ci-dessous :

$$\frac{\overline{|v_n|^2}}{\Delta f} = 4k_B T R_{vn}$$

D'après la littérature, la valeur de Rn peut varier entre 20 Ω et 60 Ω pour un HEMT [212, 213] et entre 30 Ω et 140 Ω pour un N-MOS 0,25 µm [214]. La conductance et la susceptance optimales sont estimées à $3\,mS$ et $-14\,mS$ respectivement [214].

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 5.1.1, la relation entre les sources de bruit ramenées à l'entrée sont déterminées par le coefficient de corrélation donné par la relation 5.1.5. D'après les mesures de Cappy [194] sur un HEMT de 0,5 µm, le coefficient de corrélation est compris entre $j0,8$ et $j0,95$. De sa part, les mesures effectuées par Goo [215] sur un N-MOS de 0,25 µm montrent que le coefficient de corrélation vaut $j0,395$. Cependant, la valeur des sources de bruit est constante temporellement donc le coefficient de corrélation sera unitaire dans notre cas.

Toutefois, Dietrich [216] a proposé une unification des théories de quadripôles bruités qui incluent les modèles de Rothe et Pospieszalski [192, 217, 190]. Il constate que le paramètre de corrélation de bruit q, défini dans l'équation 5.2.4, est fondamental dans la caractérisation des quadripôles bruités. Ce paramètre permet de vérifier la corrélation de l'ensemble des paramètres de bruit et définit la sensibilité de bruit par rapport à la désadaptation en bruit. En combinant le paramètre de corrélation de bruit et l'inégalité de Pospieszalski (équation 5.1.17) nous pouvons déterminer un intervalle de corrélation de l'ensemble des paramètres de bruit :

$$1 \leq q = \frac{4R_nG_{opt}}{F_{min} - 1} \leq 2 \tag{5.2.4}$$

En partant de ces données et de l'équation 5.2.4, nous limitons les valeurs des paramètres de bruit dans notre simulation par le système d'inégalités suivante :

$$\begin{cases} 20\,\Omega < R_{vn} < 140\,\Omega \\ 1\,mS < G_{opt} < 20\,mS \\ -1\,mS < B_{opt} < -20\,mS \\ 1 \leq q \leq 2 \end{cases} \tag{5.2.5}$$

Les valeurs de v_n, i_n, G_{opt} et B_{opt} retenues seront celles qui remplissent le système d'inégalités 5.2.5 et qui permettent d'obtenir la figure de bruit minimale donnée par le constructeur pour une fréquence fixe.

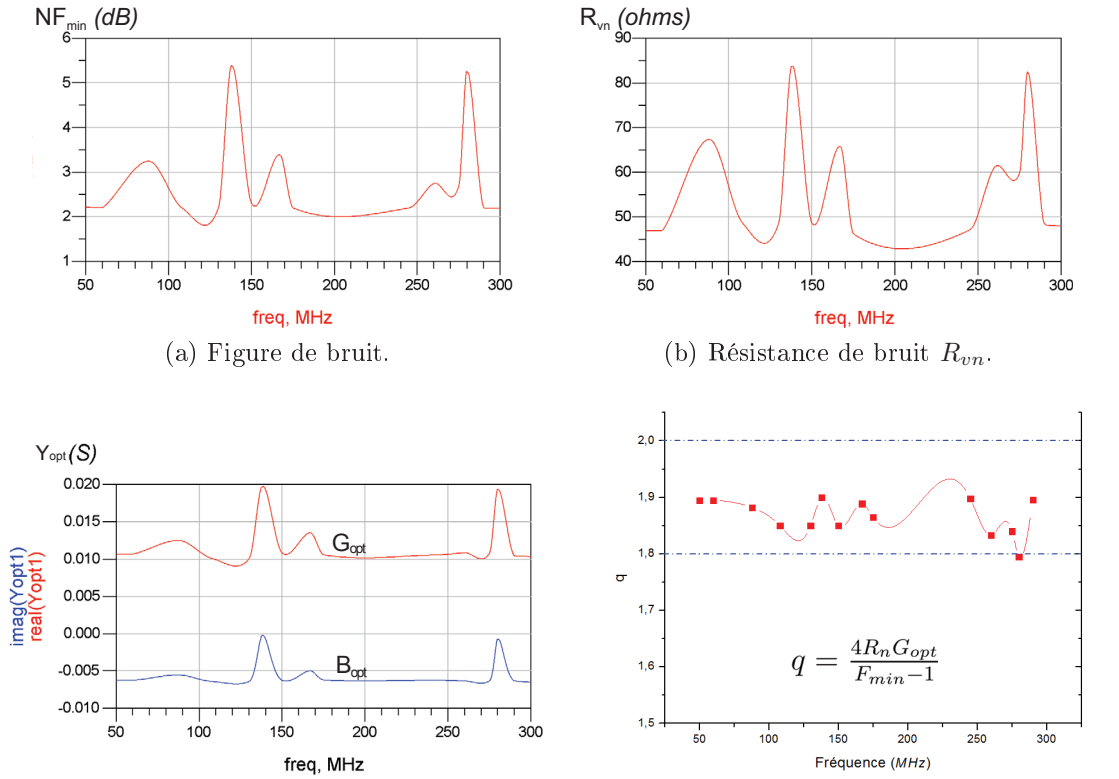
Paramètres de bruit extraits

Comme le montre la figure 5.2.5, cette estimation est basée sur une méthode d'optimisation propre au logiciel ADS ®. Ainsi, les variations d'un résultat à l'autre sont pratiquement inexistants ce qui nous empêche de vérifier nos résultats par la méthode des moindres carrés ou par la méthode vectorielle [210, 211].

Cependant, sur la figure 5.2.6a nous constatons que la figure de bruit atteinte par notre estimation est corrélée avec la figure de bruit donnée par le constructeur (cf. figure 5.2.2b).

Donnée dans la figure 5.2.6b, la résistance de bruit R_{vn}, variant entre 44 Ω et 84 Ω, est comprise dans l'intervalle que nous avions fixé à partir de la littérature [212,

214, 213]. Comme nous pouvons le voir sur la figure 5.2.6c, G_{opt} et B_{opt} sont aussi comprises dans les limites trouvés dans la littérature [214]. On constate aussi une variation corrélée entre la figure de bruit, R_{vn} et Y_{opt}.



(a) Figure de bruit.

(b) Résistance de bruit R_{vn}.

(c) Admittance optimale (partie réelle : G_{opt}, partie imaginaire : B_{opt}).

(d) Facteur de corrélation des paramétres de bruit q.

FIGURE 5.2.6: Paramètres de bruit estimés avec la méthode proposée en fonction de la fréquence.

D'après la figure 5.2.6d, le paramètre de corrélation q obtenu par l'estimation des paramètres de bruit de notre LNA est compris entre 1,8 et 1,95. Or, Dietrich [216] estime dans son travail que, le paramètre de corrélation de bruit d'un amplificateur faible bruit doit se trouver entre 1,8 et 2. Ceci permet de valider la corrélation des paramètres de bruit estimés à partir de notre méthode.

La magnitude du coefficient de réflexion optimale équivalent à Y_{opt} est d'environ 0,37 et le déphasage du coefficient de réflexion est d'environ 45°. Ces valeurs, ainsi que la valeur estimée de R_{vn}, sont relativement proches aux valeurs calculés et mesurés par Lazaro [213] sur un HEMT de 0,5 µm illustrés sur la figure 5.2.7.

La corrélation de R_{vn} et le coefficient de réflexion optimale avec les mesures de Lazaro ainsi que la correspondance de l'intervalle du paramètre de corrélation de bruit q avec celui d'un LNA nous permettent de valider les paramètres de bruit que nous avons estimés avec la méthode de simulation proposée.

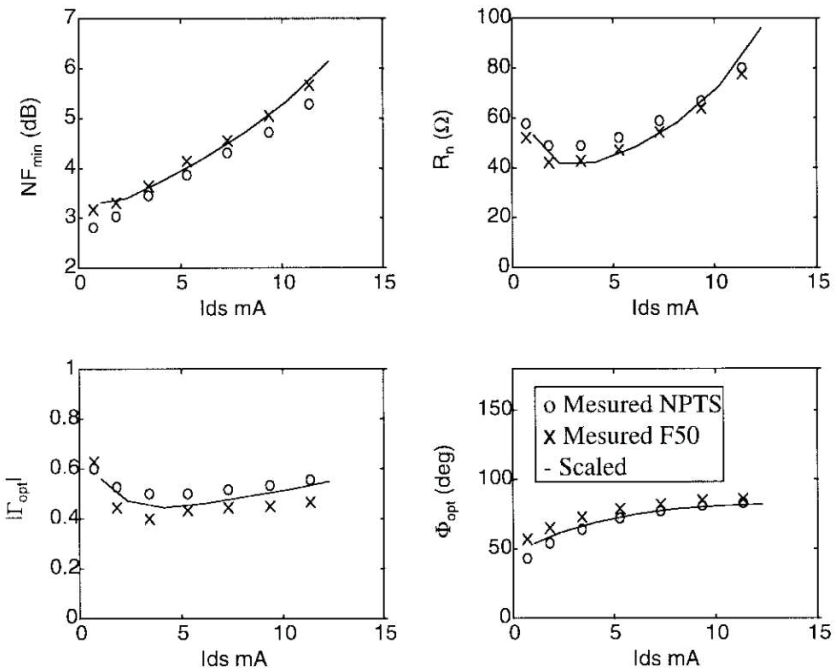


FIGURE 5.2.7: Paramètres de bruit mesurés sur un HEMT de canal 0,5 µm [213].

5.2.3. Optimisation du circuit d'adaptation faible bruit RMN

Le schéma de base de nos simulation est illustré dans la figure 5.2.8. Ce circuit est composé du modèle polynomiale de notre micro-récepteur et du fichier .s2p du LNA auquel nous avons ajouté les paramètres de bruit estimés.

En plus du circuit illustré dans la figure 5.2.8 correspondant au cas réel d'application de notre micro-récepteur, nous avons étudié, en parallèle, le cas idéal pour lequel l'amplificateur est directement associé à la micro-bobine (sans l'intermédiaire des micro-pistes).

Dans ce paragraphe, ces deux circuits sont optimisés pour travailler à la fréquence de résonance du proton sous un champ de 4, 7 T (soit à 200 MHz).

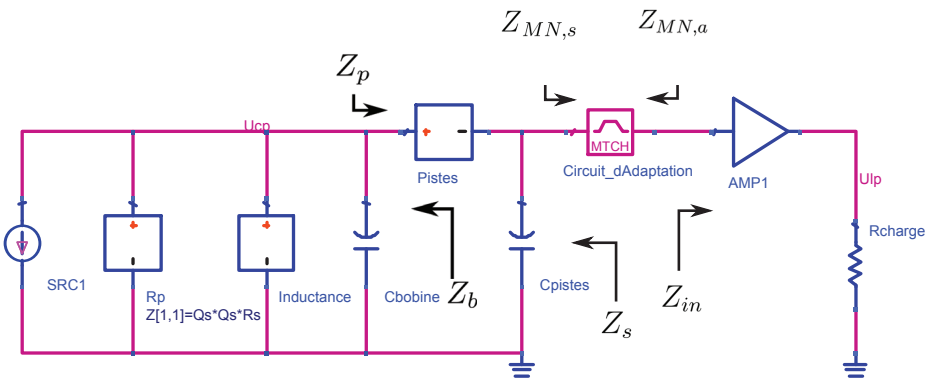


FIGURE 5.2.8: Association de notre micro-récepteur avec un LNA via un circuit d'adaptation faible bruit.

Comme nous l'avons introduit dans le paragraphe 5.1.2, les différentes contraintes à remplir par le circuit d'adaptation faible bruit entre notre micro-récepteur RMN et l'amplificateur faible bruit sont récapitulées ci-dessous :

1. Optimisation du rapport en puissance, pour éviter des réflexions du signal et donc des perturbations des mesures RMN :

$$0,45 < \alpha_p = \frac{Z_{MN,s}}{Z_s + Z_{MN,s}} < 0,55$$

   avec $Z_{MN,s}$ l'impédance du réseau d'adaptation vue par le micro-capteur dont l'impédance est Z_s. Cette condition est remplie si $Z_s = Z^*_{MN,s} \pm 22\%$.

2. Amélioration du RSB grâce au facteur surtension à la fréquence de résonance entre le récepteur et le circuit d'adaptation. Ce facteur de qualité permet d'obtenir une amplification passive du signal à la fréquence de résonance et de rendre le circuit plus sélective et de réduire le bruit.

3. Réduction du facteur de bruit à la sortie du LNA exprimé par l'équation 5.1.22 rappelée ci-dessous :

$$F = 1 + \frac{\overline{v_n^2}}{\alpha_v^2 G_v^2 \overline{v_{n,s}^2}}$$

   avec $\alpha_v = Z_{in}/Z_{MN,a} + Z_{in}$ où Z_{in} l'impédance d'entrée de l'amplificateur et $Z_{MN,a}$ est l'impédance du réseau d'adaptation vue par l'entrée du LNA. La contribution de bruit du LNA est diminuée si α_v s'approche de 1 et si G_v est élevé.

4. Adaptation en bruit via l'admittance de bruit optimale exprimée par l'équation 5.1.18 rappelée ci-dessous :

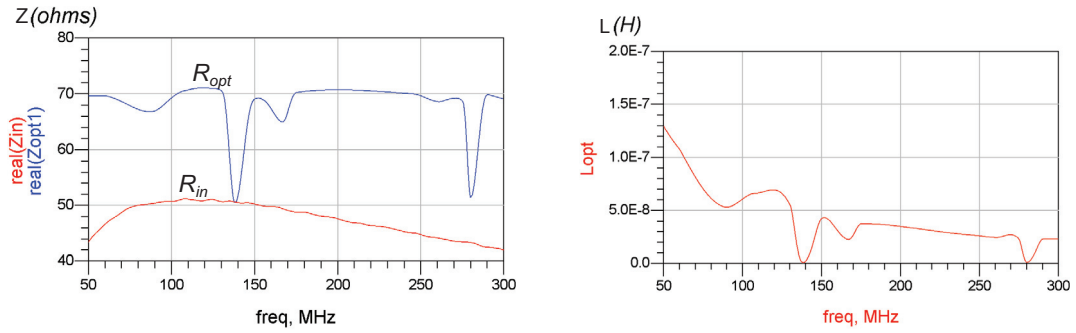
$$F = F_{min} + \frac{R_{vn}}{G_{MN,a}} \left[(G_{MN,a} - G_{MN,a,opt})^2 + (B_{MN,a} - B_{MN,a,opt})^2 \right]$$

   Dans cette équation, $G_{MN,a,opt}$ et $B_{MN,a,opt}$ représentent l'admittance idéale du circuit d'adaptation vue par l'entrée du LNA pour obtenir une figure de bruit minimale, $G_{MN,a}$ et $B_{MN,a}$ correspondent à l'admittance réelle du circuit.

Ainsi, en plus de Z_s, $Z_{MN,s}$, $Z_{MN,a}$ et Z_{in}, nous devons prendre en compte les quatre paramètres de bruit : la figure de bruit minimale F_{min}, la résistance de bruit R_{vn} et l'admittance optimale de bruit ($Y_{MN,a,opt} = G_{MN,a,opt} + B_{MN,a,opt}$) permettant de minimiser l'influence de R_{vn}.

Afin d'obtenir la figure de bruit minimale en termes d'adaptation de bruit, la partie réelle de l'impédance optimale de bruit ($R_{MN,a}$) doit être égale à 71 Ω à 200 MHz alors que l'impédance d'entrée de l'amplificateur est de 47 Ω. La partie imaginaire

($L_{MN,a}$) vue par l'entrée de l'amplificateur doit être équivalente à 35 nH à 200 MHz pour assurer l'adaptation en bruit.



(a) Résistance d'entrée (R_{in}) et résistance optimale (R_{opt}).

(b) Partie imaginaire de l'impédance optimale.

FIGURE 5.2.9: Impédance d'entrée et impédance optimale de bruit du LNA en fonction de la fréquence.

D'après l'optimisation du circuit d'adaptation, la figure de bruit minimale à la sortie du LNA est obtenue en utilisant une capacité d'accord en parallèle aux bornes du récepteur (ou de la bobine) plus une inductance en sérié entre celui-ci et l'amplificateur.

Dans le cas du circuit réel (micro-bobine avec les micro-pistes), la capacité optimale du circuit d'adaptation vaut 24 pF et l'inductance optimale vaut 33 nH. Malgré la bonne adaptation en termes de bruit, la figure de bruit minimale obtenue dans ce cas est de 6,8 dB (cf. figure 5.2.10).

En ce qui concerne le cas idéal (micro-bobine sans les micro-pistes), une capacité de 55 pF avec une inductance de 16 nH, nous permet d'obtenir une figure de bruit de 2,2 dB à la sortie du LNA.

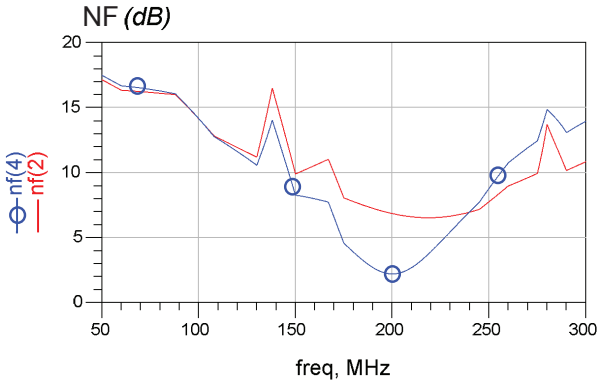
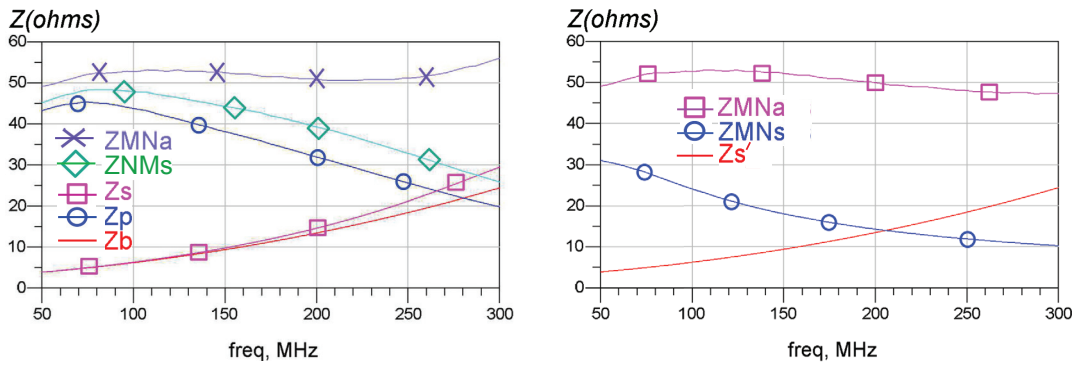


FIGURE 5.2.10: Comparaison des figures de bruit (à la sortie de l'amplificateur) entre le micro-récepteur amplifié ($nf(2)$) et le cas d'amplification idéale sans les micro-pistes ($nf(4)$).

Cette configuration du circuit d'adaptation nous permet d'obtenir la figure de bruit minimale. Cependant, dans le cas du micro-récepteur complet, nous pouvons constater que cette configuration ne nous permet pas d'obtenir une adaptation en puissance entre Z_b et Z_p ni entre Z_s et $Z_{MN,s}$ à 200 MHz (cf. figure 5.2.11a). Comme nous l'avons constaté dans le chapitre 3, ce résultat était prévisible car l'underpass et les micro-pistes nous empêchent d'optimiser l'adaptation d'impédance aux bornes de la micro-bobine (impédances Z_b et Z_p). L'impédance vue par l'entrée de l'amplificateur ($Z_{MN,a}$) est d'environ 50 Ω ce qui nous permet d'obtenir une bonne adaptation de puissance à ce niveau du circuit.

Sur la figure 5.2.11b, nous pouvons observer les impédances du cas idéal d'amplification. Nous constatons que les impédances Z'_s et $Z_{MN,s}$ ainsi que $Z_{MN,a}$ et Z_{in} sont bien adaptées à la fréquence de travail (200 MHz).



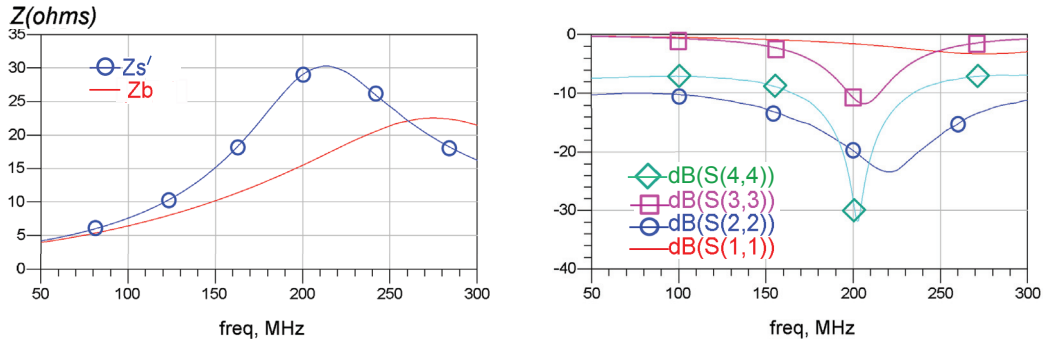
(a) Tracé des impédances du micro-récepteur amplifié. Ces impédances sont représentées dans la figure 5.2.8.

(b) Tracé des impédances du cas d'amplification idéale. Z'_s correspond ici à l'impédance aux bornes de la bobine vue par le circuit d'adaptation.

FIGURE 5.2.11: Comparaison des impédances entre le micro-récepteur amplifié et le cas d'amplification idéale sans les micro-pistes en fonction de la fréquence.

Comme nous pouvons l'observer sur la figure 5.2.12a, la difficulté à adapter correctement le micro-récepteur complet nous empêche d'optimiser le facteur de surtension de la bobine, le facteur de qualité du circuit à la fréquence de résonance, et donc d'améliorer le RSB passivement. Si nous associons directement le LNA aux bornes de la micro-bobine, nous pouvons obtenir un facteur de surtension plus élevé à la fréquence de travail (200 MHz).

Cette désadaptation peut se constater clairement sur les courbes des paramètres S illustrées sur la figure 5.2.12b. A 200 MHz, le paramètre S11 du micro-récepteur amplifié vaut -1.55 dB et équivaut à une réflexion d'environ 85% du signal RMN



(a) Tracé de l'impédance aux bornes de la bobine du micro-récepteur complet (Z_b) et celle du cas d'amplification idéale (Z'_s).

(b) Paramètres S du micro-récepteur complet (S11 aux bornes de la bobine et S22 aux bornes de la charge) et paramètres S du cas d'amplification idéale (S33 aux bornes de la bobine et S44 aux bornes de la charge).

FIGURE 5.2.12: Comparaison en termes de résonance et d'adaptation entre le micro-récepteur amplifié et le cas d'amplification idéale sans les micro-pistes.

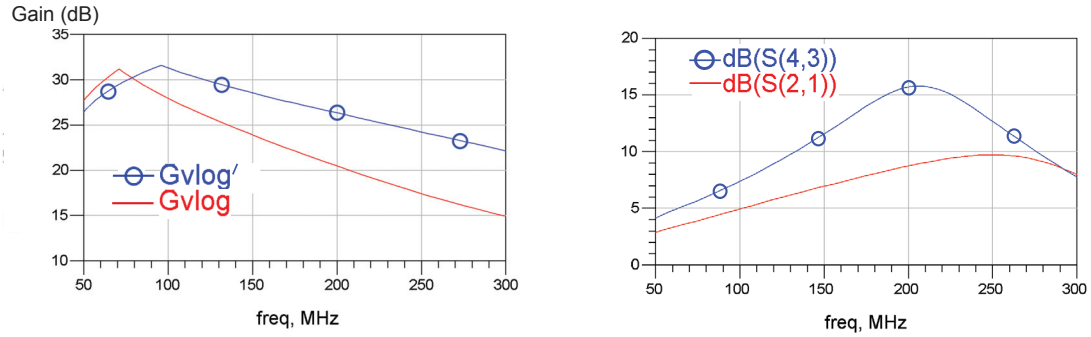
mesuré. Cette réflexion très important peut perturber fortement l'homogénéité du champ autour de l'échantillon et risque de provoquer des perturbations lors de la mesure du signal RMN. Si nous associons cet amplificateur directement à la bobine, le paramètre S33 vaut -11 dB et équivaut à une réflexion du signal plus acceptable de 28%.

L'adaptation à la sortie de l'amplificateur faible bruit est correcte car les paramètres S22 et S44 sont inférieurs à -20 dB.

En terme de gain, sur la figure 5.2.13, nous pouvons constater que le gain en tension du circuit réel est de 20 dB et le gain en puissance est de 8,7 dB. Dans le cas de l'association directe, le gain en tension et en puissance est environ 6 dB plus important. Cette différence est due à la différence d'adaptation en puissance entre les circuits.

De manière générale, nous constatons que les micro-pistes du récepteur RMN nous empêchent d'avoir un bon transfert du signal vers l'entrée du LNA ce qui limite les performances du circuit en terme de bruit ainsi que l'homogénéité du champ autour de l'échantillon.

Concernant les résultats obtenus avec l'association directe entre la micro-bobine et le LNA, nous constatons que les critères du circuit d'adaptation les plus importants sont l'adaptation en puissance (1) et le facteur de surtension (2). Ce dernier permet d'obtenir un gain passif élevé qui contribue à la réduction du facteur de bruit à la sortie du LNA (3). Concernant l'adaptation de l'impédance de bruit optimale (4), l'écart entre l'impédance $Z_{MN,a}$ et $Z_{MN,a,opt}$ est d'environ 20 Ω mais ceci semble être sans impact majeur sur les performances de bruit du circuit.



(a) Gain en tension du micro-récepteur complet ($G_{v,log}$) et celui du cas d'amplification idéale ($G'_{v,log}$).

(b) Gain en puissance du micro-récepteur complet (S21) et celui du cas d'amplification idéale (S43).

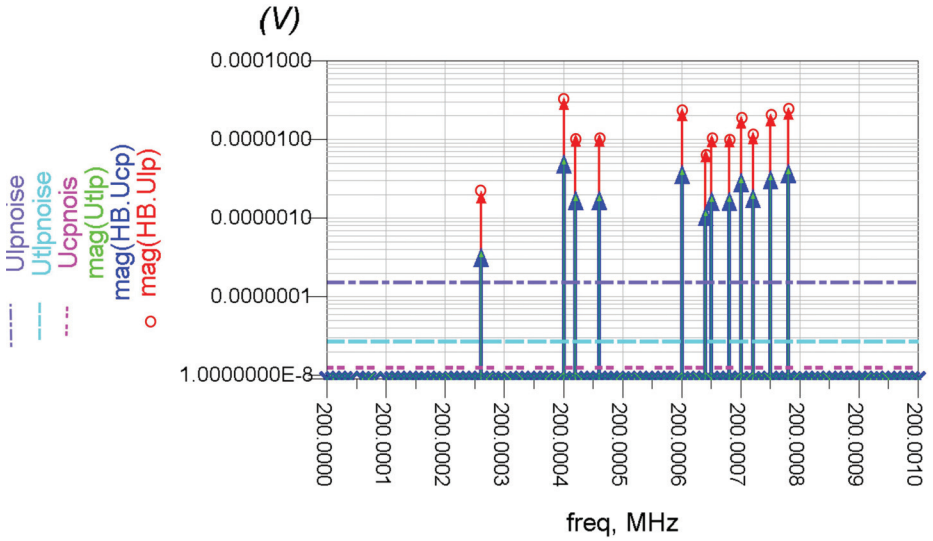
FIGURE 5.2.13: Comparaison du gain à la sortie de l'amplificateur entre le micro-récepteur amplifié et le cas d'amplification idéale sans les micro-pistes.

5.2.4. Impact de l'amplification locale faible bruit en RMN

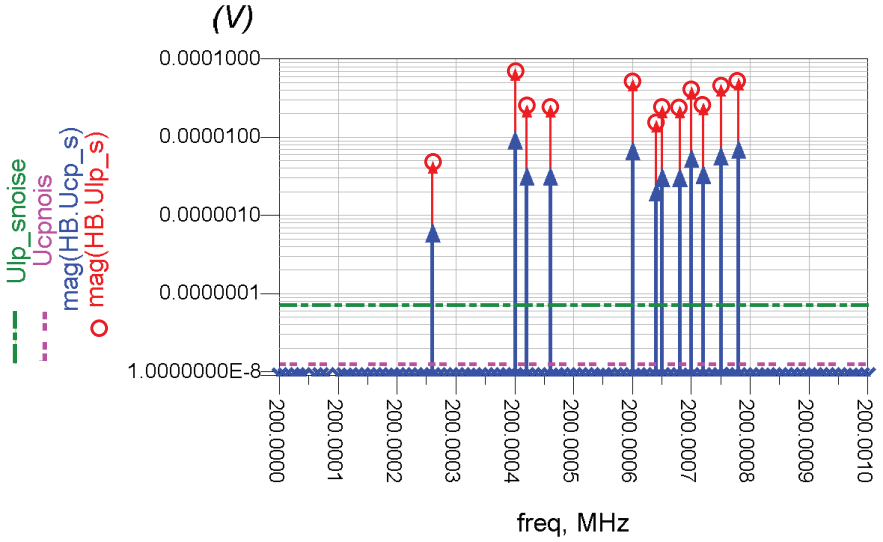
Comme nous l'avons déjà mentionné, l'objectif final est de mesurer des métabolites cérébraux dont l'amplitude en tension varie entre 0,34 µV et 5,23 µV. Or, comme nous l'avons établi au chapitre 4, le RSB nécessaire pour détecter ces métabolites varie entre 22 dB et 45 dB (cf. tableau 4.1). Sur la figure 5.2.14, nous présentons les résultats de simulation de l'amplification locale faible bruit sur la mesure ces métabolites que nous cherchons à détecter par spectroscopie RMN.

Dans la figure 5.2.14a, nous observons le spectre des métabolites que nous souhaitons étudier dans le cas de l'association du micro-récepteur avec le LNA choisi. Le bruit au niveau de la micro-bobine est de 12,6 $nV/\sqrt{Hz}$, au niveau des pistes le bruit vaut 27,4 $nV/\sqrt{Hz}$ et à la sortie du LNA le bruit vaut 155 $nV/\sqrt{Hz}$. Aux bornes de la bobine les signaux des métabolites varient entre 0,39 µV et 5,9 µV ; ces tensions sont légèrement plus importantes par rapport aux tensions calculées grâce au facteur de surtension. Malgré le mauvais transfert du signal provoqué par les micro-pistes, les signaux des métabolites à la sortie du LNA varient entre 2,1 µV et 32,5 µV ce qui nous permet d'obtenir un RSB variant entre 23 dB et 47 dB selon le métabolite.

Parallèlement, nous pouvons observer sur la figure 5.2.14b le spectre des métabolites cérébraux dans le cas de l'association directe du LNA aux bornes de la micro-bobine. Le bruit au niveau de la micro-bobine est de 12,6 $nV/\sqrt{Hz}$ et à la sortie du LNA le bruit vaut 72,3 $nV/\sqrt{Hz}$. Dans ce cas, la surtension plus importante permet une amplification passive plus conséquente, ayant pour résultat des signaux qui varient entre 0,72 µV et 11 µV. L'amplitude des métabolites à la sortie du LNA varie entre 4,7 µV et 72,3 µV ce qui nous permet d'obtenir un RSB variant entre 36 dB et 60 dB.



(a) Spectre de métabolites du micro-récepteur amplifié. La tension à la sortie de l'amplificateur est indiquée par les cercles. Les niveaux de bruit au niveau de la bobine, des pistes et à la sortie du LNA sont représentés par les traits horizontaux du bas vers le haut respectivement.



(b) Spectre de métabolites de l'association directe entre la micro-bobine et le LNA. La tension à la sortie de l'amplificateur est indiquée par les cercles. Les niveaux de bruit au niveau de la bobine et à la sortie du LNA sont représentés par les traits horizontaux du bas vers le haut respectivement.

FIGURE 5.2.14: Amplification locale faible bruit appliquée la spectroscopie faible volume par RMN.

Dans le tableau 5.1, nous récapitulons la contribution à l'amélioration du RSB des métabolites que nous cherchons à détecter avec notre micro-récepteur RMN. Nous pouvons constater que les deux configurations nous permettraient de détecter l'ensemble des métabolites cérébraux d'intérêt.

Métabolite	ppm	$RSB_{tot}(dB)$	$RSB_{bobine}(dB)$
Choline	3,2	33	47
	3,5	42	55
NAA	2	47	60
Créatine	3	44	57
	3,9	44	58
MyoInosistol	3,5	42	55
	3,6	38	51
Glutamate	2,1	37	51
	2,3	37	51
	3,74	42	56
Glutamine	3,75	42	56
GABA	3	44	57
Aspartate	3,9	44	58
Lactate	1,3	23	36
Taurine	3,25	37	51
	3,42	37	51

TABLE 5.1: RSB des métabolites obtenu grâce à une amplification locale faible bruit.

En effet, dans le cas du micro-récepteur, le mauvais transfert du signal est compensé par l'association optimale en terme de bruit entre le capteur RMN et le LNA. Toutefois, la réflexion considérable du signal risque de perturber les mesures de ces signaux.

L'association directe entre la micro-bobine et le LNA nous permettrait aussi d'obtenir des rapports signal sur bruit plus élevés et ceci serait plus notable si la figure de bruit du LNA était encore plus faible. Ainsi, la fabrication d'un micro-système associant directement la micro-bobine et un LNA intégré nous permettrait de réduire les dimensions de la micro-bobine afin de la rendre encore moins invasive tout en conservant le RSB minimal requis.

5.3. Vérification du principe avec une bobine réceptrice de surface

Dans cette section nous présentons les résultats de notre article (cf. Annexe B.4, [218]). Cet article comprend toutes les notions étudiées au long de cette thèse de-

puis la modélisation de bobines réceptrices RMN jusqu'à l'optimisation du circuit d'adaptation faible bruit selon les critères introduits précédemment.

Dans le paragraphe 5.3.1, nous présenterons le montage sur lequel nous nous sommes basés pour cette étude. Les performances de ce montage sont présentées dans le paragraphe 5.3.2 et l'évaluation de ce montage dans le contexte RMN sera présenté dans le paragraphe 5.3.3.

5.3.1. Présentation du circuit

Fabriqué sur un PCB FR-4, le circuit sur lequel se base cette étude est illustré dans la figure 5.3.1. Ce montage est constitué d'une bobine réceptrice de surface, d'une ligne de transmission et du circuit d'amplification composé du circuit d'adaptation, d'un amplificateur faible bruit, d'un switch RF et un régulateur de tension. L'ensemble du circuit est isolé électromagnétiquement par un boitier en aluminium lors de son utilisation dans l'aimant.

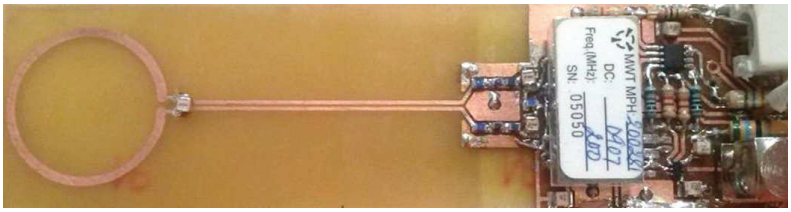


FIGURE 5.3.1: Association d'une bobine de surface avec un amplificateur faible bruit.

La bobine de ce circuit, de rayon de 1,5 cm, accepte une inductance équivalente d'environ 72 nH et une résistance en série de 4 Ω. Cette bobine est séparée du reste du circuit par des lignes de transmission de 7,5 cm ayant une inductance équivalente de 9 nH et une résistance de 11 Ω. L'objectif de cet écartement entre la bobine et le circuit est d'éviter la perturbation du champ magnétique autour de la bobine. En effet, avec une première version du montage sans lignes de transmission, nous avons constaté que le circuit provoque une forte inhomogénéité du champ qui n'a pas pu être compensée par les bobines de shim.

Le LNA utilisé dans ce montage est un MwT-SA6 avec une résistance d'entrée de 4 Ω optimisé par le constructeur pour une utilisation à 200 MHz. Ce type d'amplificateurs est couramment utilisé en RMN pour le découplage de bobines réceptrices placées en réseau [149, 150]. De la même manière que précédemment, le constructeur ne donne que la figure de bruit de ce LNA qui est de 0,4 dB. Les paramètres de bruit restants ont été estimés par la méthode proposée dans le paragraphe 5.2.2.2.

Dans le but d'éviter des perturbations de la figure de bruit, nous avons réalisé un découplage géométrique [219, 220, 221] entre la bobine d'émission et notre montage. Afin d'éviter toute éventuelle transmission de signal vers le spectromètre lors de

l'impulsion RF, nous avons utilisé un switch RF SPDT à base d'une technologie GaAs. Ce switch permet le transfert de signal vers le spectromètre uniquement lors de la phase d'induction libre.

5.3.2. Performances du montage

Le circuit de simulation de notre montage est donné dans la figure 5.3.2. Dans ce circuit, L_{coil} et R_{coil} représentent l'inductance et la résistance en parallèle de la bobine réceptrice. Les composants encerclés correspondent au circuit d'adaptation entre la bobine et l'amplificateur basé sur une répartition d'impédance pour compenser les pertes diélectriques [37].

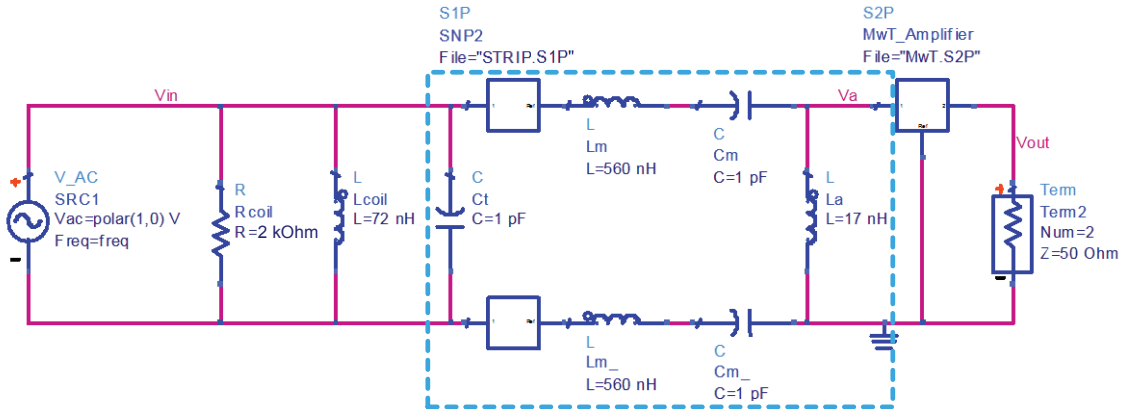
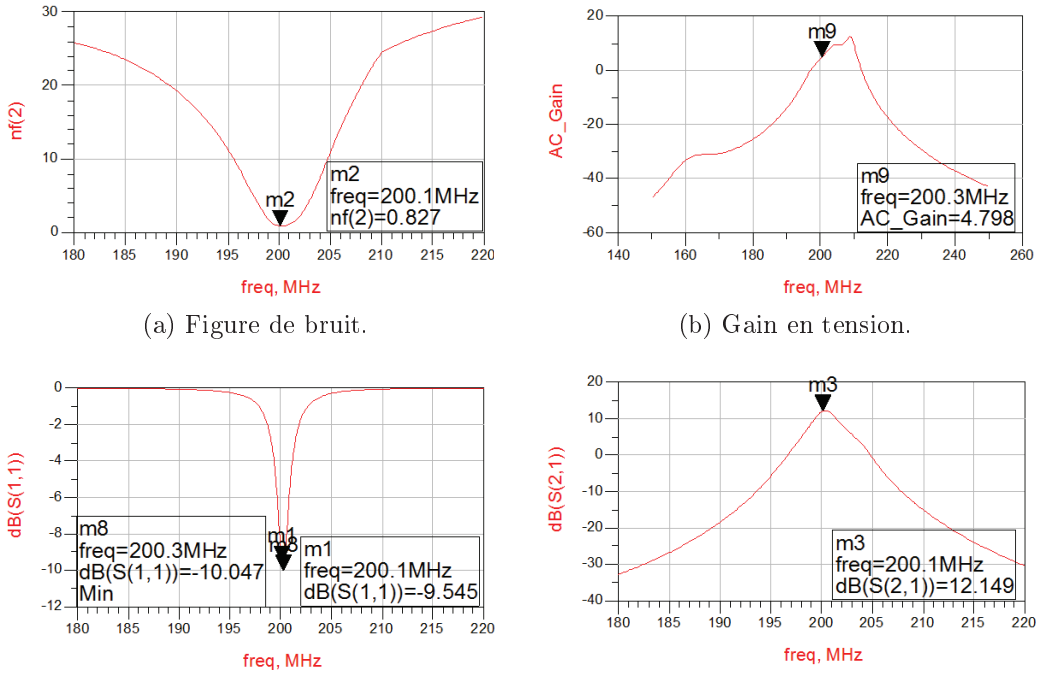


FIGURE 5.3.2: Circuit de simulation de la bobine réceptrice de surface associée à un amplificateur faible bruit.

Le circuit d'adaptation tient compte de l'impédance des pistes de signal. Après l'avoir optimisé par rapport aux critères présentés dans le paragraphe 5.1.2, les résultats de simulation à 200 MHz sont donnés dans la figure 5.3.3.

Nous pouvons constater que ce circuit nous permet à la fois d'avoir une très faible figure de bruit (environ 0,83 dB), un bon gain en tension et en puissance (4,8 et 12 dB respectivement), ainsi qu'un paramètre S11 de -10 dB correspondant à un coefficient de réflexion de 0,3. Le paramètre S11 peut être amélioré mais ceci détériore très rapidement la figure de bruit.

Le gain en tension mesuré est de 4 à la fréquence de 200 MHz et les paramètres S11 et S21 ont été vérifiés à l'aide d'un analyseur de réseau (E5071C ENA series, Agilent Technologies). Comme nous pouvons le constater sur la figure 5.3.4, les paramètres S11 et S21 mesurés nous permettent de confirmer nos résultats de simulation.



(a) Figure de bruit.

(b) Gain en tension.

(c) Paramètre S11.

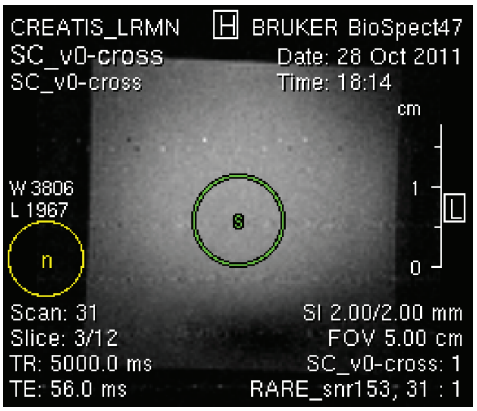
(d) Gain en puissance.

FIGURE 5.3.3: Résultats de simulation de l'association faible bruit entre la bobine de surface et le LNA.

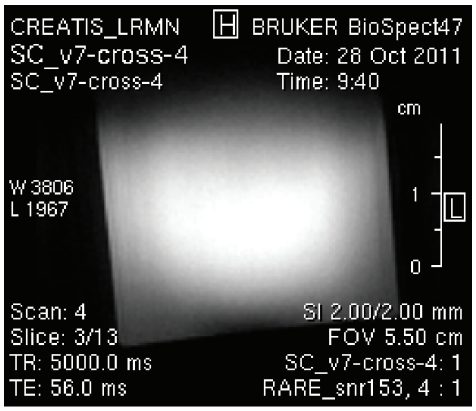
FIGURE 5.3.4: Paramètres S11 et S21 mesurés sur le montage.

5.3.3. Validation dans le contexte RMN

Afin de valider l'influence de ce montage dans le contexte RMN, nous avons comparé ses performances par rapport à un montage composé uniquement d'une bobine réceptrice avec les mêmes caractéristiques et d'un circuit d'adaptation 50 Ω classique. Cette comparaison a été basée sur une séquence RARE avec des coupes coronales de 2 mm sous le système *Bruker* à 4,7 T. Sur la figure 5.3.5, nous avons une comparaison qualitative de l'amélioration du RSB grâce à l'amplification locale en comparaison au montage classique.



(a) Image obtenue pour la troisième coupe avec le montage de réception classique. Le RSB mesuré est de 28 dB.



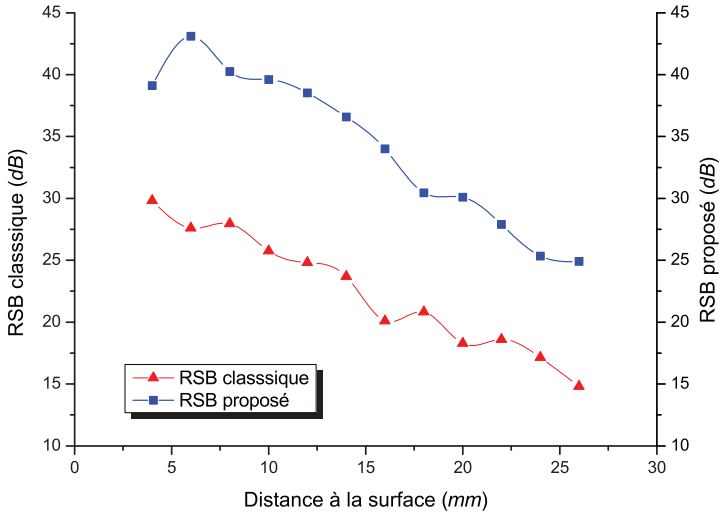
(b) Image obtenue pour la troisième coupe avec le montage de réception amplifié localement. Le RSB mesuré est de 40 dB.

FIGURE 5.3.5: Comparaison qualitative de la qualité de l'image obtenue entre le montage classique et le montage amplifié.

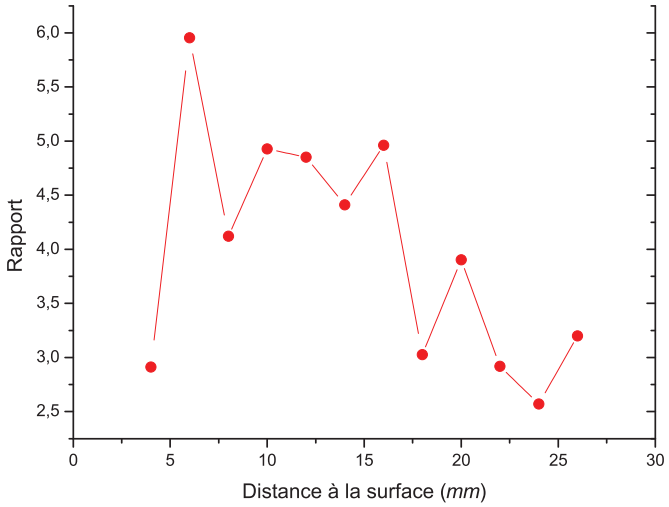
Afin de comparer les performances entre les deux montages, nous avons mesuré l'évolution du RSB sur 12 coupes parallèles à la surface de la bobine avec une augmentation progressive de la distance entre la surface de la bobine et la coupe. Cette évolution est montrée dans la figure 5.3.6a sur laquelle nous pouvons constater une amélioration moyenne de 11,7 dB entre le montage amplifié localement et le montage classique. Le RSB moyen du montage classique est de 22,5 dB avec un maximum de 30 dB à 4 mm par rapport à la surface de la bobine alors que le RSB moyen du montage amplifié est de 34,2 dB avec un maximum de 43,1 dB à 6 mm par rapport à la surface de la bobine.

Nous pouvons constater que le RSB du montage amplifié est supérieur au RSB maximal du montage classique jusqu'à une distance de 20 mm par rapport à la surface de la bobine. Cette amélioration du RSB grâce à l'amplification locale nous offre l'opportunité d'avoir un champ d'observation plus profond dans l'échantillon tout en ayant un bon rapport signal sur bruit.

Sur la figure 5.3.6b, nous avons le rapport du RSB linéaire entre les deux montages. Le RSB du montage amplifié est apporte une amélioration moyenne d'un facteur 4 avec une amélioration maximale d'un facteur 6 à une distance de 6 mm par rapport à la surface de la bobine.



(a) Évolution du RSB du montage de réception classique et du montage amplifié proposé en fonction de la distance entre la coupe et la surfce de la bobine.



(b) Rapport du RSB linéaire entre le montage amplifié et le montage classique.

FIGURE 5.3.6: Comparaison de l'évolution du RSB entre le montage classique et le montage amplifié.

En terme de spectroscopie, le RSB obtenu avec la bobine de surface amplifiée permettra une augmentation moyenne d'un facteur 4 de la sensibilité de la bobine réceptrice jusqu'à $1,7\,10^5\ mol/kg_{eau}$ par rapport au montage classique. Nous pouvons extrapoler ce résultat au cas de notre micro-récepteur RMN amplifié dont les RSB sont du même ordre de grandeur que celui de la bobine de surface amplifiée.

Cependant, contrairement au résultats obtenus en imagerie, le mesures de spectroscopie effectuées avec un échantillon d'eau salée montrent que le spectre acquis avec le montage amplifié est plus bruité que celui du montage classique. Ceci peut s'expliquer par le couplage pendant la phase d'émission car, du fait que nous utilisons un découplage géométrique, le bruit dans la bobine d'émission peut être transmis à la bobine de réception via l'inductance mutuelle entre celles-ci [38].

Dans les deux cas, l'équation 1.2.8 montre que le RSB est affecté par le facteur de remplissage au carré $\eta^2 = (Volumeéchantillon/Volumebobine)^2$ dont l'évolution est illustrée dans la figure 5.3.7 dans le cas de notre étude. En effet, la taille des voxels dans lesquels nous avons effectué les mesures de spectroscopie sont très petits par rapport au volume d'observation de la bobine de surface qui est de l'ordre de 1000 mm^3. Cette dégradation du RSB en fonction du facteur de remplissage justifie le besoin d'utiliser notre micro-récepteur pour l'analyse des métabolites dans la région d'intérêt souhaitée.

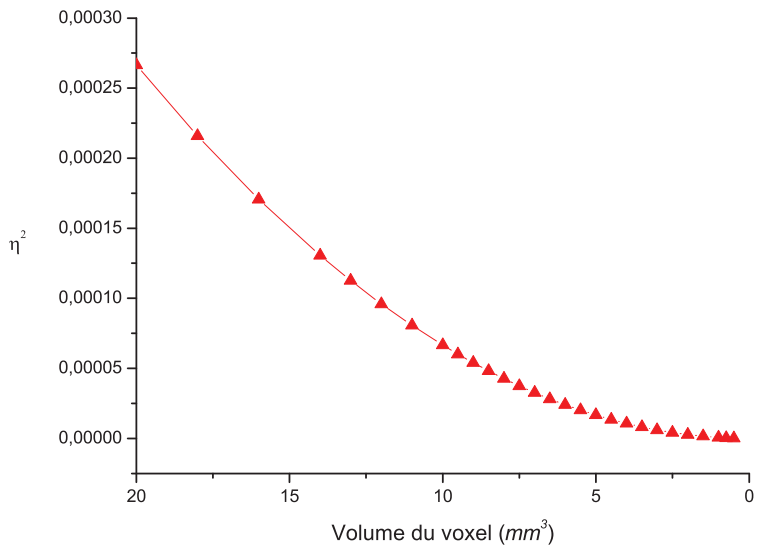
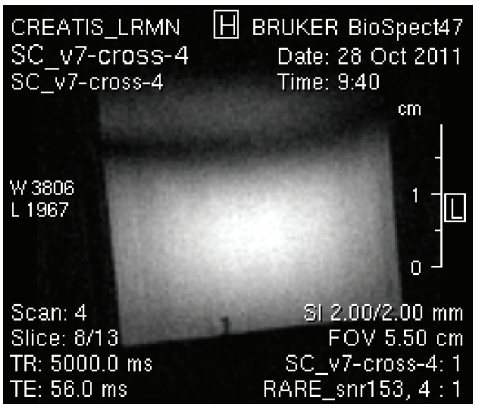


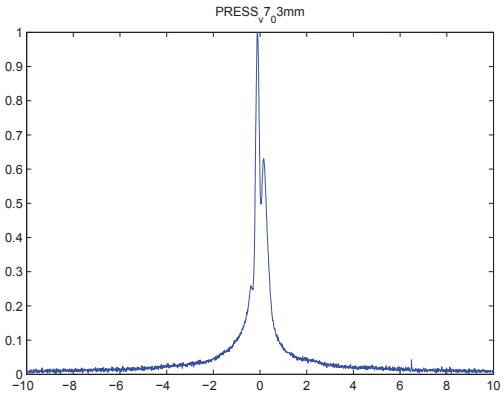
FIGURE 5.3.7: Evolution du facteur de remplissage en fonction de la taille du voxel examiné en spectroscopie.

Malgré les bonnes performances obtenues avec le montage amplifié, nous avons constaté des distorsions des images sur certaines coupes. Ces distorsions sont provoquées par un mauvais découplage car le découplage géométrique utilisé nécessite

un positionnement orthogonal très précis pour éviter des interactions entre la bobine émettrice et réceptrice [38]. De plus, nous avons constaté des perturbations du spectre certainement dues à la présence du circuit et à la réflexion du signal [195, 196].



(a) Distorsion en haut de l'image.



(b) Perturbations du spectre d'eau salé mesuré.

FIGURE 5.3.8: Artéfacts lors des mesures avec le montage amplifié.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré l'intérêt d'amplifier localement une bobine réceptrice en RMN et plus particulièrement dans le cas d'application de notre micro-récepteur.

Comme nous avons pu le constater, les contraintes principales à respecter par le circuit d'adaptation sont, d'une part, avoir une bonne transmission du signal, et d'autre part, avoir un bon facteur de surtension. Ce dernier permet aussi de réduire la figure de bruit à la sortie du LNA.

Cependant, nous avons trouvé des difficultés à respecter ces contraintes lors des simulations avec le micro-récepteur et dans la validation pratique effectuée avec une bobine réceptrice de surface.

Les résultats obtenus avec la bobine de surface amplifiée montrent qu'un coefficient de réflexion de 0,3 ($S11 = -10\,dB$) n'est pas suffisant pour éviter que le signal réfléchi ne perturbe pas les mesures RMN et plus particulièrement en spectroscopie.

Toutefois, il faut considérer que le signal est aussi perturbé à cause de l'absence d'un découplage actif. Le circuit de découplage actif a été initialement omis pour éviter d'augmenter les pertes et le bruit.

Dans le cas de notre micro-récepteur, malgré l'optimisation du circuit d'adaptation, nous avons obtenu un coefficient de réflexion de 0,85 dû à la mauvaise adaptation

intrinsèque entre la micro-bobine et les micro-pistes. Les simulations de l'association directe entre la micro-bobine et le LNA nous permettent d'obtenir des meilleurs résultats mais la réflexion du signal est toujours de l'ordre de 30%.

En terme de sensibilité, nous avons montré que l'association directe d'un LNA aux bornes de la micro-bobine permettrait d'obtenir des rapports signal sur bruit très intéressants. Cependant, dans le chapitre précedent nous avons montré que les intéractions entre les circuits intégrés et l'environnement RMN ne seraient pas négligeables.

Malgré les difficultés rencontrées, nous avons montré que notre solution nous permet d'atteindre le RSB nécessaire à la détection des métabolites cérébraux chez le rat.

Chapitre 6

Discussion et Perspectives

Discussion

Dans ce travail de thèse, nous avons exploré différentes solutions afin d'améliorer la sensibilité de notre micro-récepteur, tout en considérant sa biocompatibilité et sa compatibilité avec l'environnement RMN.

Par rapport au process de fabrication de la première version du micro-récepteur, nous avons ajouté quelques étapes de fabrication pour relier le centre de la micro-bobine aux micro-pistes et celles-ci aux pads de connexion à l'aide de deux underpass. La fabrication de la nouvelle version a été réalisée sur un substrat de silicium et sur un substrat de verre, tenant compte des optimisations effectuées sur le layout.

– **Micro-récepteur RMN sur un substrat de silicium :**

La première solution que nous avons proposée consiste à fabriquer notre micro-récepteur sur un substrat de silicium avec une couche intermédiaire d'oxyde permettant de réduire les pertes de substrat. L'intérêt de cette solution était d'obtenir une micro-bobine sur un substrat de silicium avec un bon facteur de qualité et d'intégrer un circuit permettant le conditionnement du signal sur le même substrat.

Malgré des résultats de simulation encourageants, les mesures sur les prototypes montrent que les pertes dans le substrat sont toujours très importantes.

D'après l'état de l'art sur les micro-systèmes RMN analysé et des résultats de simulation de l'association directe d'un LNA aux bornes de notre micro-bobine, cette solution permettrait d'obtenir une augmentation de la sensibilité très importante.

Cependant, nous avons montré qu'un circuit intégré est fabriqué avec des matériaux pouvant perturber l'homogénéité du champ statique si celui-ci est près de la micro-bobine. Or, ces perturbations peuvent fausser les mesures RMN. D'autre part, nous avons aussi montré que le fort champ magnétique des appareils RMN peut provoquer des perturbations sur le point de fonctionnement statique d'un transistor MOS et peut provoquer une augmentation du bruit au niveau du substrat.

Même si la fabrication sur silicium de circuits intégrés associés à de micro-bobines, avec des facteurs de qualité élevés, est possible [222, 223, 224], la compatibilité électromagnétique doit être assurée avec une cage de Faraday.

Pour ces raisons, la fabrication sur le même substrat de la micro-bobine réceptrice et du circuit de conditionnement n'est pas une solution envisageable pour notre application.

– **Micro-récepteur RMN sur un substrat de verre :**

La deuxième solution que nous avons exploré est celle de fabriquer notre micro-récepteur RMN avec le même process de fabrication sur un substrat de verre. Cette solution nous a permis d'obtenir des résultats similaires à ceux que nous avons simulés en terme de facteur de qualité.

Sur le substrat de verre, nous avons fabriqué des prototypes du micro-récepteur avec huit différentes géométries des micro-bobines. La caractérisation de chaque micro-bobine n'était pas possible directement à cause des micro-pistes.

Afin de pouvoir extraire les caractéristiques électriques de chaque type de micro-récepteur et pouvoir déterminer quelle géométrie de micro-bobine était la plus satisfaisante, nous avons développé un modèle polynomial à partir des layouts des bobines et un autre à partir du layout des pistes.

L'assemblage de ces deux modèles nous a permis de représenter le comportement fréquentiel du micro-récepteur. Les coefficients polynomiaux du modèle de chaque type de capteur ont été ajustés pour que les paramètres S11 de ceux-ci correspondent au mieux des paramètres S11 mesurés sur les prototypes.

Après avoir optimisé le modèle de chaque type de micro-récepteur, nous avons pu extraire les caractéristiques électriques de chacun, ainsi que des différentes formes de micro-bobines, indépendamment des pistes. Ceci nous a permis de choisir, parmi les huit géométries fabriqués, celle qui nous permet d'obtenir la meilleur sensibilité.

Le circuit électrique équivalent des micro-récepteurs, nous a permis d'analyser le comportement électrique de ces prototypes. Nous avons constaté que les micro-pistes utilisées actuellement provoquaient des pertes ohmiques très importantes. Or, ces pertes résistives provoquent une chute du signal RMN et une augmentation du bruit, traduite par une réduction du rapport signal sur bruit et donc de la sensibilité du micro-récepteur.

– **Amplification locale :**

D'après l'analyse de l'état de l'art sur l'amplification de micro-bobines RMN, nous avons choisi de ne pas déporter le circuit amplificateur avec un câble coaxial car celui-ci augmenterait les pertes et le bruit. D'autre part, nous avons vu que l'intégration d'un circuit de conditionnement placé à côté de la micro-bobine sur un substrat de silicium n'est pas une option dans notre application. La solution conservée consiste à associer un amplificateur faible bruit directement aux bornes du micro-récepteur.

Par simulation nous avons montré que cette solution permet d'atteindre la sensibilité recherchée par rapport à notre application, malgré les pertes intrinsèques au micro-récepteur. Un amplificateur avec une figure de bruit de 2 dB est suffisant. Les résultats obtenus en associant une bobine de surface à un amplificateur faible bruit, vérifient les avantages apportés par cette solution en RMN.

Ces résultats ont été obtenus grâce à l'optimisation du circuit d'adaptation entre la bobine et le LNA. Nous avons conclu que les critères à prendre en compte sont la transmission du signal (pour éviter des réflexions et donc la perturbation des mesures) et le facteur de surtension à la fréquence de résonance. Ce dernier permet aussi de réduire la figure de bruit à la sortie du LNA.

L'adaptation en bruit avec une impédance de bruit optimale à l'entrée du LNA n'a pas un impact très important sur la figure de bruit à la sortie de l'amplificateur. En effet, si l'impédance de la source n'est pas adaptée complètement à l'impédance de bruit optimale, la figure de bruit n'est pas très affectée si la résistance de bruit n'est pas très élevée [182].

Perspectives

– **Interconnexions et micro-pistes :**

D'après nos résultats, la résistance des micro-pistes provoque une chute du RSB ainsi qu'une forte réduction de la sensibilité de la micro-bobine. Il est donc indispensable d'approfondir le travail d'optimisation de ces lignes de transmission afin de proposer des solutions qui ne perturbent pas les mesures de la bobine ni son facteur de qualité.

Si nous comparons la résistance de la première version et celle du micro-récepteur proposée dans ce travail, la différence entre les résistances est d'environ dix fois plus élevée. Cette différence peut se justifier, en partie, par la qualité de fabrication du capteur, mais principalement par l'utilisation de l'underpass.

Des mesures complementaires ont montré que la résistance des micro-pistes, sans les underpass et les plots, est de 1,9 Ω et leur inductance est de 2 nH à 200 MHz. Ceci correspond aux valeurs obtenues par les simulations des guides d'onde coplanaires présentés dans le paragraphe 2.3.2.

La différence entre ces valeurs et les caractéristiques tracées dans la figure 3.3.12, correspondant aux micro-pistes plus les underpass et les plots, est de 7,5 Ω et 2,7 nH. On peut donc associer ces perters supplémentaires aux underpass et aux plots.

En effet, calculée par le principe de segmentation, la résistance équivalente de l'underpass vaut 6,4 Ω. D'après nos calculs, si l'épaisseur de cette interconnexion est augmentée à 1,5 µm, la résistance de l'underpass vaudrait 0,7 Ω.

Une autre solution est de fabriquer un pont à air épais par dessus de la micro-bobine et des micro-pistes, avec la même profondeur de cuivre que celles-ci. Cependant, cette solution est plus difficile à mettre en oeuvre car elle requiert deux étapes d'électrodéposition.

– **Implantation et biocompatibilité :**

Le traitement de surface vis à vis de l'implantation a été présenté dans le corpus de cette thèse.

Le contact entre le tissu cérébral et les micro-pistes pourrait provoquer des pertes considérables [225, 226] à cause des propriétés diélectriques et conductives des tissus biologiques [227, 228, 229]. Ainsi, l'encapsulation du conducteur est nécessaire pour éviter des pertes dues au contact avec le tissu biologique.

Afin de réduire ces pertes et de rendre biocompatible notre micro-récepteur RMN [225], nous pouvons ajouter une couche de PolyDiMéthySiloxane (PDMS) par spin coating. La biocompatibilité de ce polymère ainsi que ses propriétés électriques sont rapportées par Fuard et Mata [230, 231]. La permittivité du PDMS est de 2,65 et sa tangente de pertes est de $1\,10^{-3}$ à 100 MHz. D'autres matériaux biocompatibles sont listés par Kotzar [232].

De tests d'échauffement du micro-récepteur seraient nécessaires car l'augmentation de la température des dispositifs implantés lors des séances de RMN ont été rapportés [233, 234]. Si notre micro-capteur chauffe, il faut que le matériel d'encapsulation ait un faible coefficient thermique pour empêcher la diffusion de la chaleur dans le tissu cérébral.

– **Circuit de conditionnement du signal :**

Le premier point à considérer par rapport au circuit de conditionnement du signal est d'ajouter le découplage en amont du LNA. Ceci peut être réalisé avec un découplage classique basé sur un circuit déphaseur avec une diode PIN ou bien avec un circuit à capacités commutées. Ce dernier offrirait la possibilité d'accorder la micro-bobine à différentes fréquences, et permettrait l'utilisation du même circuit pour effectuer des mesures sur l'ensemble de fréquences qui nous intéressent.

Un LNA différentiel large bande intégré [235], avec un ajustement interne de la fréquence de résonance, nous permettrait d'éviter l'augmentation des pertes ou du bruit que le circuit de découplage pourrait apporter. De plus, l'utilisation d'un amplificateur intégré conçu spécifiquement pour être associé avec notre micro-récepteur, nous permettrait de surmonter les difficultés rencontrées en termes de transmission de signal.

Ce circuit pourrait être monté sur le substrat de verre à l'extrémité du micro-récepteur et relié à celui-ci par des techniques de wire-bonding ou flip-chip. Le circuit n'étant pas implanté, il pourrait être encapsulé par une cage de Faraday.

D'après l'état de l'art sur des micro-systèmes RMN, la conception d'un LNA dédié à notre application permettrait d'obtenir des RSB élevés. Or, si le RSB est surévalué, il serait possible de réduire les dimentions de la micro-bobine pour la rendre moins invasive, tout en conservant la sensibilité du micro-capteur.

Conclusion Générale

Ce travail de thèse nous a permis d'établir des solutions précises afin de répondre aux objectifs fixés en termes d'amélioration de la sensibilité, des aspects post-implantation et de la biocompatibilité du micro-récepteur RMN étudié.

Nous avons conclu que la fabrication par électrodéposition du micro-récepteur sur un substrat de verre est la meilleure alternative à notre application. Le modèle polynomial développé, nous a permis d'évaluer le comportement électrique RF du micro-capteur et de proposer des axes de recherche afin de l'optimiser.

Ce modèle polynomial nous a permis d'extraire les caractéristiques électriques de différentes configurations de micro-récepteurs et de sélectionner celui-qui présentait les meilleures performances en terme de sensibilité.

L'analyse des systèmes et micro-systèmes récepteur RMN nous a permis de choisir une solution d'amplification locale compatible avec l'environnement magnétique RMN.

Grâce aux simulations de l'association du micro-récepteur avec un LNA commercial et aux mesures effectuées avec une bobine réceptrice de surface en RMN, nous avons montré que l'amplification locale avec un circuit d'adaptation optimisé nous permettrait d'atteindre la sensibilité recherchée par rapport aux contraintes fixées.

Faute de temps, nous n'avons pas pu fabriquer une version corrigée du micro-récepteur afin de valider nos hypothèses. Toutefois, nous avons proposé des solutions concrètes qui permettraient de résoudre les problématiques étudiées.

Bibliographie

[1] R. Eisberg, R. Resnick, and J. Brown, "Quantum physics of atoms, molecules, solids, nuclei, and particles," *Physics Today*, vol. 39, no. 3, p. 110, 1986. [Online]. Available : http://scitation.aip.org/content/aip/magazine/physicstoday/article/39/3/10.1063/1.2814935

[2] N. Bloembergen, E. Purcell, and R. Pound, "Relaxation effects in nuclear magnetic resonance absorption," *Physical Review*, vol. 73, no. 7, pp. 679–712, Apr. 1948. [Online]. Available : http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.73.679

[3] R. J. Abraham, J. Fisher, and P. Loftus, "Introduction to NMR spectroscopy," *Magnetic Resonance in Chemistry*, vol. 27, no. 10, p. 1004, Oct. 1989. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/mrc.1260271020

[4] H. D. W. Hill and R. E. Richards, "Limits of measurement in magnetic resonance," *Journal of Physics E : Scientific Instruments*, vol. 1, no. 10, pp. 977–983, Oct. 1968. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/0022-3735/1/i=10/a=202?key=crossref.056bddde40bc2c544531b5c36e9c9b72

[5] T. B. Coplen, J. K. Bohlke, P. De Bievre, T. Ding, N. E. Holden, J. A. Hopple, H. R. Krouse, A. Lamberty, H. S. Peiser, K. Revesz, S. E. Rieder, K. J. R. Rosman, E. Roth, P. D. P. Taylor, R. D. Vocke, and Y. K. Xiao, "Isotope-abundance variations of selected elements (IUPAC technical report)," *Pure and Applied Chemistry*, vol. 74, no. 10, Jan. 2002. [Online]. Available : http://www.degruyter.com/view/j/pac.2002.74.issue-10/pac200274101987/pac200274101987.xml

[6] K. J. R. Rosman and P. D. P. Taylor, "Isotopic compositions of the elements 1997 (technical report)," *Pure and Applied Chemistry*, vol. 70, no. 1, pp. 217–235, 1998. [Online]. Available : http://iupac.org/publications/pac/70/1/0217/

[7] C. J. Yeung and E. Atalar, "A green's function approach to local rf heating in interventional MRI," *Medical Physics*, vol. 28, no. 5, pp. 826–832, 2001. [Online]. Available : http://scitation.aip.org/content/aapm/journal/medphys/28/5/10.1118/1.1367860

[8] FDA, "Criteria for significant risk investigations of magnetic resonance diagnostic devices - guidance for industry and food and drug administration staff," Jul. 2014. [Online]. Available : http://www.fda.gov/MedicalDevices/DeviceRegulationandGuidance/GuidanceDocuments/ucm072686.htm

[9] C. M. Collins, S. Li, and M. B. Smith, "SAR and b1 field distributions in a heterogeneous human head model within a birdcage coil," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 40, no. 6, pp. 847–856, Dec. 1998. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/mrm.1910400610

[10] T. S. Ibrahim, R. Lee, B. A. Baertlein, and P.-M. L. Robitaille, "B1 field homogeneity and SAR calculations for the birdcage coil," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 46, no. 2, pp. 609–619, Feb. 2001. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/0031-9155/46/i=2/a=324?key=crossref.0994d6ec5369aa0fe443b5ca31616adf

[11] C. M. Collins and Z. Wang, "Calculation of radiofrequency electromagnetic fields and their effects in MRI of human subjects," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 65, no. 5, pp. 1470–1482, May 2011. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/mrm.22845

[12] A.-M. M. El-Sharkawy, D. Qian, P. A. Bottomley, and W. A. Edelstein, "A multichannel, real-time MRI RF power monitor for independent SAR determination," *Medical Physics*, vol. 39, no. 5, p. 2334, 2012. [Online]. Available : http://scitation.aip.org/content/aapm/journal/medphys/39/5/10.1118/1.3700169

[13] J. Vaughan, M. Garwood, C. Collins, W. Liu, L. DelaBarre, G. Adriany, P. Andersen, H. Merkle, R. Goebel, M. Smith, and K. Ugurbil, "7t vs. 4t : RF power, homogeneity, and signal-to-noise comparison in head images," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 46, no. 1, pp. 24–30, Jul. 2001. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/mrm.1156

[14] F. D. Doty, G. Entzminger, and Y. A. Yang, "Magnetism in high-resolution NMR probe design. i : General methods," *Concepts in Magnetic Resonance*, vol. 10, no. 3, pp. 133–156, 1998. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/%28SICI%291099-0534%281998%2910%3A3%3C133%3A%3AAID-CMR1%3E3.0.CO%3B2-Y

[15] F. Bloch, "Nuclear induction," *Physical Review*, vol. 70, no. 7-8, pp. 460–474, Oct. 1946. [Online]. Available : http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.70.460

[16] C. Cudalbu, V. Mlynarik, and R. Gruetter, "Handling macromolecule signals in the quantification of the neurochemical profile," *Journal of Alzheimer's Disease*, vol. 31, no. s3, pp. S101–S115, 2012. [Online]. Available : http://www.medra.org/servlet/aliasResolver?alias=iospress&genre=article&issn=1387-2877&volume=31&supp=3&spage=S101

[17] World Health Organization and Alzheimer's Disease International, *Dementia a public health priority.* Geneva ; London : World Health Organization ; Alzheimer's Disease International, 2012. [Online]. Available : http://whqlibdoc.who.int/publications/2012/9789241564458_eng.pdf

[18] W. E. Klunk, H. Engler, A. Nordberg, Y. Wang, G. Blomqvist, D. P. Holt, M. Bergstrom, I. Savitcheva, G.-F. Huang, S. Estrada, B. Ausen, M. L. Debnath, J. Barletta, J. C. Price, J. Sandell, B. J. Lopresti, A. Wall, P. Koivisto, G. Antoni, C. A. Mathis, and B. Langstrom, "Imaging brain amyloid in alzheimer's disease

with pittsburgh compound-b," *Annals of Neurology*, vol. 55, no. 3, pp. 306–319, Mar. 2004. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/ana.20009

[19] S. A. Small, W. Y. Tsai, R. DeLaPaz, R. Mayeux, and Y. Stern, "Imaging hippocampal function across the human life span : Is memory decline normal or not ?" *Annals of Neurology*, vol. 51, no. 3, pp. 290–295, Mar. 2002. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/ana.10105

[20] F. Hulstaert, K. Blennow, A. Ivanoiu, H. C. Schoonderwaldt, M. Riemenschneider, P. P. De Deyn, C. Bancher, P. Cras, J. Wiltfang, P. D. Mehta, K. Iqbal, H. Pottel, E. Vanmechelen, and H. Vanderstichele, "Improved discrimination of AD patients using b-amyloid (1-42) and tau levels in CSF," *Neurology*, vol. 52, pp. 1555–1562, 1999.

[21] M. Mapstone, A. K. Cheema, M. S. Fiandaca, X. Zhong, T. R. Mhyre, L. H. MacArthur, W. J. Hall, S. G. Fisher, D. R. Peterson, J. M. Haley, M. D. Nazar, S. A. Rich, D. J. Berlau, C. B. Peltz, M. T. Tan, C. H. Kawas, and H. J. Federoff, "Plasma phospholipids identify antecedent memory impairment in older adults," *Nature Medicine*, vol. 20, no. 4, pp. 415–418, Mar. 2014. [Online]. Available : http://www.nature.com/doifinder/10.1038/nm.3466

[22] H. M. Snyder, M. C. Carrillo, F. Grodstein, K. Henriksen, A. Jeromin, S. Lovestone, M. M. Mielke, S. O'Bryant, M. Sarasa, M. Sjogren, H. Soares, J. Teeling, E. Trushina, M. Ward, T. West, L. J. Bain, D. W. Shineman, M. Weiner, and H. M. Fillit, "Developing novel blood-based biomarkers for alzheimer's disease," *Alzheimer's & Dementia*, vol. 10, no. 1, pp. 109–114, Jan. 2014. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S155252601302877X

[23] D. A. McCormick, "Neurotransmitter actions in the thalamus and cerebral cortex and their role in neuromodulation of thalamocortical activity," *Progress in Neurobiology*, vol. 39, no. 4, pp. 337–388, Oct. 1992. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0301008292900124

[24] M. Steriade, S. Datta, D. Pare, G. Oakson, and R. Curro Dossi, "Neuronal activities in brain-stem cholinergic nuclei related to tonic activation processes in thalamocortical systems," *The Journal of Neuroscience*, vol. 10, no. 8, pp. 2541–2559, Aug. 1990. [Online]. Available : http://www.jneurosci.org/content/10/8/2541.abstract

[25] G. Wenk, "The nucleus basalis magnocellularis cholinergic system : One hundred years of progress," *Neurobiology of Learning and Memory*, vol. 67, no. 2, pp. 85–95, Mar. 1997. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1074742796937570

[26] P. T. Francis, A. M. Palmer, M. Snape, and G. K. Wilcock, "The cholinergic hypothesis of alzheimer's disease : a review of progress," *Journal of Neurology, Neurosurgery & Psychiatry*, vol. 66, no. 2, pp. 137–147, Feb. 1999. [Online]. Available : http://jnnp.bmj.com/cgi/doi/10.1136/jnnp.66.2.137

[27] G. Paxinos, *The rat brain in stereotaxic coordinates*, 4th ed. San Diego : Academic Press, 1998. [Online]. Available : http://fr.scribd.com/doc/50995898/The-Rat-Brain-in-Stereotaxic-Coordinates-Sixth-Edition

[28] K. J. Reinikainen, H. Soininen, and P. J. Riekkinen, "Neurotransmitter changes in alzheimer's disease : Implications to diagnostics and therapy," *Journal of Neuroscience Research*, vol. 27, no. 4, pp. 576–586, Dec. 1990. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/jnr.490270419

[29] V. Govindaraju, K. Young, and A. A. Maudsley, "Proton NMR chemical shifts and coupling constants for brain metabolites," *NMR in Biomedicine*, vol. 13, no. 3, pp. 129–153, May 2000. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/1099-1492%28200005%2913%3A3%3C129%3A%3AAID-NBM619%3E3.0.CO%3B2-V

[30] G. B. Frisoni, N. C. Fox, C. R. Jack, P. Scheltens, and P. M. Thompson, "The clinical use of structural MRI in alzheimer disease," *Nature Reviews Neurology*, vol. 6, no. 2, pp. 67–77, Feb. 2010. [Online]. Available : http://www.nature.com/doifinder/10.1038/nrneurol.2009.215

[31] H. Nyquist, "Thermal agitation of electric charge in conductors," *Physical Review*, vol. 32, no. 1, pp. 110–113, Jul. 1928. [Online]. Available : http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.32.110

[32] T. Peck, R. Magin, and P. Lauterbur, "Design and analysis of microcoils for NMR microscopy," *Journal of Magnetic Resonance, Series B*, vol. 108, no. 2, pp. 114–124, Aug. 1995. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1064186685711120

[33] J. F. White, *High frequency techniques : an introduction to RF and microwave engineering*. Hoboken, N.J : IEEE Press ; Wiley-Interscience, 2004.

[34] D. Gadian and F. Robinson, "Radiofrequency losses in NMR experiments on electrically conducting samples," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 34, no. 2, pp. 449–455, May 1979. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0022236479900234

[35] B. Suits, A. Garroway, and J. Miller, "Surface and gradiometer coils near a conducting body : The lift-off effect," *Journal of Magnetic Resonance*, vol. 135, no. 2, pp. 373–379, Dec. 1998. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1090780798916081

[36] D. Hoult and P. C. Lauterbur, "The sensitivity of the zeugmatographic experiment involving human samples," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 34, no. 2, pp. 425–433, May 1979. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0022236479900192

[37] M. Decorps, P. Blondet, H. Reutenauer, J. Albrand, and C. Remy, "An inductively coupled, series-tuned NMR probe," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 65, no. 1, pp. 100–109, Oct. 1985. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0022236485903786

[38] W. Edelstein, C. Hardy, and O. Mueller, "Electronic decoupling of surface-coil receivers for NMR imaging and spectroscopy," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 67, no. 1, pp. 156–161, Mar. 1986. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/002223648690421X

[39] M. Gueron and J. Leroy, "NMR of water protons. the detection of their nuclear-spin noise, and a simple determination of absolute probe sensitivity based on radiation damping," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 85, no. 1, pp. 209–215, Oct. 1989. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0022236489903387

[40] D. Hoult and N. Ginsberg, "The quantum origins of the free induction decay signal and spin noise," *Journal of Magnetic Resonance*, vol. 148, no. 1, pp. 182–199, Jan. 2001. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1090780700922298

[41] M. McCoy and R. Ernst, "Nuclear spin noise at room temperature," *Chemical Physics Letters*, vol. 159, no. 5-6, pp. 587–593, Jul. 1989. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0009261489875372

[42] J. Schlagnitweit, J.-N. Dumez, M. Nausner, A. Jerschow, B. Elena-Herrmann, and N. Muller, "Observation of NMR noise from solid samples," *Journal of Magnetic Resonance*, vol. 207, no. 1, pp. 168–172, Nov. 2010. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1090780710002569

[43] E. Bendet-Taicher, N. Muller, and A. Jerschow, "Dependence of NMR noise line shapes on tuning, matching, and transmission line properties : Influence of the cable length connecting the preamplifier and the probe circuit," *Concepts in Magnetic Resonance Part B : Magnetic Resonance Engineering*, vol. 44, no. 1, pp. 1–11, Feb. 2014. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/cmr.b.21253

[44] M. Nausner, J. Schlagnitweit, V. Smrecki, X. Yang, A. Jerschow, and N. Muller, "Non-linearity and frequency shifts of nuclear magnetic spin-noise," *Journal of Magnetic Resonance*, vol. 198, no. 1, pp. 73–79, May 2009. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1090780709000263

[45] D. Hoult, "The NMR receiver : A description and analysis of design," *Progress in Nuclear Magnetic Resonance Spectroscopy*, vol. 12, no. 1, pp. 41–77, Jan. 1978. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0079656578800028

[46] D. Hoult and R. Richards, "The signal-to-noise ratio of the nuclear magnetic resonance experiment," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 24, no. 1, pp. 71–85, Oct. 1976. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/002223647690233X

[47] A. G. Webb, "Radiofrequency microcoils in magnetic resonance," *Prog. Nucl. Mag. Res. Sp.*, vol. 31, no. 1, pp. 1–42, Jul. 1997. [Online]. Available : http://www.sciencedirect.com.gate2.inist.fr/science/article/pii/S0079656597000046

[48] M. E. Lacey, R. Subramanian, D. L. Olson, A. G. Webb, and J. V. Sweedler, "High-resolution NMR spectroscopy of sample volumes from 1 nano liter to 10 micro liters," *Chem. Rev.*, no. 99, pp. 3133–3152, 1999. [Online]. Available : http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/chin.199951296/full

[49] L. A. Currie, "Detection and quantification limits : origins and historical overview," *Analytica Chimica Acta*, vol. 391, no. 2, pp. 127–134, May 1999. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0003267099001051

[50] G. Boero, "Integrated NMR probe for magnetometry," Ph.D. dissertation, EPFL, Lausanne, Switzerland, Aug. 2000, DOI : 10.5075/epfl-thesis-2211. [Online]. Available : http://library.epfl.ch/theses/?nr=2211

[51] N. Baxan, "Mise en oeuvre de microantennes RMN en perspective d'etude in vivo de metabolites par spectroscopie," Ph. D. Thesis, Univesite Claude Bernard - Lyon 1, Lyon, France, Nov. 2008.

[52] N. Baxan, H. Rabeson, G. Pasquet, J.-F. Chateaux, A. Briguet, P. Morin, D. Graveron-Demilly, and L. Fakri-Bouchet, "Limit of detection of cerebral metabolites by localized NMR spectroscopy using microcoils," *Comptes Rendus Chimie*, vol. 11, no. 4-5, pp. 448–456, Apr. 2008. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1631074807002366

[53] N. Baxan, A. Rengle, J.-F. Chateaux, A. Briguet, G. Pasquet, P. Morin, and L. Fakri-Bouchet, "NMR planar micro coils for micro spectroscopy : Design and characterisation." IEEE, Aug. 2006, pp. 4314–4317. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4462755

[54] L. Fakri-Bouchet, N. Baxan, A. Rengle, J.-F. Chateaux, G. Pasquet, P. Morin, and A. Briguet, "Micro antenne implantable pour la micro spectroscopie RMN," in *12 eme Colloque National de la Recherche en IU*, 2006.

[55] A. Kadjo, N. Baxan, A. Briguet, D. Graveron-Demilly, L. Fakri-Bouchet, R. Cespuglio, and C. Rousset, "In vivo animal NMR studies using implantable micro coil," in *IEEE Imaging Systems and Techniques*. IEEE, Sep. 2008, pp. 294–296. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4659987

[56] A. Kadjo, "Micro-capteur implantables : Etude des criteres de performance en vue de l'optimisation des acquisitions par spectroscopie RMN in vivo," Ph. D. Thesis, Universite Claude Bernard Lyon1, Lyon, France, Oct. 2011.

[57] J. Trejo-Rosillo, A. Kadjo, and L. Fakri-Bouchet, "Optimum remote tuning/matching NMR probe achieved with a suitable transmission line length and a suitable local tuning/matching circuit," *Sensor Letters*, vol. 9, no. 6, pp. 2371–2375, Dec. 2011. [Online]. Available : http://openurl.ingenta.com/content/xref?genre=article&issn=1546-198X&volume=9&issue=6&spage=2371

[58] R. Fillon, E. Delgado, P. MacConnelee, and R. Beaupre, "A high performance polymer thin film power electronics packaging technology," in *International Symposium on Microelectronics*, vol. 4931. Denver : SPIE, 2002, pp. pp. 408–414.

[59] C. Massin, G. Boero, F. Vincent, J. Abenhaim, P.-A. Besse, and R. Popovic, "High-q factor RF planar microcoils for micro-scale NMR spectroscopy," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 97-98, pp. 280–288, 2002. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0924424701008470

[60] Y. Cao, R. Groves, X. Huang, N. Zamdmer, J.-O. Plouchart, R. Wachnik, T.-J. King, and C. Hu, "Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 419–426, Mar. 2003. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1183848

[61] J. Chen and J. J. Liou, "On-chip spiral inductors for RF applications : An overview," *JSTS*, vol. 4, no. 3, pp. 149–167, 2004. [Online]. Available : http://www.koreascience.or.kr/article/ArticleFullRecord.jsp?cn=E1STAN_2004_v4n3_149

[62] J.-B. Yoon, B.-I. Kim, Y.-S. Choi, and E. Yoon, "3-d construction of monolithic passive components for RF and microwave ICs using thick-metal surface micromachining technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 279–288, Jan. 2003. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1159641

[63] J. del Pino, R. Diaz, and S. Khemchandani, "Area reduction techniques for full integrated distributed amplifier," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 64, no. 11, pp. 1055–1062, 2010. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1434841109003495

[64] H. Feng, G. Jelodin, K. Gong, R. Zhan, Q. Wu, C. Chen, and A. Wang, "Super compact RFIC inductors in 0.18 Îijm CMOS with copper interconnects," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Piscataway, New Jersey, 2002, pp. 443–446. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1012087

[65] C.-C. Tang, C.-H. Wu, and S.-I. Liu, "Miniature 3-d inductors in standard CMOS process," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 4, pp. 471–480, Apr. 2002. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=991385

[66] C. Populaire, B. Remaki, M. Armenean, E. Perrin, O. Beuf, H. Saint-Jalmes, and D. Barbier, "Integrated RF micro-coils on porous silicon." IEEE, 2004, pp. 1064–1066. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1426358

[67] J. Lopez-Villegas, J. Samitier, C. Cane, P. Losantos, and J. Bausells, "Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 1, pp. 76–83, Jan.

2000. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=817474

[68] J.-B. Yoon, Y.-S. Choi, B.-I. Kim, Y. Eo, and E. Yoon, "CMOS-compatible surface-micromachined suspended-spiral inductors for multi-GHz silicon RF ICs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 23, no. 10, pp. 591–593, Oct. 2002. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1039177

[69] M. Ohnmacht, V. Seidemann, and S. Buttgenbach, "Microcoils and microrelays : an optimized multilayer fabrication process," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 83, no. 1-3, pp. 124 – 129, 2000. [Online]. Available : http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424700002867

[70] W. Ruythooren, E. Beyne, J.-P. Celis, and J. De Boeck, "Integrated high-frequency inductors using amorphous electrodeposited co-p core," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 3498–3500, Sep. 2002.

[71] H. Erzgraber, M. Pierschel, G. Fischer, T. Grabolla, and A. Wolff, "High performance integrated spiral inductors based on a minimum AC difference voltage principle." IEEE, 2000, pp. 71–74. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=844301

[72] S.-G. Lee, G.-J. Ihm, and W.-C. Song, "Design and analysis of symmetric dual-layer spiral inductors for RF integrated circuits." IEEE, 1999, pp. 5–8. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=824011

[73] B.-L. Ooi, D.-X. Xu, and P.-S. Kooi, "A comprehensive explanation on the high quality characteristics of symmetrical octagonal spiral inductor." IEEE, 2003, pp. 259–262. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1213939

[74] Y. Tang, B. Liu, L. Zhang, J. Pan, L. Yang, and Y. Wang, "Modeling of double-pi equivalent circuit for on-chip symmetric spiral inductors," *Solid-State Electronics*, vol. 52, no. 7, pp. 1058–1063, Jul. 2008. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038110108000816

[75] C. Yue and S. Wong, "Physical modeling of spiral inductors on silicon," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, no. 3, pp. 560–568, 2000. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=824729

[76] S. Beng, Y. Seng, S. Chu, L. Chan, and C. Kok-Wai, *Low noise inductor using electrically floating high resistive and grounded low resistive patterned shield.* Google Patents, Aug. 2004, US Patent 6,777,774. [Online]. Available : http://www.google.com/patents/US6777774

[77] L. Tiemeijer, D. Leenaerts, N. Pavlovic, and R. Havens, "Record q spiral inductors in standard CMOS." IEEE, 2001, pp. 40.7.1–40.7.3. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=979674

[78] K. Buyuktas, K. Koller, K.-H. Muller, and A. Geiselbrechtinger, "A new process for on-chip inductors with high q-factor performance," *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2010, pp. 1–9, 2010. [Online]. Available : http://www.hindawi.com/journals/ijmst/2010/517187/

[79] R. Ribas, J. Lescot, J.-L. Leclercq, J. Karam, and F. Ndagijimana, "Micromachined microwave planar spiral inductors and transformers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 8, pp. 1326–1335, Aug. 2000. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=859477

[80] H. Yoshida, H. Suzuki, Y. Kinoshita, H. Fujii, and T. Yamazaki, "An RF BiCMOS process using high f/sub SR/ spiral inductor with premetal deep trenches and a dual recessed bipolar collector sink." IEEE, 1998, pp. 213–216. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=746328

[81] J. Zou, C. Liu, D. Trainor, J. Chen, J. Schutt-Aine, and P. Chapman, "Development of three-dimensional inductors using plastic deformation magnetic assembly (PDMA)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1067–1075, Apr. 2003. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1193115

[82] J. Zou, J. Chen, C. Liu, and J. Schutt-Aine, "Plastic deformation magnetic assembly (PDMA) of out-of-plane microstructures : Technology and application," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 10, no. 2, pp. 302–309, Jun. 2001. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=925791

[83] J.-B. Yoon, B.-I. Kim, Y.-S. Choi, and E. Yoon, "3-d construction of monolithic passive components for RF and microwave ICs using thick-metal surface micromachining technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 279–288, Jan. 2003. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1159641

[84] C. Yue and S. Wong, "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for si-based RF ICs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 5, pp. 743–752, May 1998. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=668989

[85] G. Gauthier, A. Courtay, and G. Rebeiz, "Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constant substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 8, pp. 1310–1314, Aug. 1997.

[86] A. Mobashsher, M. Islam, and N. Misran, "A novel high-gain dual-band antenna for RFID reader applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 653–656, 2010.

[87] Y. Tikhov, I. S. Song, J. H. Won, and J. P. Kim, "Compact broadband transition from double-ridge waveguide to coaxial line," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 6, pp. 530–532, Mar. 2003.

[88] M. Weiss, "Microstrip antennas for millimeter waves," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 171–174, Jan. 1981.

[89] N. Talwalkar, C. Yue, and S. Wong, "Analysis and synthesis of on-chip spiral inductors," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 2, pp. 176–182, 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1386585

[90] S. M. Sze, *Physics of semiconductor devices*, 3rd ed. Hoboken, N.J : Wiley-Interscience, 2007.

[91] J. Burghartz, M. Bartek, B. Rejaei, P. Sarro, A. Polyakov, N. Pham, E. Boullaard, and K. Ng, "Substrate options and add-on process modules for monolithic RF silicon technology." IEEE, 2002, pp. 17–23. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1042878

[92] J. N. Burghartz, D. C. Edelstein, M. Soyuer, S. Member, S. Member, H. A. Ainspan, and K. A. Jenkins, "RF circuit design aspects of spiral inductors on silicon," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 33, pp. 2028–2034, 1998.

[93] S. M. Sze, *Semiconductor devices, physics and technology*, 2nd ed. Wiley, 2002.

[94] Y. Wu, H. Gamble, B. Armstrong, V. Fusco, and J. Stewart, "SiO2 interface layer effects on microwave loss of high-resistivity CPW line," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 9, no. 1, pp. 10–12, Jan. 1999.

[95] Agilent-Technologies, "Advanced design system (ADS 2008)," 2014. [Online]. Available : www.home.agilent.com

[96] F. Chollet and H. B. Liu, "A (not so) short introduction to MEMS," Jan. 2014. [Online]. Available : http://memscyclopedia.org/introMEMS.html

[97] B. E. Deal and A. S. Grove, "General relationship for the thermal oxidation of silicon," *Journal of Applied Physics*, vol. 36, no. 12, p. 3770, 1965. [Online]. Available : http://scitation.aip.org/content/aip/journal/jap/36/12/10.1063/1.1713945

[98] T. Truong-Cong, "Optimisation par approche physique des micro-antennes RMN fabriquees par techniques microelectroniques : Etude theorique et experimentale," Ph.D. dissertation, INSA de Lyon, Lyon, France, Jul. 2014.

[99] J.-B. Biot and F. Savart, "Note sur le magnetisme de la pile de volta," *Ann. chim. phys*, vol. 15, pp. 222–223, 1820.

[100] F. Grover, *Inductance Calculations : Working Formulas and Tables.* Instrument Society of America, 1973. [Online]. Available : http://books.google.fr/books?id=enpwPAAACAAJ

[101] C. Hoer and C. Love, "Exact inductance equations for rectangular conductors with applications to more complicated geometries," *Journal of Research of the National*

Bureau of Standards, Section C : Engineering and Instrumentation, vol. 69C, no. 2, p. 127, Apr. 1965. [Online]. Available : http://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/jres/69C/jresv69Cn2p127_A1b.pdf

[102] S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. Boyd, and T. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419–1424, Oct. 1999. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=792620

[103] Z. Piatek and B. Baron, "Exact closed form formula for self inductance of conductor of rectangular cross section," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 26, pp. 225–236, 2012. [Online]. Available : http://www.jpier.org/PIERM/pier.php?paper=12080314

[104] E. B. Rosa and L. Cohen, "On the self-inductance of circles," *Bulletin of the Bureau of Standards*, vol. 4, no. 1, p. 149, Dec. 1907. [Online]. Available : http://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/bulletin/04/nbsbulletinv4n1p149_A2b.pdf

[105] A. E. Ruehli, "Inductance calculations in a complex integrated circuit environment," *IBM Journal of Research and Development*, vol. 16, no. 5, pp. 470–481, Sep. 1972. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5391464

[106] T. Truong-Cong, J. Trejo-Rosillo, P. H. Dang, P. Poulichet, H. H. Pham, A. Fakri, and L. Fakri-Bouchet, "The inductance of the straight conductors and the planar coils of rectangular cross section," *(accepte, en cours de revision) IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jun. 2014.

[107] Y.-S. Choi and J.-B. Yoon, "Experimental analysis of the effect of metal thickness on the quality factor in integrated spiral inductors for RF ICs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, no. 2, pp. 76–79, Feb. 2004. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1263632

[108] M. Bhattacharya, "Analysis of broadside offset coupled strips for broadband filter applications." IEEE, Dec. 2009, pp. 1–5. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5430652

[109] L. G. Maloratsky, "Reviewing the basics of microstrip," *Microwaves RF*, vol. 39, pp. 79–88, 2000.

[110] P. Mendes, S. Sinaga, A. Polyakov, M. Bartek, J. Burghartz, and J. Correia, "Wafer-level integration of on-chip antennas and RF passives using high-resistivity polysilicon substrate technology." IEEE, 2004, pp. 1879–1884. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1320376

[111] A. Reyes, S. El-Ghazaly, S. Dorn, M. Dydyk, D. Schroder, and H. Patterson, "Coplanar waveguides and microwave inductors on silicon substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 9, pp. 2016–2022, Sep. 1995. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=414534

[112] B. E. Deal, M. Sklar, A. S. Grove, and E. H. Snow, "Characteristics of the surface-state charge (qss) of thermally oxidized silicon," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 114, no. 3, p. 266, 1967. [Online]. Available : http://jes.ecsdl.org/cgi/doi/10.1149/1.2426565

[113] R. Liu, C.-S. Pai, and E. Martinez, "Interconnect technology trend for microelectronics," *Solid-State Electronics*, vol. 43, no. 6, pp. 1003–1009, Jun. 1999. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038110199000155

[114] G. Ensell, D. Banks, D. Ewins, W. Balachandran, and P. Richards, "Silicon-based microelectrodes for neurophysiology fabricated using a gold metallization/nitride passivation system," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 5, no. 2, pp. 117–121, 1996. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=506199

[115] J. Chen, K. Wise, J. Hetke, and S. Bledsoe, "A multichannel neural probe for selective chemical delivery at the cellular level," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 44, no. 8, pp. 760–769, 1997. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=605435

[116] P. Motta and J. Judy, "Multielectrode microprobes for deep-brain stimulation fabricated with a customizable 3-d electroplating process," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 52, no. 5, pp. 923–933, 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1420714

[117] K. Williams and R. Muller, "Etch rates for micromachining processing," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 5, no. 4, pp. 256–269, 1996. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=546406

[118] M. d. Labachelerie, *Techniques de fabrication des microsystemes. 2, Systemes microelectromecaniques 3D et integration de materiaux actionneurs.* Paris : Hermes science publ. : Lavoisier, 2004.

[119] P. Pal and K. Sato, "Micromachined sealed cavities by silicon wafer bonding for the formation of microstructures of desired thickness using TMAH etching," in *International Symposium on Micro-NanoMechatronics and Human Science.* IEEE, Nov. 2008, pp. 12–16. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4752414

[120] P. Pal, K. Sato, M. A. Gosalvez, and M. Shikida, "Novel wet anisotropic etching process for the realization of new shapes of silicon MEMS structures," in *International Symposium on Micro-NanoMecatronics and Human Science.* IEEE, 2007, pp. 499–504. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4420906

[121] K. Asaumi, Y. Iriye, and K. Sato, "Anisotropic-etching process simulation system MICROCAD analyzing complete 3d etching profiles of single crystal silicon," in *Micro Electro Mechanical Systems Proceedings.* IEEE, 1997, pp.

412–417. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=581877

[122] A. Koide and S. Tanaka, "Simulation of three-dimensional etch profile of silicon during orientation dependent anisotropic etching," in *Micro Electro Mechanical Systems Proceedings*. IEEE, 1997, pp. 418–423. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=581879

[123] P. Norlin, M. Kindlundh, A. Mouroux, K. Yoshida, and U. G. Hofmann, "A 32-site neural recording probe fabricated by DRIE of SOI substrates," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 12, no. 4, pp. 414–419, Jul. 2002. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/0960-1317/12/i=4/a=312?key=crossref.5ae967bc30e29798ff7cbe2733a1eb2c

[124] S. Herwik, S. Kisban, A. A. A. Aarts, K. Seidl, G. Girardeau, K. Benchenane, M. B. Zugaro, S. I. Wiener, O. Paul, H. P. Neves, and P. Ruther, "Fabrication technology for silicon-based microprobe arrays used in acute and sub-chronic neural recording," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, no. 7, p. 074008, Jul. 2009. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/0960-1317/19/i=7/a=074008?key=crossref.3eab92174279c8492c9a918b369dd978

[125] N. Vasylieva, A. Sabac, S. Marinesco, and D. Barbier, "Simple and non toxic enzyme immobilization onto platinum electrodes for detection of metabolic molecules in the rat brain using silicon micro-needles," *Procedia Engineering*, vol. 25, pp. 1361–1364, Jan. 2011. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S187770581106005X

[126] K. M. Wassum, V. M. Tolosa, J. Wang, E. Walker, H. G. Monbouquette, and N. T. Maidment, "Silicon wafer-based platinum microelectrode array biosensor for near real-time measurement of glutamate in vivo," *Sensors*, vol. 8, no. 8, pp. 5023–5036, Aug. 2008. [Online]. Available : http://www.mdpi.com/1424-8220/8/8/5023/

[127] O. Frey, P. D. van der Wal, S. Spieth, O. Brett, K. Seidl, O. Paul, P. Ruther, R. Zengerle, and N. F. de Rooij, "Biosensor microprobes with integrated microfluidic channels for bi-directional neurochemical interaction," *Journal of Neural Engineering*, vol. 8, no. 6, p. 066001, Oct. 2011. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/1741-2552/8/i=6/a=066001?key=crossref.1fde8c7f0b05a5b5f1e3a4af31c235a3

[128] Y. Cao, R. Groves, X. Huang, N. Zamdmer, J.-O. Plouchart, R. Wachnik, T.-J. King, and C. Hu, "Frequency-independent equivalent-circuit model for on-chip spiral inductors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 419–426, Mar. 2003. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1183848

[129] F. Huang, N. Jiang, and E. Bian, "Characteristic-function approach to parameter extraction for asymmetric equivalent circuit of on-chip spiral inductors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 115–119,

2006. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1573803

[130] J. Long and M. Copeland, "The modeling, characterization, and design of monolithic inductors for silicon RF IC's," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 3, pp. 357–369, Mar. 1997. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=557634

[131] J. Aguilera, J. d. No, A. Garcia-Alonso, F. Oehler, H. Hein, J. Sauerer, J. D. No, and A. G.-A. Ceit, "A guide for on-chip inductor design in a conventional CMOS process for RF applications," *Applied Microwaves & Wireless*, 2001.

[132] A. Niknejad and R. Meyer, "Analysis of eddy-current losses over conductive substrates with applications to monolithic inductors and transformers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 1, pp. 166–176, 2001. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=900004

[133] K. Okada and K. Masu, "Modeling of spiral inductors," in *Advanced Microwave Circuits and Systems, chapt 14*, V. Zhurbenko, Ed. InTech, 2010. [Online]. Available : http://www.intechopen.com/books/advanced-microwave-circuits-and-systems/modeling-of-spiral-inductors

[134] T. Dickson, M.-A. LaCroix, S. Boret, D. Gloria, R. Beerkens, and S. Voinigescu, "30-100-GHz inductors and transformers for millimeter-wave (bi)CMOS integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 1, pp. 123–133, Jan. 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1381682

[135] L. Green, "RF-inductor modeling for the 21st century," *EDN*, pp. 67–74, 2001. [Online]. Available : http://www.edn.com/design/components-and-packaging/4344111/RF-inductor-modeling-for-the-21st-century

[136] F. Neumann, *Annalen der Physik und Chemie*, vol. 143, pp. 31–44, 1846.

[137] A. Haase, F. Odol, M. Von Kienlin, J. Warnking, F. Fidler, A. Weisser, M. Nittka, E. Rommel, T. Lanz, B. Kalusche, and M. Griswold, "NMR probeheads for in vivo applications," *Concepts in Magnetic Resonance*, vol. 12, no. 6, pp. pp. 361–388, 2000.

[138] J. Roche, "Explaining electromagnetic induction : a critical re-examination. the clinical value of history in physics," *Physics Education*, vol. 22, no. 2, pp. 91–99, Mar. 1987. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/0031-9120/22/i=2/a=004?key=crossref.3474ac0dedd032c124042817e0372356

[139] J. Coonrod and B. Rautio, "Comparing microstrip and CPW performance," *Microwave Journal*, vol. 55, no. 7, pp. 74–86, 2012.

[140] C. Carpenter, "Electromagnetic induction in terms of the maxwell force instead of magnetic flux," *IEEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, vol. 146, no. 4, pp. 182–193, Jul. 1999. [Online]. Available : http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-smt_19990381

[141] J. W. S. Rayleigh, *The Theory of Sound*. Cambridge : Cambridge University Press, 1877. [Online]. Available : http://ebooks.cambridge.org/ref/id/CBO9781139058087

[142] D. I. Hoult, "The principle of reciprocity in signal strength calculations & a mathematical guide," *Magn. Reson. : Educ. J.*, vol. 12, no. 4, pp. 173–187, Jul. 2000. [Online]. Available : http://dx.doi.org/10.1002/1099-0534(2000)12:4<173::AID-CMR1>3.0.CO;2-Q

[143] D. Fleisch, *A Student's Guide to Maxwell's Equations*. Cambridge University Press, Jan. 2008. [Online]. Available : http://books.google.fr/books?hl=fr&lr=&id=I-x1MLny6y8C&oi=fnd&pg=PR7&dq=A+Student%27s+Guide+to+Maxwell%27s+Equations&ots=ylKfYs7rH3&sig=9qf8Ar4OwYjqQWrULqZQ2UKTyLY

[144] M. Hazewinkel, Ed., *Encyclopaedia of mathematics : an updated and annotated translation of the Soviet "Mathematical encyclopaedia"*. Dordrecht ; Boston : Norwell, MA, U.S.A : Reidel ; Sold and distributed in the U.S.A. and Canada by Kluwer Academic Publishers, 1988. [Online]. Available : http://www.encyclopediaofmath.org/index.php/Vector_analysis

[145] K. T. McDonald, "What does an AC voltmeter measure ?" *Princenton University*, 2008. [Online]. Available : http://physics.princeton.edu/~mcdonald/examples/voltage.pdf

[146] G. Cohn, "Electromagnetic induction," *Electrical Engineering*, vol. 68, no. 5, pp. 441–447, 1949.

[147] M. Brandolini, P. Rossi, D. Manstretta, and F. Svelto, "Toward multistandard mobile terminals - fully integrated receivers requirements and architectures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, pp. 1026–1038, Mar. 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1406308

[148] H. Friis, "Noise figures of radio receivers," *Proceedings of the IRE*, vol. 32, no. 7, pp. 419–422, Jul. 1944. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1695024

[149] A. Reykowski, S. M. Wright, and J. R. Porter, "Design of matching networks for low noise preamplifiers," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 33, no. 6, pp. 848–852, Jun. 1995. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/mrm.1910330617

[150] S. J. Dodd, G. C. Nascimiento, M.-C. Hsieh, H. Merkle, J. A. Murphy-Boesch, J. H. Chen, A. P. Koretsky, and A. C. Silva, "Modular preamplifier design and application to animal imaging at 7 and 11.7t," 2009, p. 2985.

[151] R. O. Giaquinto and J. E. Piel, "Coil performance vs. preamplifier location in the MR phased array," in *Proc. Intl. Soc. Mag. Reson. Med*, 2009, p. 4733.

[152] P. Sipila, D. Lange, S. Lechner, W. Loew, P. Gross, M. Baller, G. Wachutka, and F. Wiesinger, "Robust susceptibility-matched NMR probes for compensation of gradient field imperfections in magnetic resonance imaging." IEEE, 2007, pp.

2381–2384. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4300649

[153] P. Sipila, D. Lange, S. Lechner, W. Low, P. Gross, M. Baller, G. Wachutka, and F. Wiesinger, "Robust, susceptibility-matched NMR probes for compensation of magnetic field imperfections in magnetic resonance imaging (MRI)," *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 145-146, pp. 139–146, Jul. 2008. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0924424707008400

[154] P. Sipila, J. Tropp, S. Greding, G. Wachutka, and F. Wiesinger, "Continuous magnetic field mapping with pulsed 1h NMR probes," in *Proc. Intl. Soc. Mag. Reson. Med*, vol. 17, 2009, p. 782.

[155] D. P. Mitchell and A. N. Netravali, "Reconstruction filters in computer-graphics." ACM Press, 1988, pp. 221–228. [Online]. Available : http://portal.acm.org/citation.cfm?doid=54852.378514

[156] N. De Zanche, C. Barmet, J. A. Nordmeyer-Massner, and K. P. Pruessmann, "NMR probes for measuring magnetic fields and field dynamics in MR systems," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 60, no. 1, pp. 176–186, Jul. 2008. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/mrm.21624

[157] D. Hoult, "The origins and present status of the radio wave controversy in NMR," *Concepts in Magnetic Resonance Part A*, vol. 34A, no. 4, pp. 193–216, Jul. 2009. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/cmr.a.20142

[158] N. Muller, J. Schlagnitweit, M. Hornicakova, M. Nausner, A. Jerschow, E. Bendet-Taicher, H. Desvaux, S. Morgan, and V. SmreÄĐki, "The influence of tuning, matching and cable lengths on NMR noise spectra," in *Central European NMR Meeting*, 2011.

[159] J. Anders, S. Reymond, G. Boero, and K. Scheffler, "A low-noise CMOS receiver frontend for NMR-based surgical guidance," *ICBME 2008*, pp. pp. 89–93, 2009. [Online]. Available : http://www.springerlink.com/content/hn7727h7r3mu08l2/

[160] A. Hassibi, A. Babakhani, and A. Hajimiri, "A spectral-scanning nuclear magnetic resonance imaging (MRI) transceiver," *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 44, no. 6, pp. 1805–1813, 2009. [Online]. Available : http://cat.inist.fr/?aModele=afficheN&cpsidt=21803973

[161] Y. Liu, N. Sun, H. Lee, R. Weissleder, and D. Ham, "CMOS mini nuclear magnetic resonance system and its application for biomolecular sensing," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers*, San Francisco, CA, US, Feb. 2008, pp. 140 – 602. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=4523096

[162] N. Sun, T.-J. Yoon, H. Lee, W. Andress, R. Weissleder, and D. Ham, "Palm NMR and 1-chip NMR," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 1, pp. 342 – 352, Oct. 2010. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=5604668

[163] J. Anders, G. Chiaramonte, P. SanGiorgio, and G. Boero, "A single-chip array of NMR receivers," *Journal of Magnetic Resonance*, vol. 201, no. 2, pp. 239–249, 2009. [Online]. Available : http://www.sciencedirect.com/science/article/B6WJX-4XC57PK-1/2/07bffd6988943bc55f3a7708953d476b

[164] Anders, Jens, "Fully-integrated CMOS probes for magnetic resonance applications," Ph.D. dissertation, EPFL, Lausanne, Switzerland, 2011. [Online]. Available : http://dx.doi.org/10.5075/epfl-thesis-5154

[165] N. Sun, Y. Liu, H. Lee, R. Weissleder, and D. Ham, "CMOS RF biosensor utilizing nuclear magnetic resonance," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 12, pp. 3677–3726, Dec. 2009. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F4%2F5342337%2F05353878.pdf%3Farnumber%3D5353878&authDecision=-203

[166] T. Cherifi, "Etude, conception et test de micro capteurs RMN et de circuits electroniques associes en vue de realisation de micro systemes pour des applications biomedicales," Ph.D. dissertation, Univesite Claude Bernard - Lyon 1, Lyon, France, Jun. 2005.

[167] J. Frounchi, G. Boero, B. Furrer, P.-A. Besse, and R. S. Popovic, "An integrated CMOS microsystem for NMR applications," in *Proceedings of the 27th European Solid-State Circuits Conference, 2001. ESSCIRC 2001.*, Villach, Austria, Sep. 2001, pp. 460 – 463. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1471432

[168] G. Boero, J. Frounchi, B. Furrer, P.-A. Besse, and R. S. Popovic, "Fully integrated probe for proton nuclear magnetic resonance magnetometry," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 72, no. 6, p. 2764, 2001. [Online]. Available : http://link.aip.org/link/RSINAK/v72/i6/p2764/s1&Agg=doi

[169] J. Anders and G. Boero, "A low-noise CMOS receiver frontend for MRI," in *2008 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, Baltimore, MD, USA, 2008, pp. 165–168. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F4693717%2F4696849%2F04696900.pdf%3Ftp%3D%26arnumber%3D4696900%26punumber%3D4693717&authDecision=-203

[170] J. Anders, P. SanGiorgio, and G. Boero, "An integrated CMOS receiver chip for NMR applications," in *Proceedings Of The Ieee 2009 Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, USA, Sep. 2009, pp. 471–474. [Online]. Available : http://infoscience.epfl.ch/record/158969?ln=fr

[171] D. Ham and R. M. Westervelt, "The silicon that moves and feels small living things," *IEEE Solid-State Circuits Newsletter*, vol. 12, no. 4, pp. 4 – 9, 2007. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=4785650

[172] T. Cherifi, N. Abouchi, G.-N. Lu, L. Fakri-Bouchet, L. Quiquerez, B. Sorli, J.-F. Chateaux, M. Pival, and P. Morin, "A CMOS microcoil-associated

preamplifier for NMR spectroscopy," *IEEE Transactions on : Circuits and Systems I*, vol. 52, no. 12, pp. 2576 – 2583, 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1556765#

[173] L. Fakri-Bouchet, T. Cherifi, L. Quiquerez, J. F. Chateaux, and A. Briguet, "High performance NMR local preamplifier associated to microcoil," in *ISMRM, 13th Scientific Meeting and Exhibition*, Miami Beach Florida, USA, 2005, p. 409.

[174] J. F. Schenck, "The role of magnetic susceptibility in magnetic resonance imaging : MRI magnetic compatibility of the first and second kinds," *Medical Physics*, vol. 23, no. 6, p. 815, 1996. [Online]. Available : http://scitation.aip.org/content/aapm/journal/medphys/23/6/10.1118/1.597854

[175] P. Zhao, M. G. Pecht, S. Kang, and S. Park, "Assessment of ni/pd/au-pd and ni/pd/au-ag preplated leadframe packages subject to electrochemical migration and mixed flowing gas tests," *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 29, no. 4, pp. 818–826, Dec. 2006. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4016241

[176] Y. Xu, H.-B. Pan, S.-Z. He, and L. Li, "A highly sensitive CMOS digital hall sensor for low magnetic field applications," *Sensors*, vol. 12, no. 12, pp. 2162–2174, Feb. 2012. [Online]. Available : http://www.mdpi.com/1424-8220/12/2/2162/

[177] R. Popovic, H. Baltes, and F. Rudolf, "An integrated silicon magnetic field sensor using the magnetodiode principle," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 31, no. 3, pp. 286–291, Mar. 1984. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1483801

[178] R. Popovic and R. Widmer, "Magnetotransistor in CMOS technology," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 33, no. 9, pp. 1334–1340, Sep. 1986. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1485884

[179] H. Baltes and R. Popovic, "Integrated semiconductor magnetic field sensors," *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, no. 8, pp. 1107–1132, 1986. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1457865

[180] P. R. Gray and R. G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*. Wiley, 1993. [Online]. Available : http://books.google.fr/books?id=MdcHX-b0udIC

[181] D. Johns, *Analog integrated circuit design*. New York : John Wiley & Sons, 1997.

[182] C. C. Enz and E. A. Vittoz, *Charge-Based MOS Transistor Modeling*. Chichester, UK : John Wiley & Sons, Ltd, Jul. 2006. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/0470855460

[183] J.-S. Goo, S. Donati, C.-h. Choi, Z. Yu, T. H. Lee, and R. W. Dutton, "Impact of substrate resistance on drain current noise in MOSFETs," in *Proc. of SISPAD*, vol. 3-211-83708-6, Athens, Greece, 2001, pp. 182 – 185.

[184] C. Enz, "An MOS transistor model for RF IC design valid in all regions of operation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1, pp. 342–359, Jan. 2002. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=981286

[185] K. Kim, A. A. Iliadis, and V. L. Granatstein, "Effects of microwave interference on the operational parameters of n-channel enhancement mode MOSFET devices in CMOS integrated circuits," *Solid-State Electronics*, vol. 48, no. 10-11, pp. 1795–1799, Oct. 2004. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038110104001546

[186] K. Kim and A. A. Iliadis, "Latch-up effects in CMOS inverters due to high power pulsed electromagnetic interference," *Solid-State Electronics*, vol. 52, no. 10, pp. 1589–1593, Oct. 2008. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038110108001937

[187] H. Wang, J. Li, H. Li, K. Xiao, and H. Chen, "Experimental study and SPICE simulation of CMOS inverters latch-up effects due to high power microwave interference," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 87, pp. 313–330, 2008. [Online]. Available : http://www.jpier.org/PIER/pier.php?paper=08100408

[188] A. A. Iliadis and K. Kim, "Theoretical foundation for upsets in CMOS circuits due to high-power electromagnetic interference," *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 10, no. 3, pp. 347–352, Sep. 2010. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5471151

[189] R. Fernandez-Garcia, I. Gil, A. Boyer, S. Bendhia, and B. Vrignon, "A new approach to modeling the impact of EMI on MOSFET DC behavior." *IEICE Transactions*, vol. 94-C, no. 12, pp. 1906–1908, 2011. [Online]. Available : http://dblp.uni-trier.de/db/journals/ieicet/ieicet94c.html#Fernandez-GarciaGBBV11

[190] H. Rothe and W. Dahlke, "Theory of noisy fourpoles," *Proceedings of the IRE*, vol. 44, no. 6, pp. 811–818, Jun. 1956. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4052096

[191] M. Pospieszalski, "On the measurement of noise parameters of microwave two-ports (short paper)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, no. 4, pp. 456–458, Apr. 1986. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1133369

[192] ——, "M. pospieszalski, "modeling of noise parameters of MESFETs and MODFETs and their frequency and temperature dependence," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 9, pp. 1340–1350, Sep. 1989. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=32217&isnumber=1397

[193] M. Pospieszalski and W. Wiatr, "Design of microwave GaAs MESFET's for broad-band, low-noise amplifier (comments)," *IEEE Transactions on Microwave*

Theory and Techniques, vol. 34, no. 1, pp. 194–194, Jan. 1986. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1133309

[194] A. Cappy, "Noise modeling and measurement techniques (HEMTs)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 1, pp. 1–10, Jan. 1988. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=3475

[195] H. Barjat, D. L. Mattiello, and R. Freeman, "Suppression of radiation damping in high-resolution NMR," *J. Magn. Reson.*, vol. 136, no. 1, pp. 114–117, 1999. [Online]. Available : http://dx.doi.org.gate2.inist.fr/10.1006/jmre.1998.1613

[196] D. Wu, A. Chen, and C. Johnson, "Flow imaging by means of 1d pulsed-field-gradient NMR with application to electroosmotic flow," *Journal of Magnetic Resonance, Series A*, vol. 115, no. 1, pp. 123–126, Jul. 1995. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1064185885711564

[197] ASB, "ASB incorporation," May 2014. [Online]. Available : http://www.asb.co.kr/

[198] H. Bennett, R. Brederlow, J. Costa, P. Cottrell, W. Huang, A. Immorlica, J.-E. Mueller, M. Racanelli, H. Shichijo, C. Weitzel, and B. Zhao, "Device and technology evolution for si-based RF integrated circuits," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1235–1258, Jul. 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1459083

[199] O. Berger, "GaAs MESFET, HEMT and HBT competition with advanced si RF technologies," in *GaAs Mantech*, 1999.

[200] F. Danneville, "Microwave noise and FET devices," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 6, pp. 53–60, Oct. 2010. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5564373

[201] O. Esame, Y. Gurbuz, I. Tekin, and A. Bozkurt, "Performance comparison of state-of-the-art heterojunction bipolar devices (HBT) based on AlGaAs/GaAs, si/SiGe and InGaAs/InP," *Microelectronics Journal*, vol. 35, no. 11, pp. 901–908, Nov. 2004. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0026269204001041

[202] J. J. Liou and F. Schwierz, "RF MOSFET : recent advances, current status and future trends," *Solid-State Electronics*, vol. 47, no. 11, pp. 1881–1895, Nov. 2003. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038110103002259

[203] G. Niu, S. Zhang, J. Cressler, A. Joseph, J. Fairbanks, L. Larson, C. Webster, W. Ansley, and D. Harame, "Noise modeling and SiGe profile design tradeoffs for RF applications [HBTs]," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, no. 11, pp. 2037–2044, Nov. 2000. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=877164

[204] J. Rollett, "Stability and power-gain invariants of linear twoports," *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 9, no. 1, pp. 29 – 32, 1962. [Online]. Available :

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=1086854&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxpls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1086854

[205] T. Das, "Practical considerations for low noise amplifier design," *White Paper Revue*, vol. Freescale Semiconductors Inc., May 2013. [Online]. Available : http://cache.freescale.com/files/rf_if/doc/white_paper/RFLNAWP.pdf

[206] P. Ikalainen, "Extraction of device noise sources from measured data using circuit simulator software," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 2, pp. 340–343, Feb. 1993. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=216478

[207] S.-M. Jen, C. Enz, D. Pehlke, M. Schroter, and B. Sheu, "Accurate modeling and parameter extraction for MOS transistors valid up to 10 GHz," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 46, no. 11, pp. 2217–2227, Nov. 1999. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=796299

[208] M.-C. Chiang, S.-S. Lu, C.-C. Meng, S.-A. Yu, S.-C. Yang, and Y.-J. Chan, "Analysis, design, and optimization of InGaP-GaAs HBT matched-impedance wide-band amplifiers with multiple feedback loops," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 6, pp. 694–701, Jun. 2002. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1004573

[209] R. Lane, "The determination of device noise parameters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1461–1462, 1969. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1449241

[210] G. Caruso and M. Sannino, "Computer-aided determination of microwave two-port noise parameters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 9, pp. 639–642, Sep. 1978. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1129454

[211] J. O'Callaghan and J. Mondal, "A vector approach for noise parameter fitting and selection of source admittances," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 8, pp. 1376–1382, Aug. 1991. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=85413

[212] H.-Y. Chen, "Noise parameters computation of microwave devices using genetic algorithms," *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E88-C, no. 7, pp. 1382–1384, Jul. 2005. [Online]. Available : http://search.ieice.org/bin/summary.php?id=e88-c_7_1382&category=C&year=2005&lang=E&abst=

[213] A. Lazaro, L. Pradell, and J. O'Callaghan, "FET noise-parameter determination using a novel technique based on 50 ohms noise-figure measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 3, pp. 315–324, Mar. 1999. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=750233

[214] J.-S. Goo, C.-H. Choi, E. Morifuji, H. Momose, Z. Yu, H. Iwai, T. Lee, and R. Dutton, "RF noise simulation for submicron MOSFET's based on hydrodynamic

model," in *Symposium on VLSI Technology*. Japan Soc. Appl. Phys, 1999, pp. 153–154. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=799389

[215] J. Gao and A. Werthof, "Scalable small-signal and noise modeling for deep-submicrometer MOSFETs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 4, pp. 737–744, Apr. 2009. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4801539

[216] J. L. Dietrich, "Unified theory of linear noisy two-ports," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 11, pp. 3986–3997, Nov. 2013. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6642128

[217] M. Pospieszalski, "Interpreting transistor noise," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 6, pp. 61–69, Oct. 2010. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5564412

[218] J. Trejo-Rosillo, Y. Z. Wadghiri, and L. Fakri-Bouchet, "In situ sensitivity improvement of NMR receiver probes (coils and microcoils)," *Sensors & Transducers (soumis)*, vol. 27, pp. PP. 106–115, 2014.

[219] G. Adriany and R. Gruetter, "A half-volume coil for efficient proton decoupling in humans at 4 tesla," *Journal of Magnetic Resonance*, vol. 125, no. 1, pp. 178–184, Mar. 1997. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1090780797911137

[220] W. Chen and J. J. Ackerman, "The antisense coaxial surface-coil probe, an improved method for coil-to-coil electromagnetic decoupling of coaxial surface coils," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 98, no. 2, pp. 238–258, Jun. 1992. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/002223649290130Y

[221] M. G. Crowley, J. L. Evelhoch, and J. J. Ackerman, "The surface-coil NMR receiver in the presence of homogeneous b1 excitation," *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, vol. 64, no. 1, pp. 20–31, Aug. 1985. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0022236485900265

[222] A. Jajoo, L. Wang, and T. Mukherjee, "MEMS varactor enabled frequency-reconfigurable LNA and PA in the upper UHF band," in *Microwave Symposium Digest*. IEEE, Jun. 2009, pp. 1121–1124. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5165898

[223] T. Mukherjee, G. Fedder, H. Akyol, U. Arslan, J. Brotz, F. Chen, A. Jajoo, C. Lo, A. Oz, D. Ramachandran, and others, "Reconfigurable MEMS-enabled RF circuits for spectrum sensing," in *Government Microcircuit Applications and Critical Technology Conference*. GOMACTech, 2005, pp. 4–7.

[224] J. Reinke, A. Jajoo, L. Wang, G. Fedder, and T. Mukherjee, "CMOS-MEMS variable capacitors with low parasitic capacitance for frequency-reconfigurable RF

circuits," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. IEEE, Jun. 2009, pp. 509–512. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5135591

[225] M. Couty and M. Tatoulian, "Influence du packaging d'une micro-antenne implantable dediee a l'imagerie medicale par resonance magnetique (IRM) sur ses caracteristiques," in *Journees Nationales du Reseau Doctoral en Micro-nanoelectronique*, 2012.

[226] W. Wu and Q. Fang, "Design and simulation of printed spiral coil used in wireless power transmission systems for implant medical devices." IEEE, Aug. 2011, pp. 4018–4021. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6090998

[227] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues : II. measurements in the frequency range 10 hz to 20 GHz," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–2269, Nov. 1996. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/0031-9155/41/i=11/a=002?key=crossref.bd742e03921dc87fd9ca8755d988111c

[228] A. Peyman, S. J. Holden, S. Watts, R. Perrott, and C. Gabriel, "Dielectric properties of porcine cerebrospinal tissues at microwave frequencies : *in vivo* , *in vitro* and systematic variation with age," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 52, no. 8, pp. 2229–2245, Apr. 2007. [Online]. Available : http://stacks.iop.org/0031-9155/52/i=8/a=013?key=crossref.cbf263485ad910a99457fe8f3be9cd07

[229] G. Schmid, G. Neubauer, and P. R. Mazal, "Dielectric properties of human brain tissue measured less than 10 h postmortem at frequencies from 800 to 2450 MHz," *Bioelectromagnetics*, vol. 24, no. 6, pp. 423–430, Sep. 2003.

[230] D. Fuard, T. Tzvetkova-Chevolleau, S. Decossas, P. Tracqui, and P. Schiavone, "Optimization of poly-di-methyl-siloxane (PDMS) substrates for studying cellular adhesion and motility," *Microelectronic Engineering*, vol. 85, no. 5-6, pp. 1289–1293, May 2008. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0167931708001196

[231] A. Mata, A. J. Fleischman, and S. Roy, "Characterization of polydimethylsiloxane (PDMS) properties for biomedical micro/nanosystems," *Biomedical Microdevices*, vol. 7, no. 4, pp. 281–293, Dec. 2005. [Online]. Available : http://link.springer.com/10.1007/s10544-005-6070-2

[232] G. Kotzar, M. Freas, P. Abel, A. Fleischman, S. Roy, C. Zorman, J. M. Moran, and J. Melzak, "Evaluation of MEMS materials of construction for implantable medical devices," *Biomaterials*, vol. 23, no. 13, pp. 2737–2750, Jul. 2002. [Online]. Available : http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0142961202000078

[233] J. Nyenhuis, S.-M. Park, R. Kamondetdacha, A. Amjad, F. Shellock, and A. Rezai, "MRI and implanted medical devices : basic interactions with an emphasis on heating," *IEEE Transactions on Device and Materials*

Reliability, vol. 5, no. 3, pp. 467–480, Sep. 2005. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1545909

[234] F. G. Shellock, "Comments on MR heating tests of critical implants," *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, vol. 26, no. 5, pp. 1182–1185, Nov. 2007. [Online]. Available : http://doi.wiley.com/10.1002/jmri.21176

[235] S.-F. Wang, J.-O. Wu, Y.-H. Fan, and J.-J. Wang, "A multi-band low noise amplifier with gain flatness and bandwidth enhancement," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 23, no. 02, p. 1450017, Feb. 2014. [Online]. Available : http://www.worldscientific.com/doi/abs/10.1142/S0218126614500170

Annexes

Annexe A : Simulation du layout avec ADS

Pour simuler un layout à l'aide du logiciel ADS, dans un premier temps il faut ouvrir une fenêtre de layout à partir de la fenêtre principale. La première étape à faire est de définir les propriétés du substrat, de la couche intermédiaire et des conducteurs par rapport au procédé de fabrication retenu (cf. section 2.2.2). Une fois que les propriétés du substrat, de la couche intermédiaire et des conducteurs ont été définis, nous pouvons dessiner le layout de notre composant en faisant attention à la correspondance entre les couches conductrices définies précédemment comme le montre la figure A.1.

Le layout étant terminé, il faut procéder à la configuration des ports aux bornes du composant. L'excécution de la simulation se fait à partir de l'onglet "Momentum" ou "EMDS" en définissant la plage fréquentielle dans laquelle nous souhaitons simuler les paramètres S du layout. Les paramètres S peuvent être sauvegardés pour des traitements postérieurs dans un format .sXp où X est le nombre de ports utilisés pour la simulation.

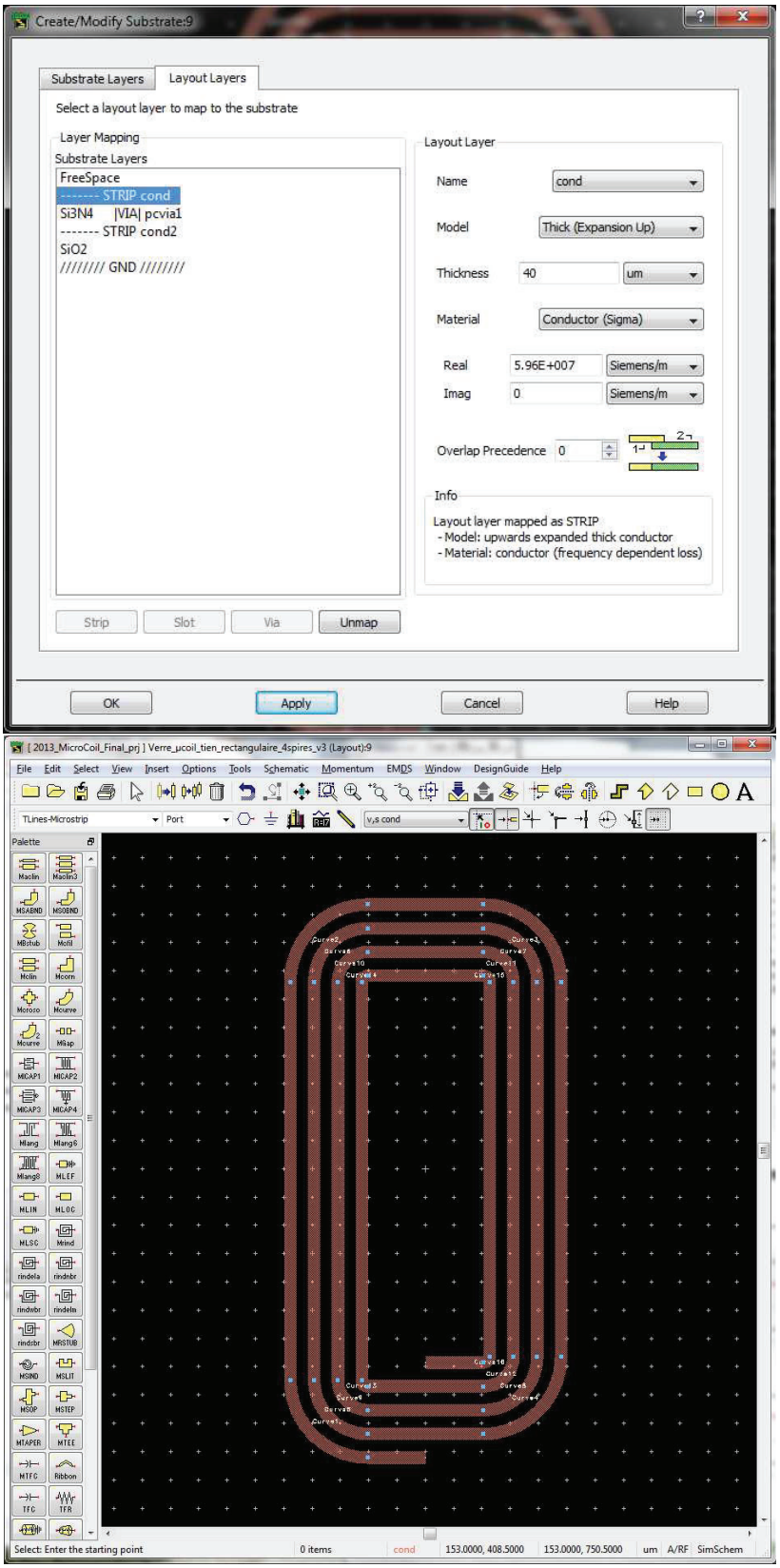


Figure A.1 : Fenêtres de définition du substrat et dessin du layout.

Annexe B : Curriculum Vitae, Production Scientifique et Articles

Annexe B.1 : Curriculum Vitae

Josué

TREJO ROSILLO

Né à Mexico, Mexique
le 22 janvier 1985

14 rue Villeroy
69003, Lyon
Tel : + 33 6 27 86 94 49
josue.trejo.rosillo@gmail.com

INGENIEUR INSA – Systèmes Electroniques Intégrés

DOCTORANT UCBL – Microcapteurs

Projet professionnel :
intégrer une équipe de recherche dans le domaine des microcapteurs et microsystèmes

Expérience Professionnelle

2011-2014 à Lyon :

Doctorat au laboratoire CREATIS (financement : Bourse de Docteur Ingénieur du CNRS) **/ Contribution à l'Amélioration de la Sensibilité d'un Micro-récepteur RMN Implantable.** Développement du procédé de micro-fabrication d'un microcapteur implantable RMN. Caractérisation du capteur à l'aide d'un modèle polynomial que nous avons développé. Conception et mise en œuvre d'une méthode amplification faible bruit en RMN. Analyse de la compatibilité électromagnétique des circuits intégrés avec l'environnement RMN. *Contacts* : latifa.bouchet@univ-lyon.fr, youssef.zaimwadghiri@nyumc.org. Réalisation en salle blanche en collaboration avec : patrick.poulichet@esiee.fr et lionel.rousseau@esiee.fr.

2010 à Lyon :

Ingénieur de recherche au laboratoire CREATIS. Conception d'un circuit d'accord/adaptation déporté pour un microcapteur RMN.

Ingénieur au laboratoire INL. Réalisation d'un démonstrateur capable de détecter et identifier l'alarme d'un appareil de surveillance médicale et transmission du signal sur un poste de soignants au sein d'un hôpital. *Contact* : abouchi@cpe.fr

2009 à Lyon :

Projet de fin d'études orienté recherche au laboratoire INL. Détermination d'un algorithme de traitement de signal pour détecter et identifier des appareils médicaux et implémentation de celui-ci dans un système embarque. *Contact* : chiollaz@cpe.fr

2008 à Eindhoven, NL :

Mission d'ingénieur à Philips Research. Réexamen de la conception d'un photo-plétismographe portable : réduction de la consommation d'énergie, conditionnement du signal reçu et transmission du signal via ZigBee vers un réseau de capteurs corporels. *Contacts* : pieter.van.der.wolf@philips.com, martin.ouwerkerk@philips.com

Activités d'enseignement

2013-2014 à l'INSA de Lyon : Poste ATER à temps plein au département de Télécommunications (Cours Magistraux, TD, TP, projets). *Contact* : hugues.benoit-cattin@insa-lyon.fr

2012 à CPE (Lyon) : Surveillant de projets de robotique en 4ème année du département ETI. Contact : joly@cpe.fr

Competences

- Conception en électronique analogique (discrète, RF, intégrée)
- MEMS - Micro fabrication
- EMC
- Systèmes embarqués (microcontrôleur, DSP)

Formation

2011-2014 : Doctorat, UCBL – ED Electronique Electrotechnique Automatique (Lyon, FR)
2008-2009 : Master Recherche, INSA - Dispositifs Electroniques Intégrés (Lyon, FR)
2004-2009 : Ingénieur Electrique, INSA - Systèmes Electroniques Intégrés (Lyon, FR)
2000-2004 : Baccalauréat STI, Lycée Franco-Mexicain - Electronique Industriel (Mexico, MX)

Certificats

2012 : RF Analog IC Design, EPFL (Lausanne, CH) / Techniques et procédés de micro fabrication en salle blanche, ESSIE (Paris, FR) / PSC1 - secourisme initial, INSA (Lyon, FR)
2011 : Principes et techniques en RMN, RITS (Rennes, FR)
2007 : Fabrication de transistors CMOS en salle blanche, CIME (Grenoble, FR)

Logiciel / Informatique

MS Office, Matlab, ADS, Eagle, LaTex, Cadence, OrCAD, VHDL, C/C++, Assembleur.

Langues

Espagnol	Langue maternelle
Français	Bilingue
Anglais	TOEIC (830 pts)

Centres d'intérêt

Karaté, Tai Chi, Danses latino-américaines. Membre du CA de l'association Palenque.

Annexe B.2 : Production Scientifique

Production Scientifique

Publications dans des Revues Internationales à comité de lecture

- T. Truong-Cong, **J. Trejo Rosillo**, et al. ; "The inductance of the straight conductors and the planar coils of rectangular cross section" ; accepté (en cours de révision) à IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques en juin 2014.
- **J. Trejo Rosillo**, Youssef Zaim WADGHIRI, Latifa Fakri-BOUCHET; " In situ LNA for sensitivity Improvement of NMR receiver coils and microcoils"; Sensors & Transducers, Vol. 27, pp. 106-115, 2014.
- **J. Trejo Rosillo**, A. Kadjo, L. Fakri-Bouchet; " Optimum remote tuning/matching NMR probe achieved with a suitable transmission line length and a suitable local tuning/matching circuit "; Sensor letters, Vol. 9, pp. 2371-2375, 2011.

Publications dans des Revues Nationales

- **J. Trejo Rosillo**, A. Kadjo, L. Fakri-Bouchet; " Circuit d'accord/adaptation déporté à l'aide d'un câble de longueur spécifique et d'un circuit local d'accord/adaptation optimum associé à un capteur RMN "; Journal du Colloque National de la recherche dans les IUT, JCNR IUT 2012

Communications Orales

- **J. Trejo Rosillo**, T. Trong Cong, L. Fakri-Bouchet; " Etude préliminaire d'application des techniques de microusinage pour la conception d'un microcapteur RMN implantable compatible CMOS "; 16èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-Nanoélectronique, Grenoble, Juin 2013
- J. Trejo Rosillo, Y. Zaim Wadghiri, **L. Fakri-Bouchet**; " Local Low Noise Amplifier Techniques for High Sensitivity NMR Coils "; 8èmes JOURNEES MAGHREB-EUROPE, MATERIAUX ET APPLICATIONS AUX DISPOSITIFS ET CAPTEURS, MADICA 2012
- T. Cong Truong, J. Trejo Rosillo, H. Phuc Dang, H. Huy Pham, A. Fakri, **L. Fakri-Bouchet**; " A method for improving the performance of implantable RF microcoil designed for MRI and MRS of murine brain at 4.7T "; 8èmes JOURNEES MAGHREB-EUROPE, MATERIAUX ET APPLICATIONS AUX DISPOSITIFS ET CAPTEURS, MADICA 2012
- J. Trejo Rosillo, A. Kadjo, **L. Fakri-Bouchet**; " Circuit d'accord/adaptation déporté à l'aide d'un câble de longueur spécifique et d'un circuit local d'accord/adaptation optimum associé à un capteur RMN "; 17ème Colloque National de la Recherche en IUT (CNRIUT), Cherbourg-Octeville, 2011
- **L. Fakri-Bouchet**, J. Trejo Rosillo, A. Kadjo; " Lignes de transmissions : Déport d'accord et d'adaptations optimisés pour capteurs RMN implantable "; 7èmes Journées Maghreb-Europe Matériaux et Applications et Applications aux Dispositifs et Capteurs MADICA, TABARKA (Tunisie), 2010

Communications Affichées:

- **J. Trejo Rosillo**, Latifa Fakri-Bouchet ; « Accurate model for NMR receiver coils » ; 238, ESMRMB, Toulouse, France, 2013
- **J. Trejo Rosillo**, Youssef Zaim WADGHIRI, Latifa Fakri-BOUCHET; " In situ LNA for NMR sensitivity Improvement "; 4ème réunion de Institut Thématique multi-Organismes (ITMO) Technologies pour la Santé 8 et 9 octobre 2012 Lille
- T. Cong Truong, **J. Trejo Rosillo**, H. Phuc Dang, H. Huy Pham, A. Fakri, L. Fakri-Bouchet; " A Numerical methods for improving the performance of implantable NMR microcoil "; 4ème réunion de Institut Thématique multi-Organismes (ITMO) Technologies pour la Santé 8 et 9 octobre 2012 Lille
- **J. Trejo Rosillo**, A. Kadjo, L. Fakri-Bouchet; " New approach for optimal remote tuning/matching NMR probe"; 715, ESMRMB Leipzig Germany 2011
- **J. Trejo Rosillo**, A. Kadjo, L. Fakri-Bouchet; " Microcapteur RMN déporté: configuration optimale du circuit d'accord et adaptation "; GDRINST-27. Journées Thématiques du GDR « Imageries in vivo » (IMAGIV) - Des nouveaux concepts en imagerie à l'application clinique. Paris 12-14 décembre 2011
- **J. Trejo Rosillo**, A. Kadjo, L. Fakri-Bouchet; " Deport optimisé du circuit d'accord/adaptation d'un capteur RMN à l'aide d'une longueur de câble et d'un circuit local d'accord/adaptation appropriés "; Congrès de Recherche en Imagerie et Technologies pour la Santé (RITS), Rennes, 2011

Annexe B.3 : Article *"Optimum Remote Tuning/Matching NMR Probe Achieved with a Suitable Transmission Line Length and a Suitable Local Tuning/Matching Circuit"*

Copyright © 2011 American Scientific Publishers
All rights reserved
Printed in the United States of America

SENSOR LETTERS
Vol. 9, 2371–2375, 2011

Optimum Remote Tuning/Matching NMR Probe Achieved with a Suitable Transmission Line Length and a Suitable Local Tuning/Matching Circuit

R. J. Trejo, A. Kadjo, and L. Fakri-Bouchet*

Université de Lyon, Lyon 1, CREATIS-LRMN CNRS UMR 5220, INSERM U630, 69622, Villeurbanne, France

(Received: 3 January 2011. Accepted: 2 July 2011)

RESEARCH ARTICLE

In many nuclear magnetic resonance (NMR) applications, the receiving coil must be as close as possible to the region of interest (ROI) and this limits the access *in situ* to the settings of local tuning and matching capacities. Here, we develop a method showing that according to the work frequency there is a suitable transmission line length and according to the features of the coil there is a suitable local tuning/matching circuit configuration to insert between the coil and the transmission line. The simulation method has been applied on two different coils models and correlated by results obtained on test bench. The resulting bandwidth, about 30 MHz, makes settings more comfortable and opens the possibility for tuning at different nuclei with very close resonant frequencies.

Keywords: Receiving Antennas, Remote Tuning/Matching Circuits, Impedance Matching, Nuclear Magnetic Resonance Microspectroscopy (NMRS), Transmission Line.

Delivered by Ingenta to:
Guest User
IP : 134.214.187.219
Tue, 03 Apr 2012 09:01:13

1. INTRODUCTION

The Nuclear Magnetic Resonance spectroscopy (MRS), one of the most common analysis methods used in biochemistry over more than twenty years,[1–3] allows getting very precise information about a sample even for picometric volume scales.[4,5] In this case, the signal to noise ratio (SNR) is improved when the receiver RF coil is as close as possible to the sample, the RF coil matching the sample size.[4–6]

A chronically implantable receiver micro-coil has been developed in previous works[7–9] for following cerebral metabolites variations in the Alzheimer Disease animal model by MRS. This micro-coil[a] is linked to a tuning/matching circuit based on variable capacitors which must be adjusted once the probe is inside the magnet bore complicating the access to the capacitors adjustments.

One solution to this problem could be to preset the values of the local capacities but the performances of the receiving antenna are always modified, by the static magnetic field (B0) and with a biological studied sample which decreases the quality factor and shifts also the circuit resonance frequency.[10,11]

Another impedance matching technique usually chosen, is the use a transmission line length $\lambda/4$, $\lambda/2$ or $n\lambda/4$ (n: integer number).[12–16] In our case, the 18 Ω micro-coil impedance is too small to be matched in conventional manner to a 50 Ω spectrometer data acquisition system input impedance, involving a bad power transmission and an important reflection ratio. A most original solution would be the use of an adjustable coaxial cable length[15,17] but this solution does not guarantee an efficient power transmission.

2. METHOD

The probe positioning at 54 cm from the outside of the NMR magnet (in the static field homogeneity's zone) limits the access to adjust the capacitors. To avoid this obstruction, an optimum configuration is studied and simulated, carrying out the tuning/matching circuit outset thanks to a specific transmission line length[18] combined with a suitable fixed local tuning/matching circuit.[19,20]

2.1. Transmission Line Length

The use of classic $\lambda/4$ and $\lambda/2$ transmission lines leads to the length laid down by the fundamental characteristic

*Corresponding author; E-mail: Latifa.Fakri-Bouchet@creatis.univ-lyon1.fr

[a]A four turns planar ellipsoidal micro-coil on a surface of $1000 \times 500\ \mu m^2$ with a resistance of 1.27 Ω, an inductance of 14.4 nH and a Q of 15 at 200 MHz.

frequency. This fundamental frequency is imposed by the boundary conditions of a finite length transmission line. The relationship between the line length l and the main frequency f_0 is given by the following expression,[18] where v is the speed of light in a given material:

$$l = \frac{v}{2 * f_0} \tag{1}$$

Due to a standing sinusoidal wave, generated by the superposition of the two traveling sinusoidal waves, this circuit accepts an infinite number of characteristic frequencies derived from the fundamental frequency:

$$f = n * f_0, \quad n = 1, 2, 3, \ldots, \tag{2}$$

In our case, the work frequency is fixed at 200.1 MHz, proton's resonant frequency under 4.7 T. Thus, from Eq. (1), we determine a fundamental length about 68 cm for a given coaxial cable.

This theoretical development has been verified by a simulation. We obtain the fundamental length in aid of a multi-parametric simulation where the best remote capacitors combination is calculated for each length and for the work frequency.

In the Figure 1, we can notice that there are some lengths with an important power transmission and that outside these very specific lengths the NMR signal is strongly attenuated. As we can see between Figures 1(a and b) the choice of the coaxial cable, in order to get the best gain figure, depends on its own cable attenuation, its characteristic impedance, its mechanical properties and its diameter.

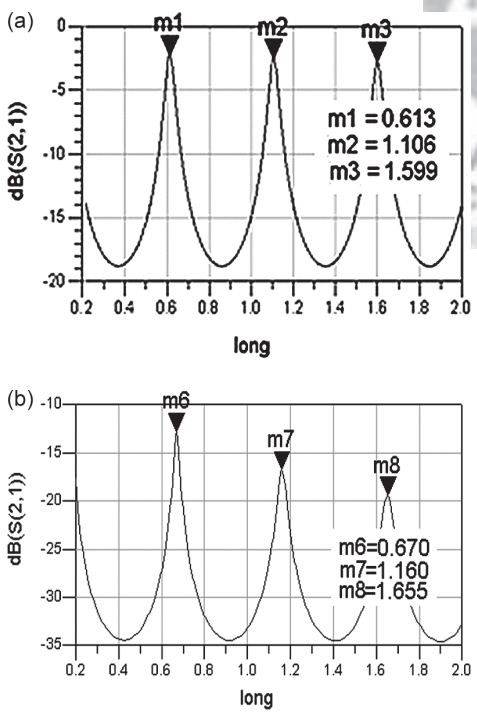


Fig. 1. Transmission line length for an RG-83 cable (a) and an RG-58 (b).

For several commercial cables, the first length where a good power transmission is achieved is between 61 cm and 69 cm. We can also observe that the characteristic lengths are spaced of $n\lambda/2$ from the fundamental length (n: integer number). This is due to the $\lambda/2$ periodicity of the impedance in a transmission line.[12]

2.2. Local Tuning/Matching Circuit

Rath[19] indicated that the partial reduction of the reflection ratio between a coil and a cable allows completing a remote tuning/matching circuit keeping good power efficiency. In his work, he reports, that the use of a local circuit reduces the tuning/matching frequency band.

A couple of years later, Kodibagkar and Conradi[20] studied the local circuit optimization in order to achieve an optimum reflection ratio in a large frequency band range. The idea is to use a local configuration having a large frequency band with an adequate value of parameter S(1,1). On this way, the remote tuning/matching circuit will benefit of a large bandwidth to match the load.

To find out the most convenient local circuit for our application, first of all, we have to look for the best capacitors configuration (local and remote) at the work frequency (200.1 MHz) by an automatic optimization simulation where the goal is to reach the best S-Parameters (S11 and S21).

In Table I, we have summarized the simulation results obtained with the different local circuit configurations of tuning and matching reported in literature. The A circuit configuration, and the direct configuration (i.e., without local circuit) have a strong gain drop at the useful frequency band and there is not matching between the S(2,1) and S(1,1) parameters. In this way, these two configurations can be rejected. The B, C, and D circuits have an optimal S(1,1) value in a wide frequency band. Unfortunately, this band is reduced in the case of the D circuit because the passing frequency band of the gain does not match with the one of the parameter S(1,1).

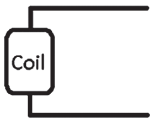
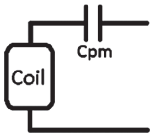
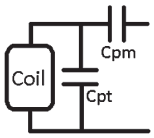
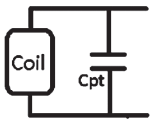
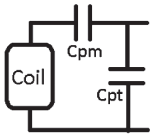
As we can see in Table I, the choice between circuits B and C will be finally based according to the quality factor and the relative attenuation of the gain for the unneeded frequencies (influent parameters for the SNR), but also according to the remote tuning and matching capacitors range (for practical development). Thus, the B circuit is the most suitable local circuit configuration for the micro coil.

The simulations were performed for the homemade surface coil[b] as well. For an RG-58 cable the fundamental length for this second coil is 66.5 cm and it was found

[b]A one turn ellipsoidal micro strip coil on a surface of 42×14 mm^2 with a resistance of 35 Ω and an inductance of 11.4 nH at 200 MHz.

Delivered by Ingenta to: Guest User IP: 134.214.187.219 Thu, 05 Apr 2012 09:01:13

Table I. Performance comparison of the different local circuits.

Type of circuit	Effective passing band	Q	Relative attenuation (dB)	C tuning range (pF)	C matching range (pF)
No circuit 	0	43.5	−27	0	0
A circuit 	0	45.45	−27	0	0
B circuit 	30	14.6	−17.8	56 → 1	40 → 4
C circuit 	65	20.2	−12.5	100 → 1	40 → 1
D circuit 	15	27.7	−31.1	25 → 7	5 → 3

Delivered by Ingenta to:
Guest User
IP : 134.214.187.219
Tue, 03 Apr 2012 09:01:13

out that the *D* configuration is the most convenient for the local tuning/matching circuit allowing matching this coil in a 35 MHz frequency band.

3. MATERIALS AND RESULTS

The complete coil configuration diagram given in Figure 2 has been used to validate these results in a test bench. It is composed by a surface homemade coil, followed by a D local circuit with fixed capacitors (matching: 12 pF, tuning: 1 pF). The coaxial cable is a commercial RG-58 (50 Ω) with a length of 66.5 cm before the remote tuning/matching circuit which is linked to the network analyzer by a second coaxial cable.

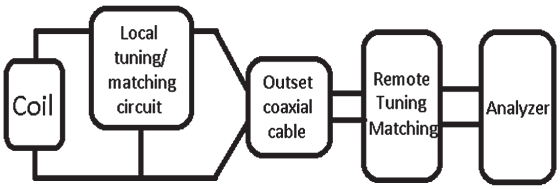


Fig. 2. Diagram of the complete coil configuration with local tuning/matching circuit, coaxial cable and remote tuning/matching.

With the initial length (75 cm), the circuit presented a central frequency of 150 MHz. By gradually cutting the cable, we reached a central frequency of 180 MHz with a frequency band range from 170 MHz to 190 MHz. Thus, a suitable cable length is of about 60 cm. With the purpose of bring the central frequency closer to 200 MHz; the local matching capacitor has been changed to 10 pF. In this way, the central frequency become to 210 MHz. Finally, the use of a trim capacitor between 2 and 20 pF for the remote tuning and the use of a trim capacitor between 4 and 8 pF for the remote matching, allowed to find a tuning/matching frequency band range of 30 MHz (Fig. 3) from 190 MHz (Fig. 3(a)) to 220 MHz (Fig. 3(c)).

4. DISCUSSION AND CONCLUSION

The difference between the practical and the simulation result values is due to the variations on the real homemade coil in comparison with the model used in the simulation. In spite of these differences, the practical results are correlated to the ones predicted by the simulation.

These results highlight, that the coil features are not very influent on the fundamental length but they dictate the configuration of the local tuning/matching circuit. As it

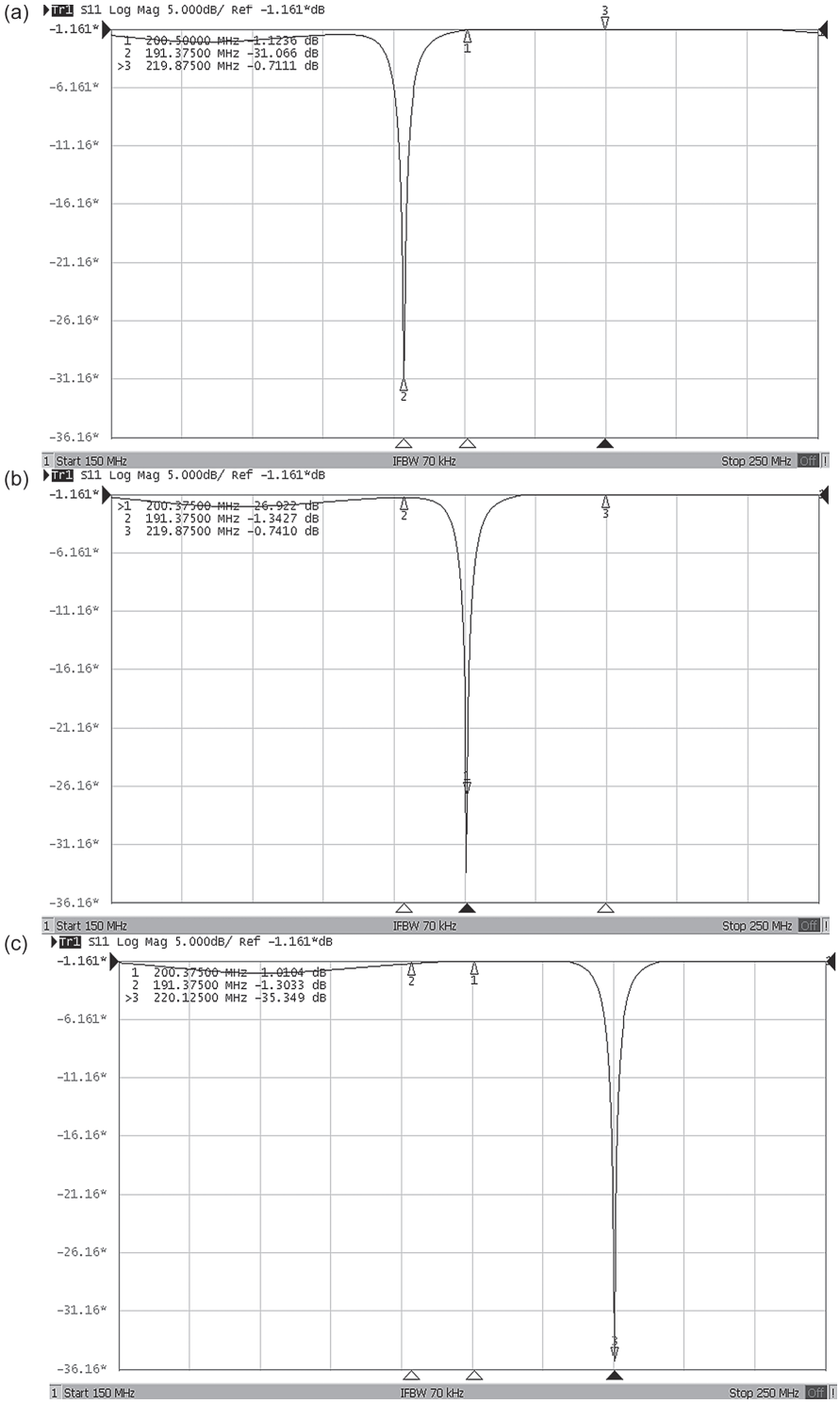


Fig. 3. Parameter S(1,1), at 190 MHz (a), 200 MHz (b) and 220 MHz (c), lower than 30 dB in a frequency band of 30 MHz measured with an Agilent network analyzer E5071C.

is well known, for given impedance there is a given L matching network[16] and this is also applied to a specific coil. That is the reason why a suitable local circuit allows an optimum matching between coil and the load. In other hand, the fundamental length of the coaxial cable (with a resonant circuit equivalent) depends mainly on the work frequency but also on the local and remote circuits which impose the boundary conditions of the cable. Thus, for a specific frequency, a specific line length allows reaching an optimum power transmission, as it is reported in study of Bruno Favre and co-workers[21] and in the present work. In this way the strong relation between the cable and the four capacitors (of the local and remote circuits) can be appreciated.

The achievement of an optimum remote tuning/matching circuit with a large bandwidth is very useful because this enable to correct easily the frequency shift induced by the biological sample and the static field. Moreover, thanks to the wide frequency band, this method can be used in order to study other different nuclei having close resonance frequencies, under magnetic fields other than the 4.7 and 7 Tesla.

Delivered by Ingenta to:
Guest User
IP : 134.214.187.210
Tue, 03 Apr 2012 09:01:13

References and Notes

1. F. V. Gilroy, M. R. Edwards, R. S. Norton, and W. J. O'Sullivan, *Molecular and Biochemical Parasitology* 31, 107 (**1988**).
2. J. K. Nicholson, P. J. Foxall, M. Spraul, R. D. Farrant, and J. C. Lindon, *Anal. Chem.* 67, 793 (**1995**).
3. R. Teng, P. R. Junankar, W. A. Bubb, C. Rae, P. Mercier, and K. Kirk, *NMR Biomed.* 22, 292 (**2009**).
4. R. Subramanian, M. M. Lam, and A. G. Webb, *J. Magn. Reson.* 133, 227 (**1998**).
5. P. J. M. Van Bentum, J. W. G. Janssen, and A. P. M. Kentgens, *Analyst* 129, 793 (**2004**).
6. C. Massin, F. Vincent, A. Homsy, K. Ehrmann, G. Boero, P. A. Besse, A. Daridon, E. Verpoorte, N. F. de Rooij, and R. S. Popovic, *J. Magn. Reson.* 164, 242 (**2003**).
7. N. Baxan, F. Châteaux, A. Rengle, A. Briguet, G. Pasquet, P. Morin, and L. Fakri-Bouchet, *ICECS-IEEE* (**2006**), pp. 759–362.
8. N. Baxan, H. Rabeson, G. Pasquet, J.-F. Châteaux, A. Briguet, P. Morin, D. Graveron-Demilly, and L. Fakri-Bouchet, *Comptes. Rendus. Chimie.* 11, 448 (**2008**).
9. A. Kadjo, N. Baxan, R. Cespuglio, C. Rousset, A. Briguet, D. Graveron-Demilly, and L. Fakri-Bouchet, *IEEE Imaging Systems and Techniques* (**2008**), pp. 294–296.
10. R. E. Gordon and W. E. Timms, *J. Magn. Reson.* 46, 323 (**1982**).
11. J. Murphy-Boesch and A. P. Koretsky, *J. Magn. Reson.* 54, 526 (**1983**).
12. J. Bara Termes, Circuitos de microondas con lineas de transmision, Barcelona: Edicions UPC (**1994**), Chap. 1, pp. 36–39.
13. P. F. Comes, MICRO-ONDES 1: Lignes de propagation, guides et cavités, DUNOD (**1996**), Chap. 5, pp. 79–80.
14. P. Villa, J. Vaquero, S. Chesnick, and J. Ruiz-Cabello, *Magnetic Resonance Imaging* 17, 1083 (**1999**).
15. V. R. Cross, R. H. Hester, and S. Waugh, *Rev. Sci. Instrum.* 47, 1486 (**1976**).
16. K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, Impedance transformers and matching networks, John Wiley's Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, edited by Kai Chang, John Wiley & Sons, Inc., U.S.A (**2005**), Vol. 3, p. 2079.
17. C. Qian and W. W. Brey, *J. Magn. Reson.* 199, 104 (**2009**).
18. G. Miano and A. Maffucci, Transmission Lines and Lumped Circuits, Academic Press (**2001**), Chap. 2, pp. 64–66.
19. A. R. Rath, Efficient remote transmission line probe tuning, Magnetic Resonance in Medicine (**1990**), pp. 370–377.
20. V. D. Kodibagkar and M. S. Conradi, *J. Magn. Reson.* 144, 53 (**2000**).
21. B. Favre, Ch. Marguet, and P. Desgoutte, C2I, Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation, ENS Cachan, Paris, November (**1998**).

AMERICAN SCIENTIFIC PUBLISHERS

Annexe B.4 : Article *"In situ Sensitivity Improvement of NMR Receiver Probes (Coils and Microcoils)"*

Sensors & Transducers, Vol. 27, Special Issue, May 2014, pp. 106-115

Sensors & Transducers

© 2014 by IFSA Publishing, S. L.
http://www.sensorsportal.com

In situ Sensitivity Improvement of NMR Receiver Probes (Coils and Microcoils)

[1, 2] Josué TREJO ROSILLO, [2] Youssef Zaim WADGHIRI, [1] Latifa Fakri-BOUCHET

[1] Université de Lyon, CREATIS; CNRS UMR 5220; INSERM U1044; INSA-Lyon, Université Lyon 1; 69622 Villeurbanne, France
[2] New York University, Medical Center; New York, USA
Tel.: (+33) 4 72 43 19 25, fax: (+33) 4 72 44 81 99
E-mail: latifa.fakri-bouchet@ creatis.insa-lyon.fr

Received: 31 December 2012 /Accepted: 10 August 2013 /Published: 26 May 2014

Abstract: The sensitivity is a main problem for NMR experiments and it is laid down by the thermal noise of the receiver coil and its geometry. To improve the sensitivity of an NMR receiver coil, considering the postulate of Friis, the signal must be amplified as close as possible to the coil. Here we present a method to achieve optimum in situ low noise amplification for the sensitivity improvement of an NMR receiver coil or microcoil. In this paper we propose a realistic transducer model of an NMR coil and a reliable method to model an LNA. We introduce the requirements to achieve a low noise matching network for NMR receivers allowing an improvement of the sensitivity of the coil by a factor of 6. This sensitivity improvement has its interest in MRI by increasing the field of view with a higher SNR but also in MRS by reducing the limit of detection. *Copyright © 2014 IFSA Publishing, S. L.*

Keywords: Nuclear Magnetic Resonance, Transducer NMR receiver coil model, SNR, Noise matching, LNA model, NMR sensitivity improvement.

1. Introduction

The Nuclear Magnetic Resonance Spectroscopy (MRS), one of the most common analysis methods used in biochemistry over more than twenty years [1–3], allows getting very precise information about a sample even for pico-metric volume scales [4, 5]. In this case, the signal to noise ratio (SNR) is improved when the NMR receiver coil is as close as possible to the sample, the NMR coil matching the sample size [4–6].

A chronically implantable receiver microcoil has been developed in previous works [7–11] for following cerebral metabolites variations in the Alzheimer Disease animal model by localized MRS. This microcoil is a 1000 µm * 500 µm ellipsoidal surface coil with 4 turns fabricated by electrolytic deposition of 38 µm of copper on a glass substrate (Fig. 1). NMR in vitro measurements of ^{1}H, under a static magnetic field of 4.7 T (work frequency: 200 MHz), were achieved with this microcoil; its active observation volume is 2 µl. Moreover, a biocompatibility study showed that this microcoil can reach its aim: be implanted in order to measure the rodent cerebral metabolites. However, the concentration limit of detection (LODc) is about 5 %; this means that the sensitivity of the coil is very weak: concentration sensitivity ≈ 0.3 [8].

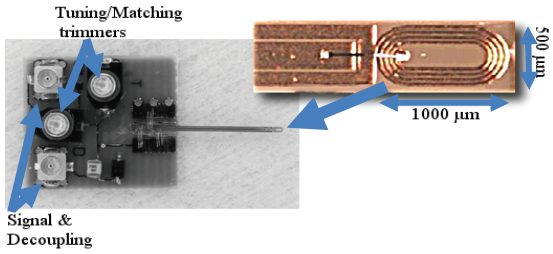


Fig. 1. Micro-coil and tuning/matching PCB.

The microcoil low sensitivity is due to noise induced by the coaxial cables [12], PCBs, connectors and lumped element losses of the data acquisition line. Moreover, the absence of isolation between the micrometric coil and the matching circuit (centimetric PCB) and the coaxial cables (metric) can induce signal losses [13].

A solution to isolate an NMR surface coil from the data acquisition line consist to amplify the signal between them but most of the actual developments dealing with NMR amplification still uses a coaxial cable between the coil and the amplifier [14, 15].

We propose here a methodology to associate a Low Noise Amplifier (LNA) as close as possible to the coil [16, 17] by using an optimized matching network in a single PCB. This solution allows enhancing the SNR and then the coil sensitivity: the objective of this study.

In the paragraph 2, we will define the sensitivity of an NMR coil and its relationship with the low noise signal amplification. In this context, we will introduce the matching network requirements for NMR receiver coils. In paragraph 3, the models of the surface coil and the LNA will be presented as well as the optimum matching network and the simulation results. In the paragraph 4, we will present the test bench circuit verification and the validation of our method in an NMR system.

2. Theory

It is important to state that this is a preliminary study so the first developments were performed with a surface coil of 1.5 cm of radius, and should be extrapolated to the microcoil. The aim of this work is to demonstrate the benefits of local low noise amplification, the considerations to achieve it and finally the potential future applications.

2.1. Sensitivity of an NMR Receiver Coil and Local Low Noise Amplification

The sensitivity of an NMR receiver coil termed by the concentration sensitivity is expressed as the ratio between the signal to noise ratio (SNR) and the concentration of the measured substance [18]:

$$S_c = \frac{SNR}{concentration}, \quad (1)$$

In NMR, the signal to noise ratio is given by [19], [20]:

$$SNR = \frac{\mu(signalpower)}{\sigma(noisepower)},$$

$$SNR \infty \omega_0 B_0 V_S \frac{B_1}{i} \frac{1}{\sqrt{4k_B T_S R_S \Delta f}}, \quad (2)$$

where k_B is the Boltzmann constant, T_S and R_s are the ambient temperature and the source resistance respectively (here the source is the coil) and Δf is the receiver bandwidth.

In this expression we can state two main components, the components depending on the environment and the geometrical components:

The environment components are the static magnetic field (B_0), the Larmor precession frequency proportional to B_0 (ω_0) and the sample volume (V_s).

The geometrical components are B_1/i which is equivalent to the NMR signal and $\sqrt{4k_B T_s R_s \Delta f}$ which represents the noise produced by the coil in a given bandwidth [21].

As we can see, the environment components are constants imposed by the work conditions, and, if the geometrical parameters are optimized to achieved a maximum B_1/i and a low noise (minimum R_s), the only solution to improve the SNR is to amplify the NMR signal as close as possible to the coil in order to avoid losses or noise introduced by coaxial cables and connectors.

Moreover, for low matter quantities analysis, the amplitude of the NMR signal is very weak. Let's illustrate this from the experimental values of our surface coil (R_s =4 Ω) and our microcoil (R_s =1.3 Ω) for a measured volume of 1 mm^3 under a static field of 4.7 T and a bandwidth of 4 kHz [22]. The measured voltage densities of the signals (S) and noises (N) are S = 465 nV/√Hz and N=16 nV/√Hz for the surface coil and S = 2.3 µV/√Hz and N= 9 nV/√Hz for the micro coil (state the influence of the filling factor: η = sample's volume / coil's volume). In the case of a 0.1 mm^3 [8], the measured SNR with the micro coil is 80 and the estimated voltage density of the signal is 720 nV/√Hz.

The SNR of a micrometric sample is as poor as it is for most of the RF receivers [16]. That is the reason why it is interesting to look at the low noise amplification used in the RF receivers.

Any device, connector or transmission line produces an internal noise which is added to the noise at the input of the device. In terms of power spectral density per unit of frequency (V^2/Hz), the SNR at the output of a device with a voltage gain G_v is given by [23]:

$$SNR_{out} = \frac{G_v^2 \times \overline{V_{s,in}^2}}{G_v^2 \times \overline{V_{n,in}^2} + \overline{V_{n,dev}^2}}, \quad (3)$$

Indeed, the input signal and the input noise are amplified with the same factor G_v. The noise factor of a device is defined as the ratio between the SNR at the input of the device and the SNR at the output:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}, \quad (4)$$

Even if the noise factor induced by the LNA is very low (F ≈ 1.1 for the best technologies [24]), the SNR at the output of any device is lower than the SNR at its input (F > 1). But the importance of the LNA is illustrated by the Friis formula [17] which is the expression of the noise factor at the end of an impedance matched data acquisition line:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{v,1}^2} + \frac{F_3 - 1}{G_{v,1}^2 G_{v,2}^2} + \cdots \quad (5)$$

The interest of the LNA is to amplify the signal at the input of the data acquisition line (introducing the lower noise as possible) in order to improve the SNR at the output of the system. The higher the gain of the LNA is and the lower the noise added by the LNA is, the better the SNR at the output of the data acquisition line will be. And the closer the LNA is to the receiver coil, the lower the input noise produced by transmission lines will be.

The minimum noise factor of a device can also be represented by the equivalent noise temperature referred at the input of the system (T_{eq}, in K) and the noise temperature of the source (T_s, which is the ambient temperature in K):

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_S}, \quad (6)$$

2.2. Low Noise Matching Network Requirements for NMR Receiver Coils

The matching network is a passive devices network placed between the coil and the amplifier (or transmission line) where the aim is to deliver the output signal in the better conditions (voltage, power, frequency selection…) and also to avoid the reflection wave in the case of radio frequencies. In this part we will detail the requirements for an optimum low noise matching network for NMR receivers which involves the power matching, the voltage matching and the noise matching.

a) Power matching.

The classic matching network in NMR is based in the 50 Ω power matching as it is the characteristic impedance of most of the coaxial cables and terminals used in NMR. The interest of power matching in NMR is to avoid any reflection of the NMR signal from the circuit to the sample. Such a case can produce an error in the lecture of the relaxation times T1 and T2 and can also produce a perturbation of the homogeneity of the static magnetic field [25, 26].

Theoretically, if $\underline{Z_{coil}} = \underline{Z_{in}^*}$, the reflection wave will be zero, S11 will tend to -∞ dB and there will be a maximum power transfer (S21 = 0 dB); that is the raison why this is called the power matching. In practice, a 10 % reflection wave (S11 = -12 dB) is acceptable and that allows a mismatch range of +/-20 % between the impedance of the coil and the characteristic impedance of the transmission line.

b) Voltage matching

Considering R_s the equivalent resistance of the source and Z_{in} the impedance input of the LNA, the input noise is given by $\overline{V_{n,in}^2} = 4kTR_s$, the noise at the amplifier output is $\overline{V_{n,\text{out}}^2} = a^2 G_v^2 \overline{V_{n,\text{in}}^2} + \overline{V_{n\,amp}^2}$ and the output signal is $V_{\text{out}}^2 = a^2 G_v^2 V_{s,in}^2$ with the voltage ratio $a = Z_{in} / (Z_{in} + R_s)$. From Eq. 4, we can express the noise factor as follows:

$$F = \frac{a^2 G_v^2 \overline{V_{n,in}^2} + \overline{V_{namp}^2}}{a^2 G_v^2 \overline{V_{n,in}^2}} = 1 + \frac{\overline{V_{namp}^2}}{a^2 G_v^2 \overline{V_{n,in}^2}} \quad (7)$$

From this relation, we can state that for high input impedance compared to R_s, α = 1 and the second term of the noise figure will be minimized. With this condition we will have a maximum voltage transfer from the coil to the input amplifier ensuring the voltage matching. An example of application of the voltage matching to minimize the noise figure is given in [23].

c) Noise matching

To have a deep understand of the noise model of an amplifier we need to understand the noise theory of two port networks [27] and a transistor noise model [28].

A noisy two port network can be modeled as a noiseless two port network with an input noise voltage source ($\overline{V_n}$) and an input current noise source ($\overline{I_n}$) [29]. $\overline{V_n}$ is the equivalent voltage source referred to the input when the input is short-circuited ($Z_{sourse} = 0$) and $\overline{I_n}$ is the equivalent current source referred to the input when the input is open-circuited ($Y_{sourse} = 0$). These equivalent sources are correlated because they represent the global behavior of the internal physical noise sources of the noisy two ports.

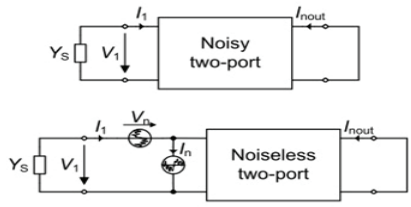


Fig. 2. Noisy-Two port model.

In amplifiers, the noise factor can be described by:

$$F = F_{\min} + \frac{g_n}{R_S}\left|Z_{source} - Z_{opt}\right|^2 =$$
$$= F_{\min} + \frac{g_n}{R_S}\left[\left(R_S - R_{opt}\right)^2 - \left(X_S - X_{opt}\right)^2\right] = \quad (8)$$
$$= F_{\min} + \frac{r_n}{G_S}\left[\left(G_S - G_{opt}\right)^2 - \left(B_S - B_{opt}\right)^2\right]$$

where F_{min} is the minimum noise factor of the amplifier, g_n is the noise conductance, $G_{source}=R_s+X_s$ is the impedance of the source and Z_{opt} is the optimum source impedance value that allow us to reach the minimum noise factor. Then the noise matching is achieved when $R_s=R_{opt}$ and $X_s=X_{opt}$. Respectively, r_n is the noise conductance, G_{source} is the admittance of the source and Y_{opt} is the optimum source admittance. The noise conductance, the noise resistance and their relationship are defined as follows [28, 30, 31]:

$$g_n = \overline{I_n^2}/(4k_BT), \quad (9)$$

$$r_n = \overline{V_n^2}/(4k_BT), \quad (10)$$

$$g_n R_{opt} = r_n G_{opt}, \quad (11)$$

The noise parameters to define are then: F_{min}, g_n (or r_n), R_{opt} (or G_{opt}) and X_{opt} (or B_{opt}) and they can be described as a function of the internal transconductance, capacitances and resistances of the two port network [29]. Usually, $Z_{in}\neq Z_{opt}$. A Low Noise Amplifier is then an amplifier where F_{min} and g_n (or r_n) are as low as possible.

3. Model of the Circuit and Simulations

In order to determine the optimum noise matching network by simulation performed by ADS® software, we need to have a model of the coil and the amplifier as reliable as possible around 200 MHz (^{1}H resonant frequency under 4.7 T field of NMR system).

3.1. Coil Model

An NMR receiver coil is a transducer that converts the instantaneous nuclear magnetization vector $\overrightarrow{M(t)}$ of a sample in a voltage free induction *decay* (FID). The signal processing of the measured FID gives the signal information that allows the reconstruction of the sample images or spectra.

From the energy conversion point of view, the variation of the magnetization vector produces a flux variation through the static NMR receiver coil. The magnetic induction is then placed in a Neumann case [32]. Under this condition, from the differential forms of the Gauss's law and the differential Maxwell-Faraday equation, we can show that the instantaneous electric field produced by the magnetization vector in a point *m* of the circuit of a coil is given by [33]:

$$\vec{E}_{(m,t)} = -\overrightarrow{grade}\,(V(t)) - \overrightarrow{\frac{\partial A_{(m,t)}}{\partial t}}, \quad (12)$$

In a quasi-stationary regime, the local Ohm's law in a point *m* of the circuit is:

$$\vec{J}_{(m,t)} = \sigma \vec{E}_{(m,t)}, \quad (13)$$

And the local resistance is:

$$d\vec{R} = \frac{d\vec{l}}{\sigma S}, \quad (14)$$

where σ is the conductivity of the circuit and S is its section. From the equation (12), the electric field in a portion AB of the coil is:

$$\int_A^B \vec{E}_{(m,t)}\, d\vec{l} = -(V_B(t) - V_A(t)) + \int_A^B \left(-\overline{\frac{\partial A_{(m,t)}}{\partial t}}\right) d\bar{l}, \quad (15)$$

From the equations (13) and (14):

$$\vec{E}_{(m.t)}\, d\vec{l} = \int_A^B \frac{\vec{j}_{(m,t)}}{\sigma} d\vec{l} = \int_A^B \frac{\vec{I}_{(m,t)}}{\sigma s} d\vec{l} = \int_A^B \vec{I}_{(m,t)}\, d\vec{R} = R_{AB} I_{AB}(t), \quad (16)$$

Moreover, the induced electromotive force in the Neumann case is:

$$e_\Phi(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = \int_A^B \left(-\frac{\overline{dA}_{(m,t)}}{dt}\right) d\bar{l}, \quad (17)$$

By combining the equations (15), (16) and (17), and considering AB the terminals of the coil, we deduce the potential difference of NMR receiver as:

$$V_{coil}(t) = V_B(t) - V_A(t) = e_\Phi(t) - R_{AB} I_{AB})(t) \quad (18)$$

From a transducer point of view, this expression means that the coil has a Thevenin equivalent circuit where e_ϕ is the voltage generator (induced by the flux variation) with an internal loss resistance R_{AB} (Fig. 3). The Norton equivalent circuit between the terminals AB of the coil is a current generator $i_\phi=e_{AB}/R_{AB}$ with an internal loss resistance R_{AB}.

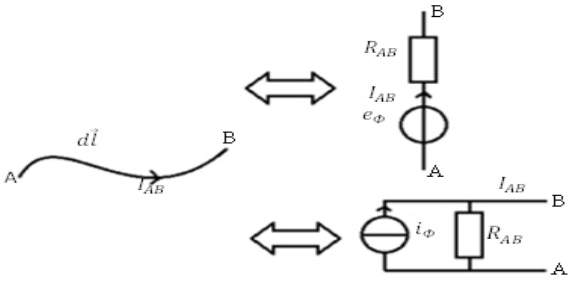


Fig. 3. Thevenin-Norton equivalent circuit of a coil from a transducer point of view.

From a frequency resonant point of view, we have to add the equivalent circuit the physical proper inductance between the terminals AB. The complete equivalent model of an NMR receiver coil is then a parallel RL circuit with an induced current source i_ϕ. This model contrasts with the series RL equivalent circuit, widely used in the NMR community.

In the Fig. 4, we plot the S11 parameter of the impedance Z_{AB} of an equivalent parallel RLC circuit and an equivalent series RLC circuit. For the same values of R, L and C, we clearly see that the series RLC circuit acts like a low pass filter and the parallel RLC circuit acts like a selective filter which is actually the real behavior of an NMR receiver coil.

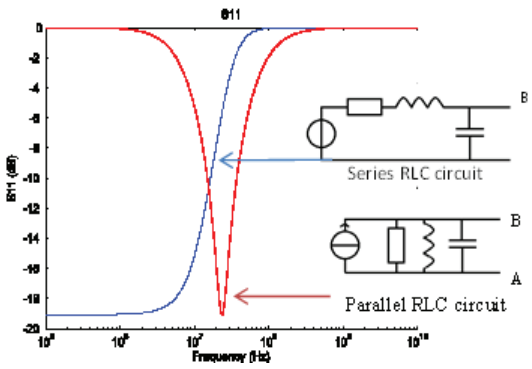


Fig. 4. RLC series and parallel S11 comparison.

Moreover, in an RL series circuit, the inductance L_{AB} is a loss element and this approach disagrees with the energy conversion demonstration where no inductance takes part (equation 18).

We conclude that an NMR receiver coil should be modeled by its equivalent Norton (or Thevenin) circuit in parallel whit the physical inductance L_{AB}.

3.2. Amplifier Model: Estimation of the Noise Parameters

To model the commercial amplifier, first we extract the S-parameters with a VNA (E5071C ENA series, Agilent Technologies). From the S11 parameter, we can get a model of the input impedance of the amplifier. The parameter S21 allows us to determine the power gain of the device. S12 (< -60 dB) states that the amplifier is unilateral, probably achieved with an output cascade stage. S22 give us information about the output impedance.

The stability of the amplifier can be checked by using the Rollett stability factors K and Δ [34].

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}, \tag{19}$$

$$K = \frac{1 - S_{11}^2 - S_{22}^2 + \Delta^2}{2|S_{12}S_{21}|}, \tag{20}$$

In this case K > 1 and Δ < 1; thus, our commercial amplifier is unconditionally stable for any passive load or source impedance.

Concerning the noise parameters, F_{min} is given in general by the constructor but often it is not the case for g_n and Z_{opt}. From the S-parameters of our amplifier we can assume that our LNA is based in an inductive series feedback design and the particularity of this design technique is that we can have a simultaneous power and noise matching which means that $Z_{in}=Z_{opt}$ [35], [36]. By taking this simplifying hypothesis, we can estimate g_n thanks to the inequality of Pospieszalski [30], [31]:

$$1 \le \frac{4R_{opt}\, g_n}{F_{\min} - 1} < 2, \tag{21}$$

The left side inequality means that the correlation between the input equivalent two noise sources may not be correlated more than 100 % the right side is a limitation of the model [31].

From the equation (6) and the Johnson-Nyquist formula [21] we find that:

$$F_{\min} - 1 = \overline{V_n I_n}/(2k_B T_S), \tag{22}$$

By combining the equations (9), (21) and (22) we can deduce (21) to (23).

$$\begin{cases} \dfrac{1}{2R_{opt}} \le \dfrac{\overline{I_n}}{\overline{V_n}} < \dfrac{1}{R_{opt}} & (23) \\ \overline{V_n I_n} = (F_{\min} - 1) \times (2k_B T) & (24) \end{cases},$$

In order to estimate the equivalent input noise sources, we have to verify the system above.

From the constructor datasheet, the minimum noise figure is $NF_{\min} = 0.45\, dB$, thus the minimum noise factor is: $F_{\min} = 1.1092$.

For a work temperature of 293 K, we have: $\overline{V_n I_n} = 8.82 * 10^{-22}$ J/Hz. Thus, the estimated values of the equivalent input noise sources at 200 MHz are:

$$\overline{V_n} = 38\, pV/\sqrt{Hz}$$
$$\overline{I_n} = 23.2\, pA/\sqrt{Hz}$$

These values allow calculating g_n and r_n to complete the model of our commercial amplifier and we can create a file type ".s2p" to be used for the circuit simulations. The results here stay estimation but it is enough for a basic simulation. A more precise method to extract the noise sources values from measured data is presented by Ikalainen [37].

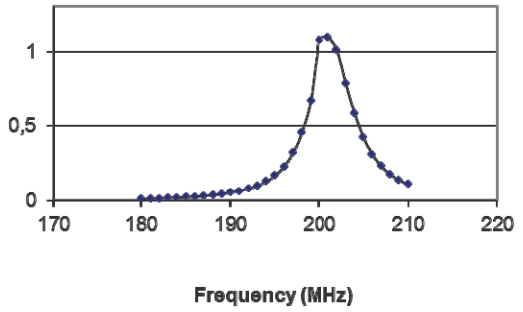


Fig. 5. Inequality of Pospieszalski plot for the estimated noise sources values.

3.3. Noise Matching Network Simulation

With a defined model of the coil and the amplifier, we can define the noise matching network between them (Fig. 6).

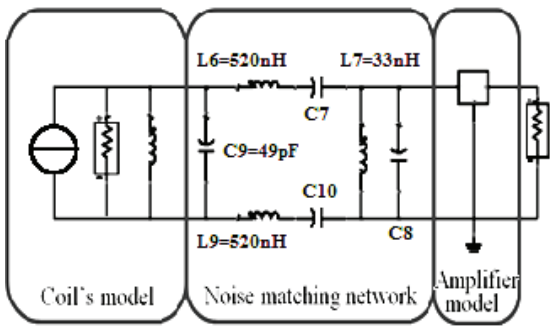


Fig. 6. Final circuit simulation.

The capacitor C9 is the tuning capacitor but in practice it also has an important matching influence. The inductance L6 mainly influence the tuning of the circuit and L7 varies the matching at the input of the amplifier. The capacitors C7 and C8 do not have a major impact on the circuit behavior and they are as low as possible (1 pF). L9 and C10 are the same as L6 and C7, this impedance repartition is used to compensate the dielectric losses [38].

The Fig. 7 shows the evolution of the AC voltage through the circuit. V_{in} is the input signal at the terminals of the coil (L8), V_a is the voltage at the amplifier's input and V_{out} is the output voltage. We can state that the maximum value of the input voltage is reached about 225 MHz; this value corresponds to the resonance between the inductance of the coil (L8) and C9. As we can see, the maximum voltage gain through the circuit is reached at about 210 MHz and not at the resonance frequency of the coil. This is because the voltage gain strongly depends on the matching network and mainly in the inductance L7 according to the voltage matching (equation 7).

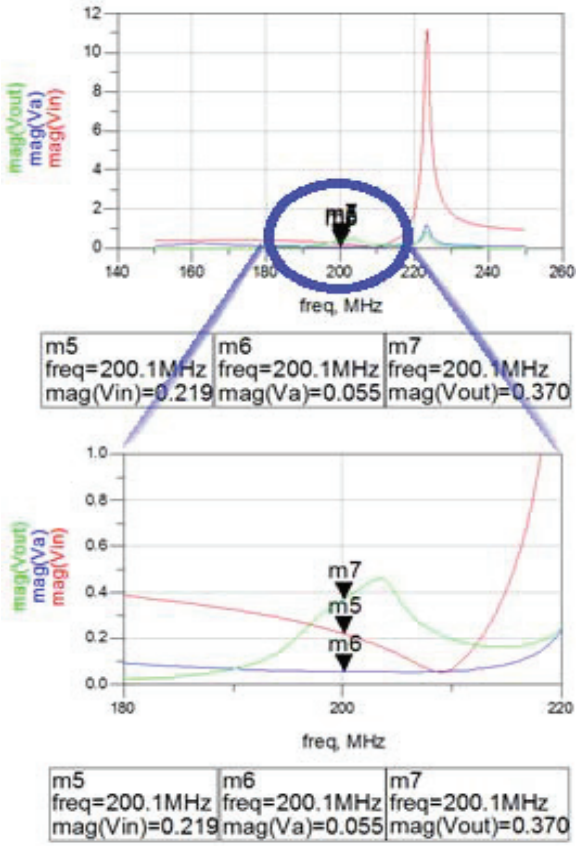


Fig. 7. AC voltage evolution.

The optimum matching network is accomplished when the combination of this capacitors and inductances allows obtaining the three low noise matching requirements. With the component values of the circuit of the Fig. 6 we reach the optimum noise matching network requirements at 200 MHz (Fig. 8):

S21 = 12 dB and G_v = 13.8 dB (V_{out}/V_{in} = 4.8), which is a good compromise between the power gain of the NMR signal and the voltage matching allowing to minimize the noise at the input of the amplifier.

NF = 0.8 dB, final noise contribution of the matching network and the LNA to the NMR signal.

S11 = - 9.5 dB, this value is higher than the expected -12 dB but in practice that can be improved.

We must notice that a better power matching implies a worst noise figure as predicted by the opposition between the power and voltage matching.

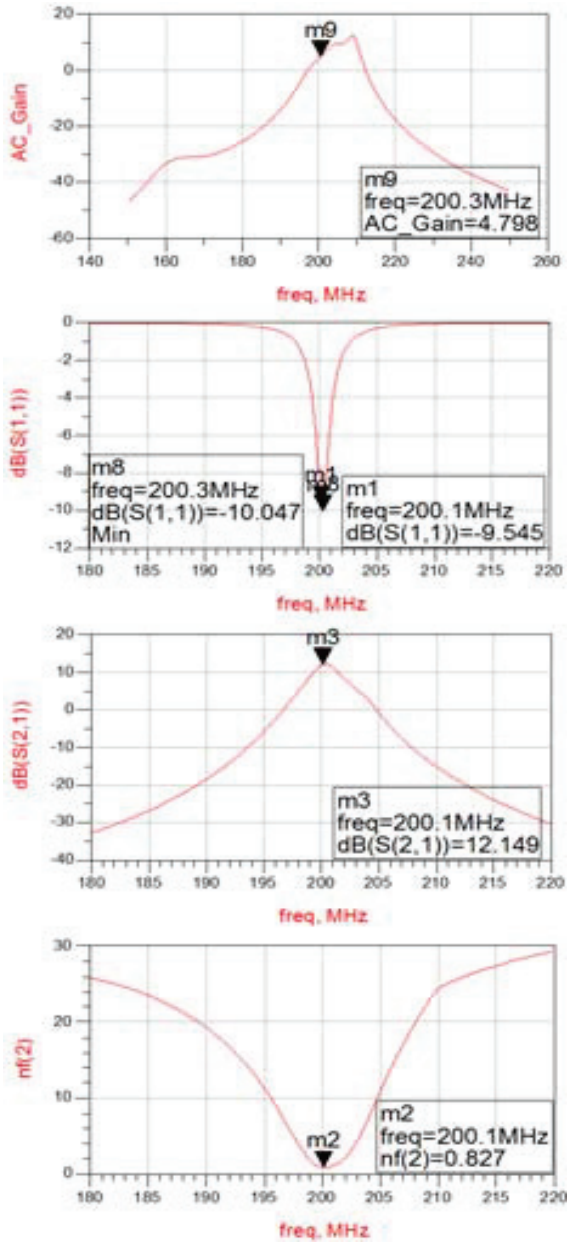


Fig. 8. Simulation results of the matching network requirements.

4. Results

The S-parameters of the circuit measured with the VNA match the results predicted by simulation and we validate the interest of the *in situ* LNA for NMR receivers.

The circuit is fabricated in an FR-4 PCB with a 35 µm copper thickness. The surface coil is a loop with radius of 1.5 cm. the coil is linked to the matching network and the amplifier by a strip line of 7.5 cm. In order to avoid any losses or noise introduced by switches of PIN diodes, behind the LNA, we have a GaAs based SPDT RF-switch that ensures the decoupling of the coil during the RF- excitation.

The achieved circuit is showed in the Fig. 9. The receiver coil and the electronic part are separated each other to avoid interaction between the emitting coil and the sample with the electromagnetic field emitted by the electronic circuit and also to avoid field inhomogeneity of the gradients due to the Faraday cage that encapsulates the circuit.

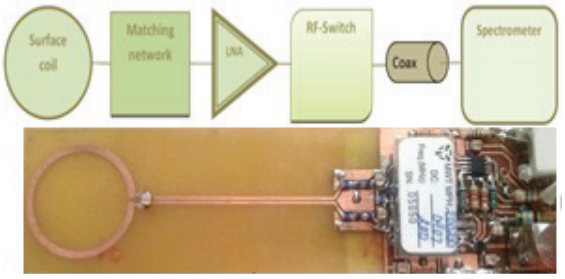


Fig. 9. Circuit stages and achieved in situ low noise amplified NMR coil.

4.1. Test Bench Verification

To verify the circuit model and the simulations based in the theory presented in this study we measure the S-parameters of the total final circuit with the VNA (E5071C ENA series, Agilent Technologies). In the Fig. 10, at 200 MHz, we can see that S11 = -12.5 dB and S21 = 9.4 dB match the simulation results as well as the measured voltage gain of 4.

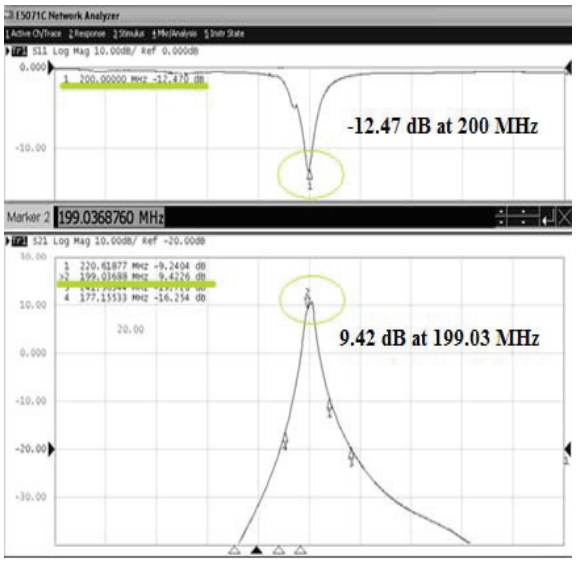


Fig. 10. Measured S11 (top) and S21 (bottom).

The similarity between the measured S-parameters and voltage gain and the simulation results allow us to conclude that the power and voltage matching are achieved. The measurement of the noise in the circuit requires a specific VNA that we does not have in our laboratory so we are not able to verify the noise matching. However, as the

measurements and simulation of the S-parameters and voltage gain are very close, we can assume that the noise matching is also achieved.

4.2. Practical Validation

To validate the influence of our circuit on the SNR, we made an MRI comparison between the circuit of the Fig. 9 and a classic 1.5 cm radius surface coil (surface coil, 50 Ω matching network and coaxial cable to the spectrometer). This comparison was based in a RARE sequence with 2 mm coronal slices (parallel to the surface of the coil) under a 4.7 T Bruker system.

The SNR is measured in slices parallel to the axial plan of the coil at a progressive distance. In the Fig. 11, we have a qualitative comparison of the SNR obtained for the same slice with the classic coil configuration and the *in situ* low noise amplified coil.

With the plot at the top of the Fig. 12, we can state that the SNR of the amplified coil is higher than 50 dB till a distance of 16 mm to the coil while the maximum SNR of the classic configuration is 31 dB for a distance of 4 mm. The LNA allow us to have a deeper field of view into the sample with a better SNR than the classic coil.

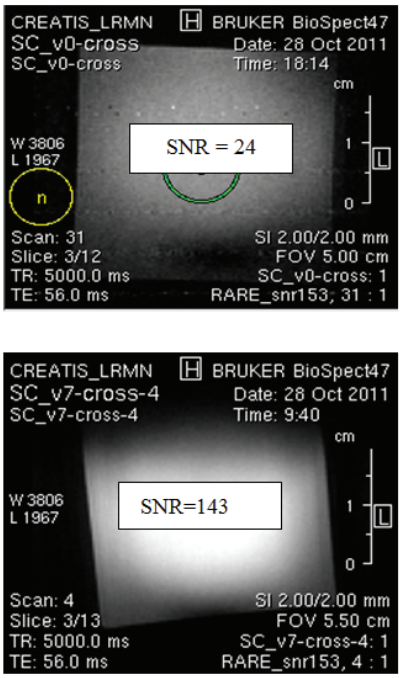


Fig. 11. Images obtained with a classic coil (top) and the in situ low noise amplified coil (bottom).

In the bottom of the Fig. 12 we have the mean SNR improvement which is the average ratio between the amplified coil and the classic coil. For a distance to the coil between 4 mm and 26 mm, we have a SNR improvement between 5 and 3. The in situ low noise amplification allows us to improve the sensitivity of the coil as far as 6 fold for a NMR measurement at 6 mm to the coil.

In terms of MRS, the concentration limit of detection is: $LOD_c = 3/S_c$. By applying this method to the microcoil, we will be able to detect a minimum choline concentration of 1.7 mM for a 100 mM concentration of cerebral metabolites solution. This is equivalent to a 6 % reduction of the in situ amplified microcoil LOD_c compared to the actual non amplified microcoil.

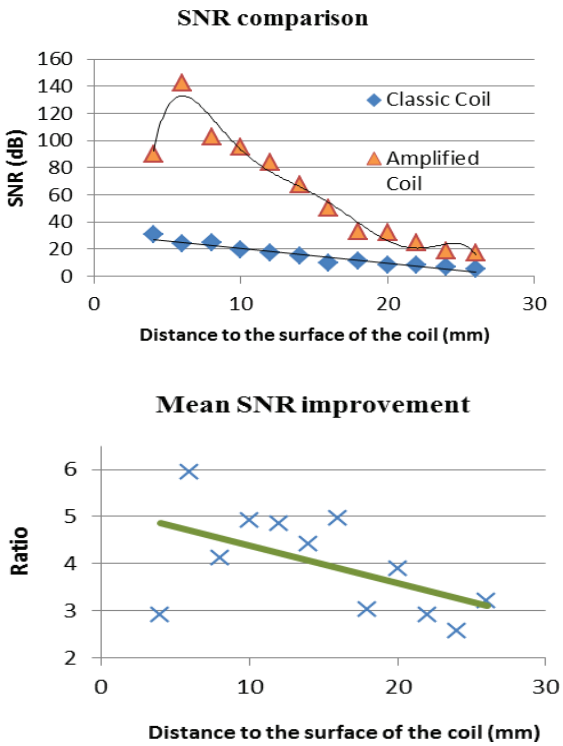


Fig. 12. SNR comparison between the classic coil and the local amplified coil (top) and the mean ratio of the SNR improvement of the amplified coil in comparison to the classic coil (down).

5. Conclusions

The NMR receiver coils are critically important in performance of NMR imaging and spectroscopy system. In this work we showed the interest of an in situ low noise amplification applied to NMR receiver coils. Here we detailed the requirements to reach an optimized matching network allowing simultaneously a suitable voltage gain, noise figure and S-parameters. In addition, an optimum transmission of the signal from the coil to the amplifier is obtained by avoiding the use of coaxial cables and switches between the coil and the LNA. In order to have reliable simulation results, we proposed a novel approach to define a model of an NMR receiver coil representing its real behavior and we also proposed a method to estimate the noise conductance and noise resistance of an inductive series feedback LNA.

We also showed that the achievement of the low noise matching network requirements in NMR allows having a factor 6 sensitivity improvement of a given coil. This method allows having a 4 fold deeper field of view in MRI and can be applied to NMR coil and microcoils to obtain a lower concentration limit of detection in MRS.

Thus, this study is contribution toward obtaining better acquisitions with NMR receiver coils and most particularly with micro receiver coils.

References

[1]. F. V. Gilroy, M. R. Edwards, R. S. Norton, & W. J. O'Sullivan, Metabolic studies of the protozoan parasite, Crithidia luciliae, using proton nuclear magnetic resonance spectroscopy, *Mol. Biochem. Parasitol*, Vol. 31, Issue 2, 1988, pp. 107-115.

[2]. J. K. Nicholson, P. J. D. Foxall, M. Spraul, R. D. Farrant, & J. C. Lindon. 750 MHz 1 H and 1 H-13C NMR Spectroscopy of Human Blood Plasma, *Analytical Chemistry*, Vol. 67, Issue 5, 1995, pp. 793-811.

[3]. R. Teng, P. R. Junankar, W. A. Bubb, C. Rae, P. Mercier, & K. Kirk, Metabolite profiling of the intraerythrocytic malaria parasite Plasmodium falciparum by 1 H NMR spectroscopy, *NMR in Biomedicine*, Vol. 22, Issue 3, 2009, pp. 292-302.

[4]. R. Subramanian, M. M. Lam, & A. G. Webb, RF microcoil design for practical NMR of mass-limited samples, *Journal of Magnetic Resonance*, Vol. 133, Issue 1, 1998, pp. 227-231.

[5]. P. J. M. van Bentum, J. W. G. Janssen, & P. M. Kentgens, Towards nuclear magnetic resonance μ-spectroscopy and μ-imaging, *Analyst*, Vol. 129, 2004, pp. 793-803.

[6]. C. Massin, F. Vincent, A. Homsy, K. Ehrmann, G. Boero, P.-A. Besse, A. Daridon, E. Verpoorte, N. F. de Rooij, & R. S. Popovic, Planar microcoil-based microfluidic NMR probes, *Journal of Magnetic Resonance*, Vol. 164, Issue 2, 2003, pp. 242-255.

[7]. N. Baxan, J. F. Chateaux, A. Rengle, H. Rabenson, A. Briguet, G. Pasquet, P. Morin, & L. Fakri-Bouchet, NMR implantable probe: limit of metabolites detection. in *ISMRM,* in *Proceedings of the 17th Annual Workshop on Circuits, Systems and Signal Processing*, Veldhoven, The Netherlands, 2006, pp. 125-131.

[8]. N. Baxan, H. Rabeson, G. Pasquet, J.-F. Châteaux, A. Briguet, P. Morin, D. Graveron-Demilly, L. Fakri-Bouchet, Limit of detection of cerebral metabolites by localized NMR spectroscopy using microcoils, *Comuptes Rendus Chimie*, Vol. 11, 2008, pp. 448-456.

[9]. A. Kadjo, N. Baxan, R. Cespuglio, C. Rousset, A. Briguet, D. Graveron-Demilly, L. Fakri-Bouchet, In vivo animal NMR studies using implantable micro coil, in *IEEE Imaging Systems and Techniques*, 2008, pp. 294-296.

[10]. A. Kadjo, N. Baxan, R. Cespuglio, A. Briguet, C. Rousset, M. Dung-Hoang, D. Graveron-Demilly, & L. Fakri-Bouchet, In vivo animal NMR studies using implantable micro-coil, in *Proceedings of the ISMRM, 17th Scientific Meeting and Exhibition*, Honolulu, USA, 2009, pp. 4275.

[11]. A. Kadjo, J. C. Brisset, M. Dung-Hoang, P. Poulichet, C. Rousset, A. Fakri, Y. Z. Wadghiri, M. Wiart, L. Rousseau, R. Cespuglio, A. Briguet, D. Graveron-Demilly, & L. Fakri-Bouchet. Biocompatibility of implantable micro-coil dedicated for In vivo animal NMR studies. in *ISMRM,* in *Proceedings of the 18th Scientific Meeting and Exhibition*, Stokholm, Sweden, 2010.

[12]. L. Fakri-Bouchet, T. Cherifi, L. Quiquerez, J. F. Chateaux, & A. Briguet, High performance NMR local preamplifier associated to microcoil, in *Proceedings of the 13th Scientific Meeting and Exhibition (ISMRM)*, Miami Beach Florida, USA, 2005, pp. 409.

[13]. K. R. Minard & R. A. Wind, Solenoidal microcoil design - Part II: Optimizing winding parameters for maximum signal-to-noise performance, *Concepts in Magnetic Resonance*, Vol. 13, 2001, pp. 190-210.

[14]. S. J. Dodd, G. C. Nascimiento, M.-C. Hsieh, H. Merkle, J. A. Murphy-Boesch, J. H. Chen, A. P. Koretsky, & A. C. Silva, Modular Preamplifier Design and Application to Animal Imaging at 7 and 11.7 T, in *Proceedings International Society for Magnetic Resonance in Medicine*, 2009, p. 2985.

[15]. R. P. Joensuu, Array RF Coil for Rabbit Thoracic Arteries Imaging at 200MHz, in *Proceedings of the International Society for Magnetic Resonance in Medicine*, 2009, p. 4736.

[16]. F. Bruccoleri, E. A. M. Klumperink, & B. Nauta, Wideband Low Noise Amplifiers Exploiting Thermal Noise Cancellation, *Kluwer/Springer*, Dordrecht, Netherlands, 2005.

[17]. H. T. Friis, Noise Figures of Radio Receivers, in *Proceedings of the IRE*, Vol. 32, Issue 7, 1944, pp. 419-422.

[18]. M. E. Lacey, R. Subramanian, D. L. Olson, A. G. Webb, & J. V. Sweedler, High-Resolution NMR Spectroscopy of Sample Volumes from 1 nL to 10 μL, *Chemical Reviews*, 99, 1999, pp. 3133-3152.

[19]. R. R. Ernst, Application of Fourier Transform Spectroscopy to Magnetic Resonance, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 37, Issue 1, 1966, pp. 93.

[20]. E. Harel, Magnetic resonance detection: spectroscopy and imaging of lab-on-a-chip, *Lab on a Chip*, Vol. 9, Issue 1, 2009, p. 17.

[21]. H. Nyquist, Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors, *Physical Review*, Vol. 32, Issue 1, 1928, pp. 110-113.

[22]. A. Kadjo, Micro-capteur implantables: Etude des critères de performance en vue de l'optimisation des acquisitions par Spectroscopie RMN in vivo. Ph.D. Thesis, *Universite Claude Bernard Lyon1*, Lyon, France, 2011.

[23]. N. Sun, Y. Liu, H. Lee, R. Weissleder, & D. Ham, CMOS RF biosensor utilizing nuclear magnetic resonance, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 44, 12, 2009, pp. 3677-3726.

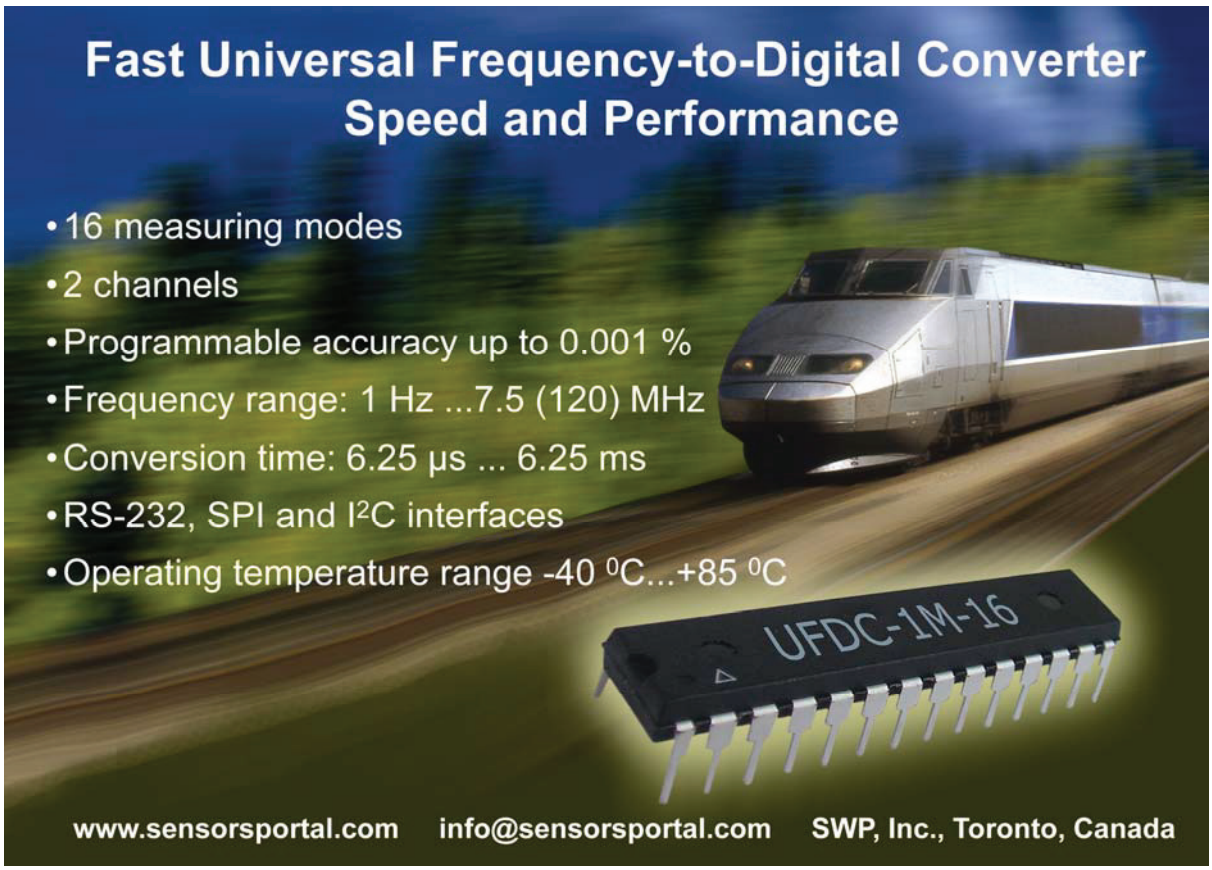
[24]. NEC. NE67300 Low Noise Ku-K band GaAs MESFET, *Datasheet*, 2013.

[25]. D. H. Wu, A. Chen, & C. S. Johnson, Flow Imaging by Means of 1D Pulsed-Field-Gradient NMR with Application to Electroosmotic Flow, *Journal of Magnetic Resonance*, Series A, Vol. 115, 1995, pp. 123-126.

[26]. H. Barjat, D. L. Mattiello, & R. Freeman, Suppression of Radiation Damping in High-

Resolution NMR, *Journal of Magnetic Resonance*, Vol. 136, 1999, pp. 114-117.
[27]. H. Rothe & W. Dahlke, Theory of Noisy Fourpoles, in *Proceedings of the IRE*, Vol. 44, 1956, pp. 811-818.
[28]. A. Cappy, Noise modeling and measurement techniques (HEMTs), *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, 1988, pp. 1-10.
[29]. C. Enz & Y. Cheng, MOS transistor modeling for RF IC design, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 35, 2000, pp. 186-201.
[30]. M. W. Pospieszalski, Modeling of noise parameters of MESFETs and MODFETs and their frequency and temperature dependence, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 37, 1989, pp. 1340-1350.
[31]. M. W. Pospieszalski, On the Measurement of Noise Parameters of Microwave Two-Ports, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 34, 1986, pp. 456-458.
[32]. P. Graneau, The Ampere-Neumann Electrodynamics of Metallic Conductors, *Fortschritte der Physik*, Vol. 34, 1986, pp. 457-501.
[33]. D. Fleisch, A Student's Guide to Maxwell's Equations, *Cambridge University Press*, 2008.
[34]. J. Rollett, Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports, *IRE Transactions on Circuit Theory*, Vol. 9, 1962, pp. 29-32.
[35]. D. D. Henkes, LNA Design Uses Series Feedback to Achieve Simultaneous Low Input VSWR and Low Noise, *Applied Microwaves & Wireless*, 1998, pp. 26-32.
[36]. Z. Nie, J. Bao, P. Lin, & F. Cai, A novel simultaneous noise and input VSWR matching technique for broadband LNA, *Journal of Electronics (China)*, Vol. 27, 2011, pp. 446-452.
[37]. P. K. Ikalainen, Extraction of device noise sources from measured data using circuit simulator software, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 41, 1993, pp. 340-343.
[38]. M. Decorps, P. Blondet, H. Reutenauer, J. Albrand, & C. Remy, An inductively coupled, series-tuned NMR probe, *Journal of Magnetic Resonance*, Vol. 65, 1985, pp. 100-109.

2014 Copyright ©, International Frequency Sensor Association (IFSA) Publishing, S. L. All rights reserved.
(http://www.sensorsportal.com)



RESUME en français

Ce travail de thèse a pour objectif principal d'améliorer la sensibilité d'un micro-récepteur RMN implantable, utilisé dans le cadre de la micro-spectroscopie localisée *in vivo*.

Dans la première partie de cette thèse, nous avons réexaminé la fabrication et modélisation de ce micro-récepteur par rapport à sa sensibilité. Parmi les deux procédés de fabrication proposés (électrodéposition du micro-récepteur avec un underpass sur un substrat de silicium et de verre), nous avons retenu celui-qui nous a permis d'obtenir les meilleures performances en termes de facteur de qualité. Les prototypes fabriqués avec ce procédé ont été caractérisés à l'aide d'un modèle que nous avons développé, basé sur une équation à coefficients polynomiaux. Ceux-ci ont été établis à partir de la simulation du layout du capteur et ont été réajustés en fonction des mesures. Ce modèle polynomial nous a conduits à un circuit équivalent du micro-récepteur, permettant d'approfondir l'étude de son comportement électrique en radio fréquences.

La deuxième partie de ce travail est développée autour de l'association d'un amplificateur faible bruit (LNA) au plus près du micro-récepteur, afin d'améliorer sa sensibilité. Nous avons analysé l'état de l'art de l'amplification de micro-bobines RMN ainsi que l'interaction électromagnétique entre un circuit intégré et l'environnement RMN. En partant de cette analyse et des contraintes à remplir par le circuit d'adaptation (en termes de transmission de puissance, gain en tension et adaptation faible bruit), nous avons proposé un circuit d'amplification locale permettant d'améliorer la sensibilité du capteur. Nous avons validée notre démarche par simulation (avec notre micro-récepteur) et nous avons vérifié l'intérêt de celle-ci en RMN (avec une bobine de surface).

Les résultats de ce travail nous ont permis d'établir des solutions concrètes pour atteindre la sensibilité nécessaire à nos applications.

TITRE en anglais

Contribution to the Sensitivity Improvement of an Implantable Micro NMR sensor

RESUME en anglais

The aim of this thesis is to improve the sensitivity of an implantable micro NMR sensor, dedicated to the in vivo local micro-spectroscopy.

In the first part of this thesis, we re-examined the design and modeling of this micro-sensor according to its sensitivity. We proposed two micromachining processes (electrodeposition of the micro-sensor with an underpass on a silicon and glass substrate) and we kept the one allowing the higher quality factor. The prototypes made with the chosen process were characterized thanks to a model that we developed, based in an equation with polynomial coefficients. These coefficients were determined from the layout of the sensor and were adapted to match the measurements. From this polynomial model, we proposed an equivalent circuit of the micro-sensor to have a better knowledge of its electrical behavior at high frequencies.

The second part of this work is about the closer association of a low noise amplifier (LNA) with the micro-sensor to improve its sensitivity. We analyzed the state of art on the amplification of NMR micro-coils and the electromagnetic interaction between the integrated circuits ant the NMR environment. From this analysis and the conditions of the matching network (power transmission, voltage gain and low noise matching), we proposed a local amplification circuit achieving the sensitivity improvement of the sensor. This approach was validated by simulation (with our micro-sensor) and verified in an NMR system (with a surface coil).

The results of this work allow us to set practical solutions to reach the required sensitivity of our applications.

DISCIPLINE

Micro-capteurs, Electronique, Instrumentation et Systèmes RF : dispositifs médicaux.

MOTS-CLES

Micro-capteurs implantables, micro-fabrication, modélisation de composants, électronique analogique et radiofréquence, amplificateurs faible bruit, physique des transistors, compatibilité électromagnétique, RMN.

INTITULE ET ADRESSE DE L'U.F.R. OU DU LABORATOIRE :

Laboratoire CREATIS

CNRS UMR5220 - INSERM U1044 - Université Lyon 1 - INSA Lyon

Bat. CPE, 3 rue Victor Grignard, 69616 Villeurbanne, France