

Titre: Une antenne hybride RF/shimming pour l'IRM de la moelle épinière
Title:

Auteur: Grégoire Germain
Author:

Date: 2017

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Germain, G. (2017). Une antenne hybride RF/shimming pour l'IRM de la moelle épinière [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/2623/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/2623/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Julien Cohen-Adad
Advisors:

Programme: Génie biomédical
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

UNE ANTENNE HYBRIDE RF/SHIMMING POUR L'IRM DE LA MOELLE ÉPINIÈRE

GRÉGOIRE GERMAIN

INSTITUT DE GÉNIE BIOMÉDICAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE BIOMÉDICAL)

MAI 2017

© Grégoire Germain, 2017.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

UNE ANTENNE HYBRIDE RF/SHIMMING POUR L'IRM DE LA MOELLE ÉPINIÈRE

présenté par : GERMAIN Grégoire

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. CALUZ Christophe, Ph. D, président

M. COHEN-ADAD Julien, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. TREMBLAY Charles C., B. Ing., membre

DÉDICACE

À ma famille,

À Manon,

REMERCIEMENTS

En tout premier lieu, je souhaiterais adresser mes plus sincères remerciements à mon directeur de recherche le professeur Julien Cohen-Adad, pour son support et son intérêt constant pour le projet. Ses connaissances et sa patience ont été d'une aide considérable durant mes études, m'ont aidé à avancer et à comprendre les enjeux du projet. Un grand merci pour m'avoir permis de rejoindre Neuropoly, un laboratoire qui a été idéal en termes de matériel et de qualité de travail.

Ma reconnaissance va également à Jason Stockmann pour avoir partagé son expérience sur les antennes hybrides et les antennes IRM en général, et ce, depuis le tout début du projet. Je le remercie également d'avoir pris le temps de se déplacer à Montréal et de m'avoir accueilli à Boston pour que nous puissions travailler ensemble.

Je remercie particulièrement Alexandru Foias et Nibardo Lopez-Rios, membres de Neuropoly, qui m'ont accompagné dans la construction de l'antenne et dans la résolution des problèmes la concernant. Je témoigne également ma gratitude à Ryan Topfer pour avoir partagé ses connaissances sur le shimming et pour ses conseils sur la programmation des logiciels associés. Plus largement, j'adresse un grand merci à toute l'équipe du laboratoire pour leur aide précieuse et pour les riches discussions que nous avons pu avoir : Nikola Stikov, Sara Dupont, Gabriel Mangeat, Simon Lévy, Tanguy Duval, Benjamin De Leener, Tommy Boshkovski, Agah Karakuzu, Ariane Saliari, Manh-Tung Vuong et Charley Gros.

Je souhaiterais également exprimer ma reconnaissance envers mes parents et mon frère, ma petite-amie Manon Lacroix Lagrandeur pour leur soutien et leur amour sans faille durant cette période. Je remercie mes amis avec qui j'ai pu passer de très bons moments à Montréal pendant ces 2 ans : Adrien Barbry, Adrien Bercegol, Paul Javal, Benoît Laflaquière, Wadhah Mhamdi, Adeline Sok, Elorri Golhen, David Kauffer, Sebastien Maduro, Sabine Martin.

RÉSUMÉ

La moelle épinière est sujette à un grand nombre de pathologies comme la sclérose en plaques, qui peuvent s'avérer handicapantes pour l'être humain. C'est pourquoi certains groupes de recherche ont développé de nouvelles techniques d'imagerie IRM dans le but de les dépister. Cependant, si l'imagerie de la moelle épinière reste moins avancée que celle du cerveau, c'est notamment à cause de l'inhomogénéité du champ magnétique dans cette région particulièrement prononcée par rapport à la zone du cerveau. Malheureusement, les techniques de shimming par harmoniques sphériques existantes ne permettent pas, aujourd'hui, de compenser de manière efficace ces variations de champ magnétique et sont peu adaptables à une mise à jour dynamique des courants de shimming dû à la forte inductance des boucles. Une alternative prometteuse a récemment été proposée pour l'imagerie du cerveau, utilisant une antenne hybride possédant les fonctions de réception du signal RF et de shimming.

Le but de ce projet a été d'optimiser et d'adapter ce concept afin de produire un prototype d'antenne de ce type, dédié à l'imagerie de la moelle épinière cervicale. La configuration des éléments de l'antenne a tout d'abord été optimisée et comparé au shimming par harmoniques sphériques grâce à un panel de simulation. Le prototype a ensuite été conçu et testé sur le banc d'essai afin d'ajuster certains paramètres nécessaires au bon fonctionnement de la partie réception de l'antenne. Enfin, l'antenne en réception seule et l'antenne hybride ont été testées en scanner 3 T de manière à comparer leurs performances en termes de RSB et à valider la génération de champ magnétique de shimming par la seconde.

En conclusion, malgré une perte de RSB après hybridation de l'antenne, ce projet démontre la capacité d'une telle antenne à procurer un shimming efficace de la région de la moelle épinière cervicale tout en proposant un niveau de RSB relativement élevé par rapport à une antenne commerciale.

ABSTRACT

A large number of pathologies, such as multiple sclerosis, is known to affect the spinal cord and can induce severe handicap if remained untreated. Therefore, several research group have focused their work on developing new MRI tools dedicated to the diagnosis of these pathologies. However, their performance in the spinal cord is still lagging compared to brain related techniques which is mainly due to the abundancy of spatial and temporal variations of the main magnetic field. Existing spherical harmonic shimming techniques do not provide adequate shimming in the spinal cord area and are challenging to use in dynamic shimming because of the high inductance of their systems. A promising alternative has been recently proposed using hybrid coils for RF reception/shimming in the brain.

This project aims at optimizing and adapting this concept for the spinal cord MRI and building a prototype. To this purpose, the coils configuration has been optimized and compared to spherical harmonic shimming via a simulation framework. Then, the prototype was built and tested on the bench to ensure its good behavior regarding RF reception. Finally, the coil before (RF reception only) and after modifications were tested in a 3 T scanner to compare its performance in terms of SNR and to validate the shimming functionality of the second.

To conclude, despite an SNR drop due to the modification of the coil, this project demonstrates the capability of the prototype to shim efficiently the cervical spinal cord region while yielding a higher SNR level compared to a commercial coil.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ.....	V
ABSTRACT	VI
TABLE DES MATIÈRES	VII
LISTE DES TABLEAUX.....	X
LISTE DES FIGURES	XI
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XVI
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Imagerie par résonance magnétique.....	1
1.1.1 Principes physiques.....	1
1.1.2 Acquisition IRM.....	3
1.2 Motivation.....	4
1.3 Objectifs de recherche.....	5
CHAPITRE 2 REVUE DE LA LITTÉRATURE.....	7
2.1 Inhomogénéités du champ magnétique principal.....	7
2.1.1 Variations statiques de B_0	7
2.1.2 Variations temporelles de B_0	10
2.2 Principe de Shimming.....	11
2.2.1 Acquisition des cartes de champ magnétique	11
2.2.2 Superposition de champs magnétiques	12
2.3 Techniques de shimming.....	14
2.3.1 Shimming par harmoniques sphériques	14

2.3.2	Shimming multi-bobines.....	18
2.3.3	Antennes hybrides RF/shimming.....	22
2.3.4	Conclusions de la revue de littérature.....	24
CHAPITRE 3 MATÉRIELS ET MÉTHODES.....		25
3.1	Simulations.....	25
3.1.1	Simulations de shimming.....	26
3.1.2	Simulation du ratio signal sur bruit.....	26
3.2	Prototypage de l'antenne.....	27
3.2.1	Design mécanique.....	27
3.2.2	Design électrique.....	29
3.3	Ajustement des paramètres et validation sur le banc d'essai.....	35
3.3.1	Matériel utilisé.....	35
3.3.2	Désaccordage actif.....	36
3.3.3	Accordage de la fréquence de résonance.....	37
3.3.4	Réduction du couplage inductif.....	38
3.4	Validation de l'antenne en IRM.....	40
3.4.1	Évaluation du ratio signal sur bruit.....	40
3.4.2	Évaluation des performances de shimming.....	41
CHAPITRE 4 RÉSULTATS.....		43
4.1	Simulations.....	43
4.1.1	Simulations de shimming.....	43
4.1.2	Simulations de RSB.....	45
4.2	Mesures sur le banc d'essai.....	46
4.2.1	Ratio Q.....	46

4.2.2	Découplage géométrique	48
4.2.3	Découplage par préamplificateur	49
4.2.4	Stabilité de la réponse des préamplificateurs	50
4.3	Validation en scanner IRM	52
4.3.1	Évaluation de l'antenne en réception RF	52
4.3.2	Évaluation des performances de shimming de l'antenne	59
CHAPITRE 5	DISCUSSION	61
CHAPITRE 6	CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS	65
BIBLIOGRAPHIE	66

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 - Représentation cartésienne des harmoniques sphériques (adaptée de Chmurny, & Hout, 1990).	15
Tableau 4.1 - Mesures de ratio Q dans les boucles de l'antenne avant (vert) et après modifications (rouge).	47
Tableau 4.2 - Mesures de couplage entre les boucles (en dB).	48
Tableau 4.3 - Mesures de découplage (en dB) par préamplificateur dans les boucles.	50

LISTE DES FIGURES

- Figure 1.1 - Schéma de principe du signal IRM. Gauche : Après excitation, le moment magnétique des atomes d'hydrogène tend à s'aligner avec le champ magnétique tout en effectuant une précession autour de cet axe. Droite : La composante transverse du moment magnétique s'annule progressivement avec un temps caractéristique T_2 , tandis que la composante longitudinale retrouve sa valeur initiale avec un temps caractéristique T_1 . Adapté de Giannini (2013).3
- Figure 1.2 – Schéma de principe d'une séquence GRE. À gauche : transmission RF et activation des gradients, en fonction du temps, nécessaire à l'encodage du k-espace. À gauche : Déplacement sur le k-espace induit par les gradients et points du k-espace acquis par la séquence (traits rouge).4
- Figure 2.1 Conséquence d'une variation du champ magnétique selon l'axe z : Le plan effectivement excité par l'onde de fréquence ω_0 est décalé de Δz par rapport au plan d'excitation désiré....9
- Figure 2.2 - Exemples de manifestation des variations du champ magnétique au niveau de la moelle épinière : Les flèches blanches indiquent un défaut de suppression du signal provenant de la graisse, la flèche rouge indique une perte de signal et la flèche jaune une distorsion de l'image au niveau de la jonction cervico-thoracique (Saritas et al., 2014).9
- Figure 2.3 - Effet de variations temporelles de B_0 dues à la respiration du sujet. La différence de concentration d'air dans les poumons a pour conséquence un décalage de la moelle épinière allant jusqu'à 1 cm aux alentours des vertèbres C6 et C7 (Verma & Cohen-Adad, 2014)....11
- Figure 2.4 - Schéma de principe de la technique de shimming (Juchem & de Graaf, 2016)..... 13
- Figure 2.5 -(a) Cartes de champ magnétique sur quatre coupes d'un cerveau humain après une procédure de shimming (1^e et 2nd ordres) globale (colonne de gauche) et dynamique, coupe par coupe (colonne de droite). (b) Répartition de la fréquence de Larmor par voxel de la coupe correspondante dans le cas d'un shimming global (lignes noires) ou dynamique (lignes grises). Tiré de Koch et al. (2006). 17
- Figure 2.6 - Schéma de principe et photo du dispositif expérimental proposé par Juchem, et al (2011) pour le shimming multi-bobines du cerveau de la souris à 9.4T 19

- Figure 2.7 - Cartes de champ magnétique obtenues par Juchem, Nixon, et al. (2011). 1^e rangée : après simulation du shimming global par harmoniques sphériques (jusqu'à l'ordre 3) pour les 6 sujets. 2^e rangée : après simulation du shimming par harmoniques sphériques dynamique. 3^e rangée : après simulation du shimming multi-bobines dynamique. 4^e rangée : après shimming multi-bobines dynamique expérimental.20
- Figure 2.8 – À gauche : Schéma d'utilisation et photographie du système utilisé par Topfer et al. (2016). À droite : résultats de comptage des fréquences de Larmor, après un shimming standard (par harmoniques sphériques du second ordre) ou après shimming avec le système.21
- Figure 2.9 - Schéma d'une boucle conductrice utilisée par Han et al. (2013) en temps qu'antenne de réception et de shimming. Les composants en noir permettent d'assurer la résonance du circuit à 128 MHz et donc assurent la réception des ondes RF tandis que les composants en bleu permettent le passage du courant continu dans la boucle nécessaire à la génération d'un champ magnétique de shimming.....23
- Figure 2.10 - Schéma d'un élément utilisé par Stockmann et al. (2016). Les composants en rouge ont été ajoutés afin de faire passer du courant continu dans la boucle tout en assurant une bonne qualité de réception RF. Les inducteurs L_{sc} ont une forme toroïdale (photo de droite) ce qui permet de piéger le champ magnétique qu'ils créent.....24
- Figure 3.1 - Géométries à 3 rangées de 4 boucles simulées. De gauche à droite : Le cylindre, le cylindre décalé, le demi-cylindre et le demi-cylindre décalé.....25
- Figure 3.2 - Support de l'antenne dessiné sous SolidWorks (gauche). Montage 3D comprenant un modèle de tête humaine et le support sous Google Sketchup (milieu et droite)28
- Figure 3.3 - Montage 3D du boîtier et du support sur la table du scanner, sous Solidworks.....29
- Figure 3.4 - Schéma du circuit d'une boucle de l'antenne de réception (gauche). Photographie d'une telle boucle (droite).30
- Figure 3.5 – Photographie de l'antenne à 8 boucles avant modifications. Il est à noter que les préamplificateurs n'ont pas encore été positionnés. Les fils d'alimentation (rouge et noir) ont pour objet de désaccorder les boucles.31

- Figure 3.6 – Schéma du circuit d’une boucle de l’antenne hybride shimming/réception RF (modifications nécessaires à l’hybridation en bleu) (gauche). Photo d’une telle boucle (droite), les courants RF (en rouge) et continu (en bleu) ne se superposent que dans la boucle.32
- Figure 3.7 - Photographie de l’antenne hybride à 8 boucles. Il est à noter que les préamplificateurs n’ont pas encore été positionnés. Les fils d’alimentation (rouge et noir) sont utilisés pour l’alimentation des courants de shimming.....33
- Figure 3.8 – Schéma de principe du système de contrôle des courants de shimming.34
- Figure 3.9 - Photographie du système de contrôle des courants de shimming.34
- Figure 3.10 – Photographie du dispositif expérimental utilisé pour les tests. Sont présents sur l’image : le banc d’essai (en vert : interrupteurs de désaccordage, en rouge : sortie des préamplificateur), l’antenne connectée au banc d’essai grâce au connecteur Siemens, le fantôme ainsi que l’analyseur réseau.35
- Figure 3.11 - Sondes utilisées durant les tests sur le banc d'essai. Gauche : sonde « renifleuse. Droite : Double sonde.36
- Figure 3.12 - Procédure de réglage du désaccordage actif des boucles.37
- Figure 3.13 - Principe de recouvrement critique de boucles circulaires. Le champ magnétique B_1 créé par la boucle 1 génère un flux positif dans la région S_2 de la boucle 2 qui annule le flux négatif généré dans la région S_138
- Figure 4.1 – Résultats de shimming obtenus avec la configuration en cylindre décalé. Les données présentées ont été moyennées sur l’ensemble des 5 sujets (les barres d’erreur représentent l’écart-type des résultats).44
- Figure 4.2 – Résultats de simulations de shimming utilisant les différentes configurations proposées (4 boucles par rangée) et par harmoniques sphériques. Les chiffres correspondent à l’écart-type (en Hz) du champ magnétique dans la région d’intérêt (ROI) après shimming.....45
- Figure 4.3 – Résultats des simulations de RSB dans les différentes configurations (3 rangées de 4 boucles), sur une coupe d’un cylindre de 110 mm de diamètre (le cercle rouge indique la position probable de la moelle épinière dans ce fantôme) et dans la région de la moelle épinière cervicale.46

Figure 4.4 – Mesures du facteur Q avec (gauche) et sans fantôme.....	47
Figure 4.5 – Mesure du couplage entre les boucles 1 et 2. Un circuit LC permet de régler l'impédance des boucles à 50Ω à 123.2 MHz.....	49
Figure 4.6 – Mesure du découplage par préamplificateur de la boucle 3 (en vert clair : mesure du coefficient de réflexion avec la résistance, en vert foncé : mesure du coefficient de réflexion avec le préamplificateur).....	50
Figure 4.7 – Captures d'écran des mesures du signal en sortie du préamplificateur avant (a, b) et après modification (c, d), avec (b, d) ou sans transmission (a, c).	51
Figure 4.8 - coupe axiale (localisée à la hauteur de la boucle 2) du fantôme, acquise par les différentes boucles avant modification, numérotées de 1 à 8.	52
Figure 4.9 - Cartes de RSB sur une coupe axiale à l'isocentre du scanner, acquises avec l'antenne 8 boucles avant modifications et avec l'antenne commerciale recouvrant la tête et le cou. La zone encerclée correspond à la position probable de la moelle épinière où le RSB a été moyenné.	53
Figure 4.10 - Matrice de covariance du bruit entre les différents éléments. L'indice de covariance moyen (hors diagonale) vaut 0.19.	54
Figure 4.11 - coupe axiale (localisée à la hauteur des boucles 4 et 6) du fantôme, acquise par les différentes boucles après modification, numérotées de 1 à 8.....	55
Figure 4.12 - Carte de RSB sur une coupe axiale à l'isocentre du scanner, acquise à l'aide de l'antenne hybride. La zone encerclée correspond à la position probable de la moelle épinière où le RSB a été moyenné.	56
Figure 4.13 - Matrice de covariance du bruit entre les différents éléments de l'antenne hybride. L'indice de covariance moyen (hors diagonale) vaut 0.39.	57
Figure 4.14 – Images acquises sans transmission avec la même boucle (3) avant (gauche) et après modifications (droite).....	58
Figure 4.15 - Coupe axiale du fantôme reconstruite à partir des images acquises par les différentes boucles.....	58

- Figure 4.16 – Cartes de champ magnétique sur une coupe sagittale obtenues lorsque chaque boucle est alimentée individuellement par un courant de 300 mA.60
- Figure 4.17 – Intensités, par pixel, du champ magnétique obtenu en alimentant la boucle 2 avec 600 mA de courant en fonction de celles obtenues avec 300 mA.....60

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

IRM	Imagerie par résonance magnétique
RNM	Résonance magnétique nucléaire
RSB	Ratio signal sur bruit
RF	radiofréquence
DTI	Diffusion tensor imaging
MWF	Myelin water fraction
Ppm	Partie par million (1 ppm = 1/1000000)
EPI	Echo-planar imaging
TE	Temps d'écho
ROI	Région d'intérêt (Region of interest)
RLC	circuit résistance bobine condensateur
LC	circuit bobine condensateur
DC	courant continu
BNC	connecteurs Bayonet Neill-Concelman
GRE	séquence par echo de gradient
STD	écart-type (standard deviation)

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

L'imagerie par résonance magnétique est une technique d'imagerie médicale non-invasive basée sur le principe de résonance magnétique nucléaire, découvert notamment par Felix Bloch à Stanford et Edward Purcell à Harvard en 1946, ce qui leur valut le prix Nobel de physique en 1952. Les atomes possédant un spin nucléaire non nul, c'est-à-dire un nombre impair de nucléons (protons et neutrons), sont capables d'absorber et émettre des ondes magnétiques radiofréquences. Dû à leur abondance dans les tissus biologiques, la résonance des atomes ^1H est préférentiellement utilisée en IRM. Néanmoins certains travaux, particulièrement en spectroscopie, s'appuient sur les propriétés de résonance d'atomes tels que le ^{19}F ou le ^{31}P . En 1972, Paul Lauterbur et Peter Mansfield développent l'encodage par gradient qui permet de localiser le signal dans l'espace et ainsi acquièrent la première image IRM.

1.1 Imagerie par résonance magnétique

1.1.1 Principes physiques

Les atomes d'hydrogène sont caractérisés par leur spin \mathbf{S} , une valeur vectorielle directement proportionnelle au moment magnétique angulaire $\boldsymbol{\mu}$ de ces atomes (Nishimura, 2010):

$$\boldsymbol{\mu} = \gamma \cdot \mathbf{S}$$

Où γ représente le moment gyromagnétique propre à chaque type d'atome (pour l'hydrogène, $\gamma = 42,58 \text{ MHz/T}$).

Lorsque ces atomes sont placés dans un champ magnétique \mathbf{B}_0 , l'énergie d'interaction de leur moment magnétique est donnée par la relation :

$$E = - \boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{B}_0$$

Ainsi, à l'équilibre, le moment magnétique de chaque atome s'aligne avec le champ magnétique ambiant permettant d'atteindre un minimum ou un maximum énergétique ($\pm \mu B_0$). De plus, l'équation de Boltzmann selon laquelle le nombre d'atomes ayant une énergie E est proportionnel à $e^{-E/kT}$, nous permet de déduire que davantage de spins sont alignés positivement avec le champ magnétique, créant ainsi une nette magnétisation globale $\mathbf{M} = M_0 \mathbf{z}$.

Lorsque les spins sont excités, on observe également une précession de celui-ci autour du champ magnétique (par convention, l'axe z). Un phénomène décrit par les équations de Bloch :

$$\frac{dM_x(t)}{dt} = \gamma \cdot M_y(t) \cdot B_0 - \frac{M_x(t)}{T_2}$$

$$\frac{dM_y(t)}{dt} = \gamma \cdot M_x(t) \cdot B_0 - \frac{M_y(t)}{T_2}$$

$$\frac{dM_z(t)}{dt} = \frac{M_0 - M_z(t)}{T_1}$$

Équations dont on peut déduire la fréquence de précession de la composante transverse de ce moment magnétique (M_{xy}), appelée fréquence de Larmor $\omega_0 = \gamma \cdot B_0$, directement proportionnelle au champ magnétique ambiant.

En IRM, des antennes de transmission radiofréquence réglées à la fréquence de Larmor sont utilisées pour exciter les spins afin que ceux-ci fassent un angle θ avec l'axe z . Une nette magnétisation transversale est ainsi créée. Après excitation, les spins recouvrent progressivement leur composante longitudinale M_z avec un temps caractéristique T_1 . Dans le même temps, la composante transversale des spins M_{xy} tend à s'annuler avec un temps caractéristique T_2 tout en effectuant une précession autour de l'axe z . La précession des spins donne alors naissance à des ondes radiofréquences qui sont reçues par les antennes de réception RF du système. Les temps de relaxation T_1 et T_2 dépendent du degré de liaison des atomes d'hydrogène avec d'autres molécules et donc sont propres aux différents tissus et c'est ce qui crée le contraste au sein d'une image IRM.

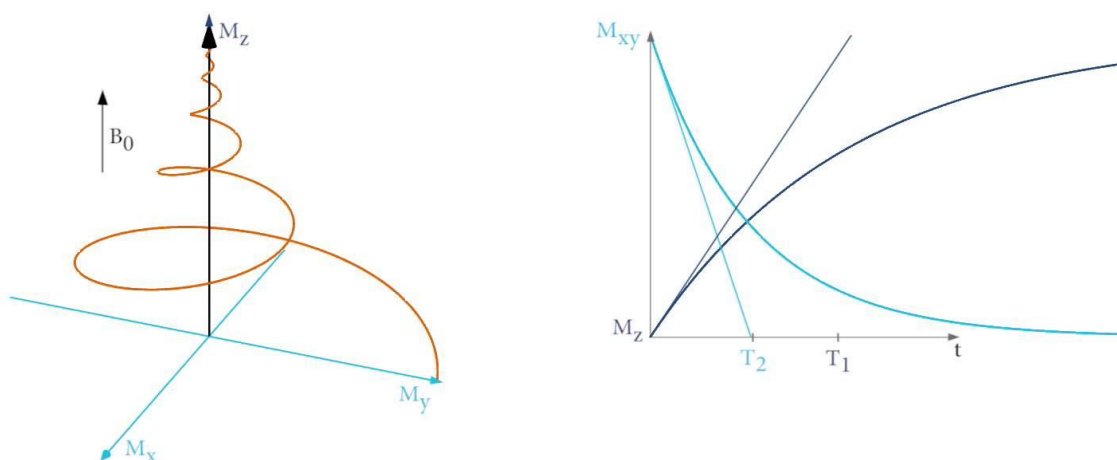


Figure 1.1 - Schéma de principe du signal IRM. Gauche : Après excitation, le moment magnétique des atomes d'hydrogène tend à s'aligner avec le champ magnétique tout en effectuant une précession autour de cet axe. Droite : La composante transverse du moment magnétique s'annule progressivement avec un temps caractéristique T_2 , tandis que la composante longitudinale retrouve sa valeur initiale avec un temps caractéristique T_1 . Adapté de Giannini (2013).

1.1.2 Acquisition IRM

Le principe clé de l'acquisition IRM consiste à introduire une variation linéaire de la fréquence de Larmor en utilisant des gradients de champ magnétique.

$$\omega(x, y, z) = \gamma(B_0 + G_x x + G_y y + G_z z) = \omega_0 + \gamma(G_x x + G_y y + G_z z)$$

Ainsi, la fréquence de résonance d'un spin dépend entièrement de la position de celui-ci. En IRM 2D, un gradient selon l'axe normal à la coupe est premièrement imposé de manière à n'exciter qu'une couche mince de la région d'intérêt, l'épaisseur de cette couche dépend alors de l'amplitude du gradient et de la bande passante de la pulsation RF émise. Ensuite, un gradient d'encodage de phase (dans la direction y par convention) G_y est appliqué permettant une variation linéaire de la fréquence de précession des spins. Après un temps τ_{pe} , ce gradient est coupé et les spins retrouvent une fréquence de Larmor commune mais présentent alors une variation linéaire de phase selon l'axe y . Enfin, le gradient d'encodage en fréquence G_x est appliqué selon l'axe x , les spins se

déphasent alors selon l'axe x , ce gradient est ensuite inversé ce qui a pour effet le rephasage des spins et l'apparition d'un pic de signal où l'ensemble des spins sont en phase : c'est l'écho. Les ondes émises par la précession des spins sont alors récupérées à intervalles réguliers $\delta\tau_r$. À chaque lecture du signal correspond donc une différence de phase dans la direction y et une différence de fréquence dans la direction x ce qui correspond à un point dans un espace k (transformée de Fourier de l'espace 2D (x,y)). En faisant varier les valeurs des gradients ainsi que les temps d'application, les valeurs du signal pour différentes valeurs du espace k sont récupérées par l'antenne de réception RF. L'image 2D est donc reconstruite à l'aide d'une transformée inverse de Fourier.

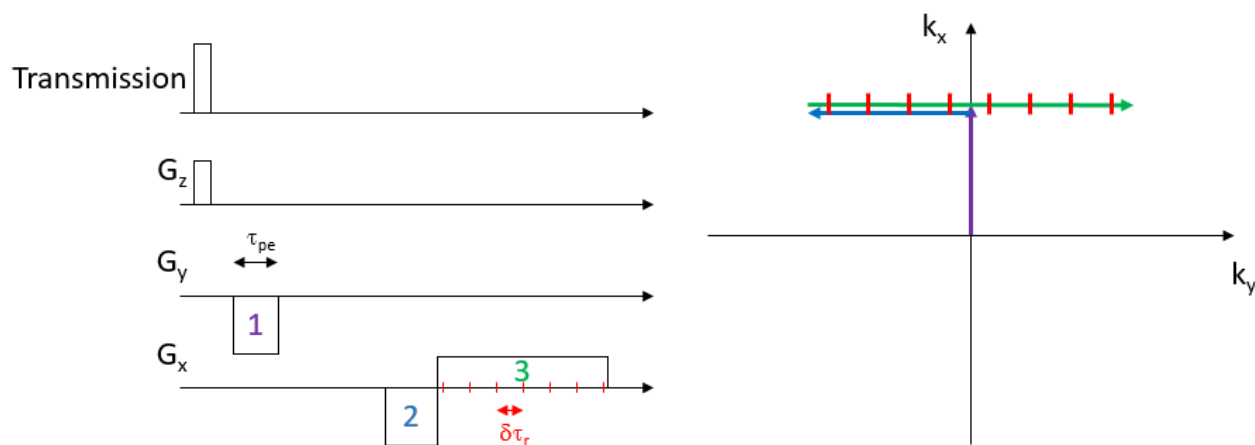


Figure 1.2 – Schéma de principe d'une séquence GRE. À gauche : transmission RF et activation des gradients, en fonction du temps, nécessaire à l'encodage du k -espace. À gauche : Déplacement sur le k -espace induit par les gradients et points du k -espace acquis par la séquence (traits rouge).

1.2 Motivation

Les techniques IRM émergentes tel que le DTI (« Diffusion Tensor Imaging ») ou le MWF (« Myelin Water Fraction ») donnent l'espoir d'avancées significatives sur le diagnostic et le pronostic de maladies chroniques et traumatiques touchant la moelle épinière. Ces techniques pourraient à terme fournir des informations quantitatives permettant la mise en lumière de la microstructure de la moelle ainsi que de son organisation fonctionnelle. Cependant, les inhomogénéités du champ magnétique principal, résultant de la présence de différences de susceptibilité magnétique inhérentes aux tissus humains, sont la cause de multiples artefacts tels que des distorsions de l'image ou un déplacement virtuel de certains pixels (Stroman et al., 2014).

De plus, l'abondance de frontières air-tissu-os et la respiration du sujet qui modifient temporellement la concentration en O_2 , rendent les variations spatiales et temporelles du champ magnétique plus difficiles à compenser que dans le cerveau.

La plupart des systèmes IRM sont aujourd'hui équipés de systèmes de shimming par harmoniques sphériques d'ordre 2 ou 3. Cependant, les performances de tels systèmes ne suffisent pas à compenser adéquatement les variations aux frontières air-tissus (Hillenbrand, Lo, Punchard, Reese, & Starewicz, 2005) et sont peu adaptées à une mise à jour temporelle des courants de shimming dû à leur forte inductance et donc à leur propension à créer des courants de Foucault dans les éléments métalliques du scanner (Christoph Juchem & Robin A. de Graaf, 2016).

Afin de palier à ces défauts, les techniques de shimming multi-bobines ont récemment gagné en attention. Elles permettent un shimming efficace des zones sujettes à des variations élevées de champ magnétique et se prête plus facilement au shimming dynamique grâce à leur plus faible inductance (Christoph Juchem et al., 2011). Plus récemment encore, une piste d'amélioration de cette technique a été explorée mettant en jeu des antennes IRM hybrides dédiées à l'imagerie du cerveau, combinant réception du signal RF et shimming (H. Han, A. W. Song, & T.-K. Truong, 2013; Jason P. Stockmann et al., 2016).

Le présent travail s'attache donc à l'étude de cette méthode pour l'imagerie de la moelle épinière.

1.3 Objectifs de recherche

L'objectif principal de ce projet de maîtrise de recherche en ingénierie biomédicale est de développer une antenne pour l'imagerie de la moelle épinière possédant les fonctions de réception RF et de shimming du champ magnétique principal. Cet objectif peut alors être divisé entre plusieurs objectifs spécifiques :

- Déterminer par simulation, la configuration optimale des boucles de l'antenne amenant aux meilleures performances de shimming et de réception RF.
- Concevoir l'antenne RF et effectuer les modifications nécessaires à l'ajout de la fonction de shimming.
- Tester les performances en termes de réception RF sur le banc d'essai avant et après modification.

- Valider l'antenne *ex vivo* en utilisant un fantôme (cylindre d'eau) dans un scanner à 3T. Le RSB de l'antenne ainsi que les champs magnétiques produits par les boucles seront ainsi calculés.

CHAPITRE 2 REVUE DE LA LITTÉRATURE

2.1 Inhomogénéités du champ magnétique principal

2.1.1 Variations statiques de B_0

L'acquisition d'une image IRM repose sur l'hypothèse de l'homogénéité de B_0 et donc de la fréquence de Larmor au sein de la région d'intérêt. Dans les systèmes actuels, un solénoïde supraconducteur d'axe z est alimenté sans interruption dans le but de produire un champ magnétique B_0 puissant (en clinique principalement 1,5 ou 3T) dominé par sa composante longitudinale, $B_{0,z}$, de sorte que les composantes transversales sont négligeables (Nishimura, 2010). Les constructeurs s'attachent alors à diminuer les variations spatiales de cette composante au centre du scanner. À titre d'exemple, le constructeur Siemens assure une variation de B_0 de moins de 1,1 ppm dans une sphère de 50 cm au centre de l'aimant de son dernier scanner, le MAGNETOM Prisma (Siemens, 2017).

Cependant, la majorité des variations de B_0 observées *in vivo* est due au sujet imagé lui-même. Celui-ci contient en effet des tissus aux propriétés magnétiques multiples et différentes de celles de l'air. En particulier, des matériaux de perméabilité magnétique (ou susceptibilité magnétique) différente, placés dans un champ magnétique présenteront un champ magnétique interne différent (Schenck, 1996). Ainsi, chaque tissu provoque une distorsion du champ magnétique plus ou moins importante, sauf dans le cas d'implants, ils sont tous diamagnétiques et ont donc pour effet une réduction de B_0 en leur sein mais aussi autour d'eux. En revanche, l'air étant paramagnétique, le champ y est relativement augmenté. La grande majorité des variations de B_0 sont donc observées aux interfaces entre les matériaux de susceptibilité magnétique différente, entre les os, les tissus et l'air en particulier. Dans le cas du cerveau, la géométrie de la boîte crânienne rend la plupart des inhomogénéités prévisibles, néanmoins, les canaux aériens tels que les sinus et les canaux auditifs créent des variations plus complexes et plus élevées dues à la présence d'air, dans la zone du cortex préfrontal par exemple (C. Juchem et al., 2010). Dans le cas de l'imagerie de la moelle épinière, des variations de faible amplitude à haute fréquence spatiale peuvent être observées aux alentours des disques intervertébraux mais également des gradients de grande amplitude causés par la différence de susceptibilité magnétique induite par l'air contenu dans les poumons (Saritas, Holdsworth, & Bammer, 2014).

Les perturbations du champ magnétique peuvent donner naissance à des défauts visibles sur l'image, appelée artefacts de susceptibilité. La nature et l'amplitude de ces artefacts varient en fonction de la séquence IRM utilisée, ainsi que de l'amplitude et de la fréquence spatiale des variations de B_0 .

Une conséquence directe de l'inhomogénéité du champ magnétique est l'incertitude portant sur la fréquence de Larmor à une position donnée (c'est pourquoi les variations du champ magnétique seront souvent données en Hz et non en T). En effet, son expression devient, en tenant compte de ΔB_0 :

$$\omega(x, y, z) = \gamma(B_0 + \Delta B_0(x, y, z))$$

Pour rappel, la fréquence de Larmor joue un rôle primordial dans la sélection de la coupe lors de l'excitation des spins et dans l'encodage spatial du signal. Par conséquent, l'inhomogénéité de B_0 conduit à une erreur dans la localisation des spins et donc provoque une distorsion de l'image (voxels décalés par rapport à la réalité) et/ou un mauvais calcul de l'intensité d'un voxel (l'intensité de plusieurs voxels peuvent s'additionner au sein d'un seul). À titre d'exemple, s'il existe une variation de B_0 selon l'axe z , le plan $z = \frac{\omega/\gamma - B_0 - \Delta B_0}{G_z}$ sera sélectionné au lieu du plan $z = \frac{\omega/\gamma - B_0}{G_z}$ (voir fig. 2.1). Ce décalage a pour conséquence une distorsion de l'image dans l'axe z .

Un autre type d'artefact est causé par des variations locales de B_0 : la perte de signal due au déphasage intra-voxel des spins. En effet, en présence d'un champ magnétique parfaitement homogène, la fréquence de Larmor varie très peu au sein d'un même voxel. Ainsi, les spins que ce dernier contient sont en tout temps en phase et, les signaux de chaque spin s'additionnant, un signal local non nul peut être mesuré et seule la relaxation transverse des spins tend à l'annuler (avec un temps caractéristique T_2). Cependant, lorsque le champ magnétique varie à l'intérieur d'un voxel, les spins se déphasent progressivement, annulant donc le signal de ce voxel plus rapidement. Le temps de relaxation T_2^* ainsi observé est biaisé et sa faible valeur peut conduire à une perte locale de signal (voir fig. 2.2). Il est néanmoins important de noter que, si la perte du signal pose problème dans un certain nombre de cas, certaines techniques s'appuient sur ces variations locales de B_0 afin de produire une image dont le contraste provient des différences de temps de relaxation effectif T_2^* ou des différences de susceptibilité magnétique (« Susceptibility-weighted imaging »). (Chavhan, Babyn, Thomas, Shroff, & Haacke, 2009).

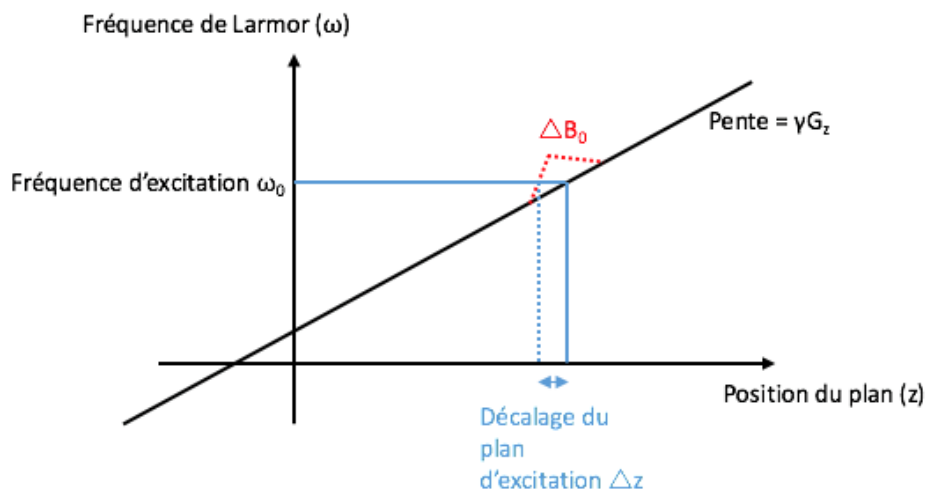


Figure 2.1 Conséquence d'une variation du champ magnétique selon l'axe z : Le plan effectivement excité par l'onde de fréquence ω_0 est décalé de Δz par rapport au plan d'excitation désiré.

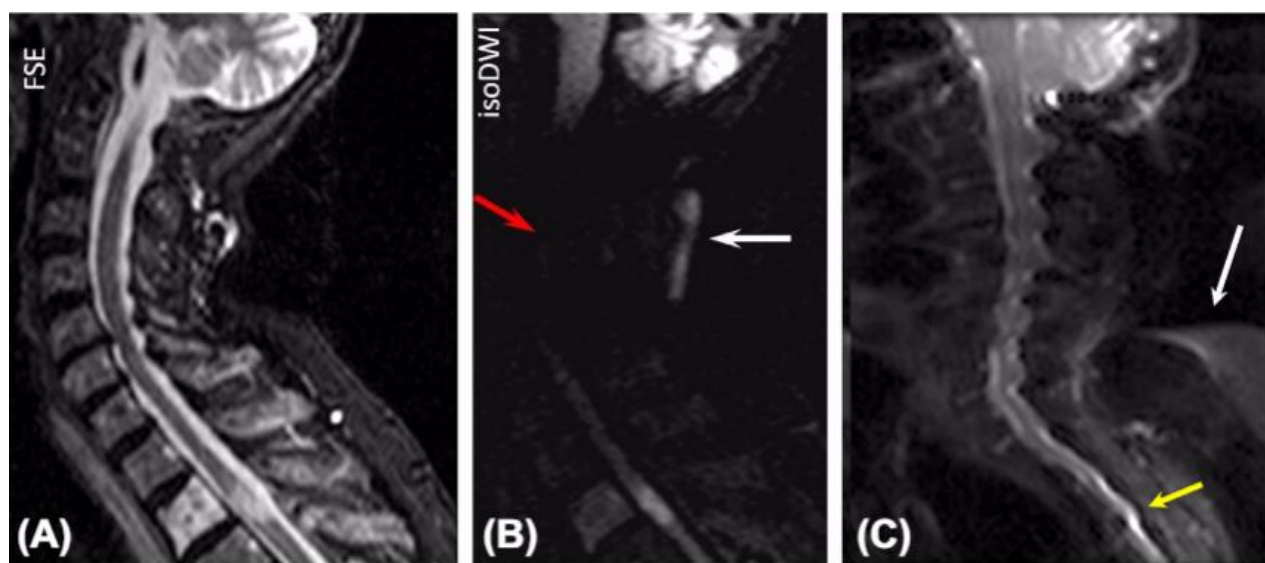


Figure 2.2 - Exemples de manifestation des variations du champ magnétique au niveau de la moelle épinière : Les flèches blanches indiquent un défaut de suppression du signal provenant de la graisse, la flèche rouge indique une perte de signal et la flèche jaune une distorsion de l'image au niveau de la jonction cervico-thoracique (Saritas et al., 2014).

2.1.2 Variations temporelles de B_0

S'ajoutent alors aux variations spatiales du champ magnétique des variations temporelles. En effet, l'impact de l'air sur B_0 étant, comme présenté précédemment, non négligeable, la respiration du sujet lors d'un scan fait fluctuer localement et globalement la concentration en O_2 ce qui fait varier le champ localement mais également dans des régions plus éloignées des poumons comme le cerveau. Les cycles respiratoires provoquent un changement de la fréquence de Larmor d'une amplitude d'environ 1 Hz ($\sim 0,3$ ppm) dans le cerveau dans un scanner à 7T (Van de Moortele, Pfeuffer, Glover, Ugurbil, & Hu, 2002), mais jusqu'à 80 Hz (~ 27 ppm) au niveau de la poitrine dans un scanner à 7T (Boer, van de Bank, van Vliet, Luijten, & Klomp, 2012). Ce décalage global de la fréquence de Larmor peut provoquer une distorsion de l'image mais surtout une mauvaise localisation du signal et donc de certains éléments de l'image. Un « déplacement » virtuel de la moelle épinière a pu ainsi être observé entre deux images acquises grâce à une séquence écho-planaire (EPI) lorsque le sujet est soit dans un état d'expiration complète, soit dans un état d'inspiration complète (Verma & Cohen-Adad, 2014) (voir fig. 2.3).

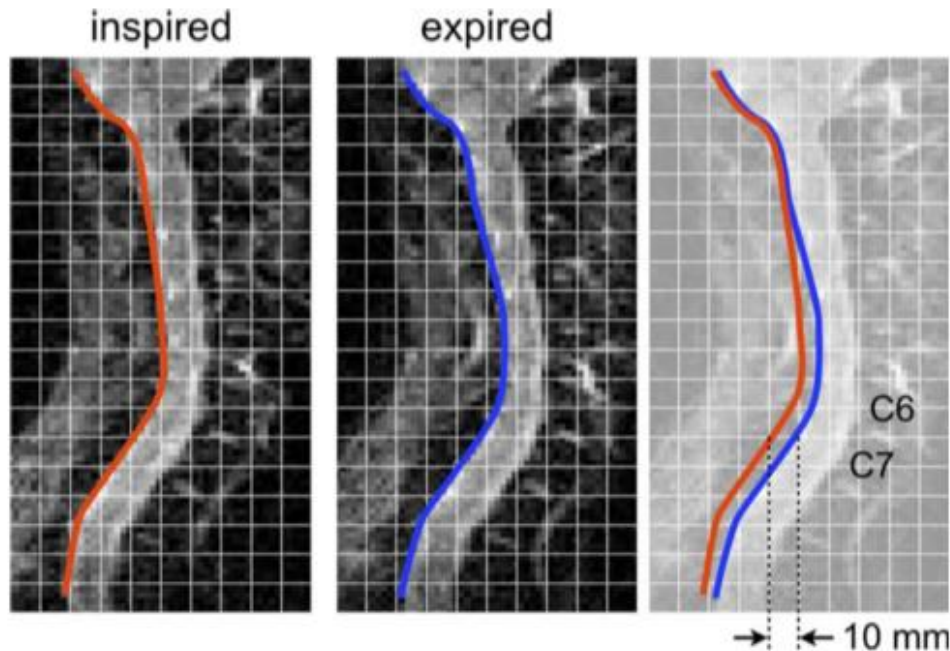


Figure 2.3 - Effet de variations temporelles de B_0 dues à la respiration du sujet. La différence de concentration d'air dans les poumons a pour conséquence un décalage de la moelle épinière allant jusqu'à 1 cm aux alentours des vertèbres C6 et C7 (Verma & Cohen-Adad, 2014).

2.2 Principe de Shimming

Afin de contrecarrer les variations du champ magnétique, on a souvent recours à une technique appelée « Shimming ». Il s'agit de générer un champ magnétique additionnel qui, superposé au champ magnétique principal B_0 , réduit la variation standard du champ magnétique total (technique de shimming actif). En opposition avec la technique de shimming passif qui consiste, par exemple, à introduire des éléments ferromagnétiques au sein de l'aimant du scanner afin de compenser les distorsions de B_0 .

2.2.1 Acquisition des cartes de champ magnétique

La première étape de la technique de shimming consiste à mesurer le champ magnétique dans la région désirée. La technique la plus simple repose sur le fait que le signal provenant de chaque élément de volume possède une phase $\varphi(t)$ qui varie en fonction du temps et de la variation locale de B_0 selon l'équation (Glover & Schneider, 1991) :

$$\varphi(t) = \varphi_0 - \gamma \Delta B_0 t$$

Ainsi, lors de l'acquisition d'une carte du champ magnétique, on récupère la phase du signal provenant de chaque voxel à deux instants (ou plus, pour plus de précision) qui correspondent à deux échos (TE_1 et TE_2). La magnitude du signal est aussi récupérée afin d'obtenir un masque de la région d'intérêt. Enfin, la variation de B_0 peut être calculée localement comme il suit :

$$\Delta B_0 = \frac{\varphi(TE_1) - \varphi(TE_2)}{\gamma(TE_2 - TE_1)}$$

2.2.2 Superposition de champs magnétiques

La technique de shimming à proprement parler s'appuie sur le principe de superposition des champs magnétiques. Un système de boucles conductrices est utilisé afin de produire un champ magnétique de shimming. Chaque boucle est alimentée indépendamment et crée un champ magnétique $B_{0,j}$ proportionnel à l'intensité du courant qui la parcourt. Ainsi, en tout point de l'espace, le champ magnétique total suit l'équation :

$$B_{0,total} = B_0 + \Delta B_0 + \sum I_j B_{0,j}$$

Où B_0 est une constante correspondant au champ magnétique homogène désiré.

Les courants dans les boucles sont ensuite choisis de manière à réduire au minimum les variations du champ magnétique dans la région d'intérêt (ROI) :

$$\min_{I_j} \iiint_{ROI} (\Delta B_0 + \sum I_j B_{0,j})^2 dV$$

Dans tous les systèmes, il existe des limitations sur ces intensités dues aux amplificateurs utilisés pour alimenter les boucles. Elles peuvent alors varier entre $-I_{max}$ et I_{max} .

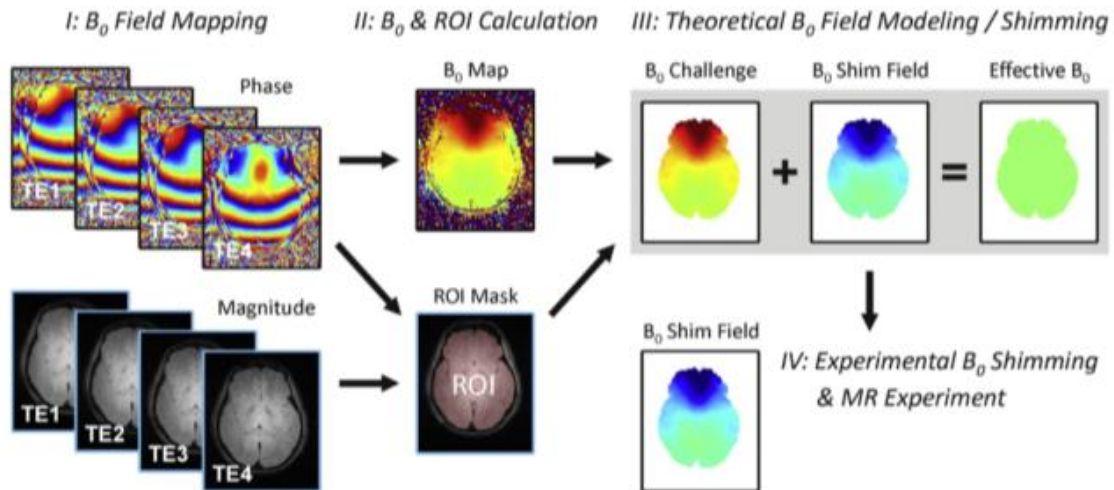


Figure 2.4 - Schéma de principe de la technique de shimming (C. Juchem & R. A. de Graaf, 2016)

Il existe une grande variété de systèmes et techniques de shimming, tant dans la forme et la position des boucles conductrices (et donc dans la forme du champ magnétique généré) que dans la méthode de mise à jour des courants. Dans cette dernière section, on peut différencier trois méthodes :

- La méthode globale : les courants de shimming sont mis à jour uniquement au début de l'acquisition de l'image et sont calculés de façon à réduire les variations de manière globale dans toute la région à imager.
- La méthode dynamique : les images sont acquises plan par plan et à chaque acquisition d'un plan, les courants sont mis à jour de manière à réduire les variations au sein de ce plan.
- La méthode en temps réel : les courants de shimming ont une dépendance temporelle de manière à compenser les variations temporelles du champ magnétique dues à la respiration. Un système de feedback est utilisé afin de suivre le cycle respiratoire du sujet par exemple.

2.3 Techniques de shimming

Le but de cette section est de présenter de manière exhaustive les méthodes ainsi que les systèmes de shimming mis en œuvre par des équipes de recherche afin de compenser les inhomogénéités de champ magnétique.

2.3.1 Shimming par harmoniques sphériques

Historiquement, le premier prototype dédié au problème de l'inhomogénéité du champ magnétique en RMN a été élaboré par Golay (Golay, 1958). Son approche se base sur le fait que le champ magnétique produit par l'aimant du système est gouverné par l'équation de Laplace (Chmurny & Hoult, 1990; Roméo & Hoult, 1984) :

$$\frac{\partial^2 B_0}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B_0}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 B_0}{\partial z^2} = \nabla^2 B_0 = 0$$

Dont les solutions sont exprimées sous la forme suivante (en coordonnées sphériques) :

$$B_0 = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n C_{nm} \cdot \left(\frac{r}{a}\right)^n \cdot P_{nm}(\cos \theta) \cdot \cos[m(\varphi - \varphi_{nm})]$$

Où a est le rayon de l'aimant, C_{nm} et φ_{nm} sont des constantes et P_{nm} sont les fonctions de Legendre. Ces fonctions forment alors une base orthogonale sur laquelle le champ magnétique peut être décomposé. Chaque composante de cette base est appelée harmonique sphérique, qui, en base cartésienne, est un polynôme en x , y et z caractérisé par son ordre n et son degré m (allant de $-n$ à n). Ainsi, il existe trois harmoniques sphériques de degré 1, cinq de degré 2, sept de degré 3 et ainsi de suite (voir tableau 2.1). Ensuite, une paire de boucles conductrices est utilisée pour générer un champ magnétique proportionnel à chaque harmonique et à l'intensité du courant qui la parcourt. Le prototype initial de Golay est ainsi constitué de 13 paires de boucles : 5 pour les harmoniques d'ordre 2, 7 pour les harmoniques d'ordre 3 et une dernière pour produire l'harmonique zonal d'ordre 4, z^4 . Partant du principe que le signal RMN est maximum lorsque le champ est homogène, l'alimentation des antennes de shimming est ajustée de manière à maximiser le signal provenant de l'échantillon.

Tableau 2.1 - Représentation cartésienne des harmoniques sphériques (adaptée de Chmurny, & Hoult, 1990).

Ordre	Degré	Expression en base cartésienne	Notation usuelle
1	0	z	z
	-1	y	y
	1	x	x
2	0	$2z^2 - (x^2 + y^2)$	z^2
	-1	zy	zy
	1	zx	zx
	-2	xy	xy
	2	$x^2 - y^2$	$x^2 - y^2$
3	0	$z[2z^2 - 3(x^2 - y^2)]$	z^3
	-1	$y[4z^2 - (x^2 + y^2)]$	z^2y
	1	$x[4z^2 - (x^2 + y^2)]$	z^2x
	-2	zxy	zxy
	2	$z(x^2 - y^2)$	$z(x^2 - y^2)$
	-3	$y(3x^2 - y^2)$	y^3
	3	$x(x^2 - 3y^2)$	x^3

Progressivement, l'optimisation des courants évolue vers un calcul direct des harmoniques sphériques constituant le champ magnétique (Prammer, Haselgrove, Shinnar, & Leigh, 1988). Les coefficients C_{nm} correspondant à chaque harmonique sont calculés soit à partir d'une carte du champ magnétique (Glover & Schneider, 1991) soit à partir de projections linéaires de cette carte (Gruetter, 1992, 1993). Cette dernière méthode requiert un temps d'acquisition plus court mais fonctionne correctement seulement lorsque les volumes imagés sont raisonnablement homogènes où les variations de B_0 sont modérées, ce qui n'est généralement pas le cas de l'IRM du cerveau ou de la moelle épinière. Les courants de shimming sont ensuite calculés de manière à minimiser les variations de B_0 , grâce à la méthode des moindres carrés ou en minimisant le maximum de ΔB_0 . La procédure de shimming est ainsi effectuée une seule fois lors d'un pré-scan et les courants de shimming restent constants tout au long de l'acquisition IRM.

Intuitivement, plus le système de shimming permet de générer un grand nombre d'harmoniques sphériques, plus celui-ci sera efficace. Seulement, plus l'ordre d'un harmonique est élevé, plus son

efficacité en termes de $\mu\text{T}/\text{A}$ est faible. Plus précisément, ceux-ci nécessitent des courants très élevés afin de fournir les performances souhaitées, rendant leur implémentation dans les scanners cliniques difficile. En règle générale, ceux-ci sont équipés de systèmes de shimming du second ordre (C. Juchem & R. A. de Graaf, 2016), même si certains équipements de recherche (possédant un aimant de 7T ou plus) peuvent inclure l'ordre 3. Hors des considérations techniques, il a été démontré, pour le cerveau, que les ordres supérieurs à 2 permettent de réduire les variations de champ magnétique de manière très efficace (dans la région sous-corticale : 29% de réduction pour les shimming d'ordre 3 et 55% de réduction pour l'ordre 4 par rapport au ΔB_0 obtenu avec l'ordre 2). Le fait que le système de shimming d'ordre 4 soit placé plus près du sujet (cylindre de 40 cm de diamètre et de 45 cm de long) a permis un gain d'efficacité en ratio $\mu\text{T}/\text{A}$ et ainsi l'utilisation d'intensité de 7A en moyenne (Pan, Lo, & Hetherington, 2012). Néanmoins, certaines régions du cerveau comme le cortex préfrontal présentent des variations de susceptibilités magnétiques importantes qui conduisent à des variations trop brusques du champ magnétique qui ne peuvent, par conséquent, être idéalement compensées de manière globale (Hillenbrand et al., 2005).

De manière à rendre ces systèmes plus efficaces sans augmenter l'ordre des harmoniques utilisés, certaines équipes se sont attachées à optimiser de manière dynamique les courants de shimming. Le premier système consacré à ce problème inclut les harmoniques d'ordre 1 (Blamire, Rothman, & Nixon, 1996). Dédiée à une séquence IRM où l'acquisition se fait coupe par coupe, la carte du champ magnétique du volume est calculée en pré-scan, cependant, lors de l'acquisition de chaque coupe, les courants de shimming sont mis à jour de façon à réduire l'écart-type de B_0 au sein de cette même coupe. Blamire ouvre ainsi la voie à de nombreuses recherches sur le sujet, incluant progressivement les harmoniques sphériques d'ordre supérieur. Une équipe différente (de Graaf, Brown, McIntyre, Rothman, & Nixon, 2003) ajoute l'harmonique z^2 au système et développe dans le même temps un système de compensation des harmoniques z^0 (constants) créés par les changements rapides de courant. Travaux poursuivis par Koch, McIntyre, Nixon, Rothman, and de Graaf (2006) qui incluent tous les autres termes d'ordre 2. Ces méthodes surpassent ainsi les méthodes de shimming statique (du même ordre) réduisant de manière drastique l'écart-type du champ magnétique au sein d'une coupe ainsi que le décalage de la fréquence de Larmor (voir figure 2.5).

Cependant, les mises à jour rapides des courants de shimming (environ toutes les 10 ms) et donc du champ magnétique associé induisent des courants de Foucault dans les éléments conducteurs de l'aimant principal du scanner (en particulier dans les bobines du gradient). Ces courants génèrent alors à leur tour des champs qui perturbent le champ magnétique principal et donc réduisent les performances de shimming. Il est alors nécessaire d'utiliser un système de pré-accentuation afin de compenser les courants de Foucault (Jensen, Brey, Delayre, & Narayana, 1987). Seulement, la plupart des dispositifs de shimming intégrés dans les scanner ne sont pas équipés de tels systèmes et ne sont donc pas adaptés au shimming dynamique.

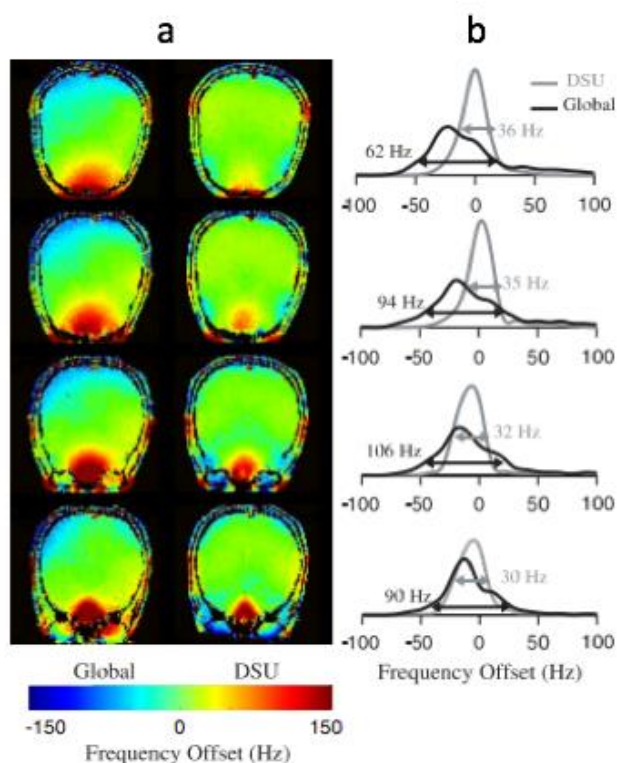


Figure 2.5 -(a) Cartes de champ magnétique sur quatre coupes d'un cerveau humain après une procédure de shimming (1^e et 2nd ordres) globale (colonne de gauche) et dynamique, coupe par coupe (colonne de droite). (b) Répartition de la fréquence de Larmor par voxel de la coupe correspondante dans le cas d'un shimming global (lignes noires) ou dynamique (lignes grises).

Tiré de Koch et al. (2006).

Au fil du temps, cette méthode de shimming acquiert une place prépondérante en recherche ainsi qu'en IRM clinique, devenant la méthode de référence pour l'homogénéisation du champ magnétique, elle est même, pour ainsi dire, la seule existante. Cependant, dans certaines régions,

en particulier au niveau de frontières air-tissu, on observe des variations de champ si importantes qu'elles ne seraient adéquatement compensées que par des harmoniques d'ordre plus élevés que ceux disponibles jusqu'à présent (Hillenbrand et al., 2005). De plus, dû à leur géométrie complexe, les systèmes de shimming par harmoniques sphériques requièrent un espace important, c'est pourquoi ils sont généralement installés dans l'enceinte du scanner et donc éloignés du patient. Cet éloignement cause une baisse d'efficacité du système et le rend gourmand en termes de courant électrique.

2.3.2 Shimming multi-bobines

Afin de palier à ces défauts, une partie de la communauté scientifique s'est récemment dirigée vers l'utilisation de systèmes plus simples leur permettant de se défaire du paradigme consistant à utiliser une base orthogonale. La base de champ magnétique est alors créée par de simples boucles conductrices placées plus près du sujet ; on parle alors de shimming multi-bobines (ou multi-coil).

Christoph Juchem et al. (2010) démontrent, à l'aide d'un dispositif de 24 boucles conductrices (de 15 tours chacune et de diamètre 13 mm) placées sur un cylindre de 30 mm de diamètre, qu'il est possible de générer un large panel de formes de champ magnétique. En particulier, leur dispositif est capable de synthétiser des gradients de champ magnétique au sein du volume d'intérêt, mais également des harmoniques d'ordre plus élevé comme l'harmonique d'ordre 3 : Z^2X .

Poursuivant dans cette voie, une technique de shimming multi-bobines est ensuite développée pour l'imagerie du cerveau de la souris à 9.4T en utilisant un dispositif similaire au précédent mais contenant cette fois-ci 48 boucles (C. Juchem, P. B. Brown, et al., 2011) (voir fig. 2.6). Chaque bobine est alors alimentée individuellement et les courants sont ajustés de manière à minimiser l'écart-type de B_0 dans le cerveau de la souris. Leurs résultats suggèrent une augmentation des performances par rapport au shimming par harmoniques sphériques allant jusqu'au second ordre. De plus, ils montrent l'efficacité de leur dispositif à des fins de shimming dynamique : les performances de shimming en sont augmentées et les courants de Foucault créés par les changements de champ magnétique sont négligeables.

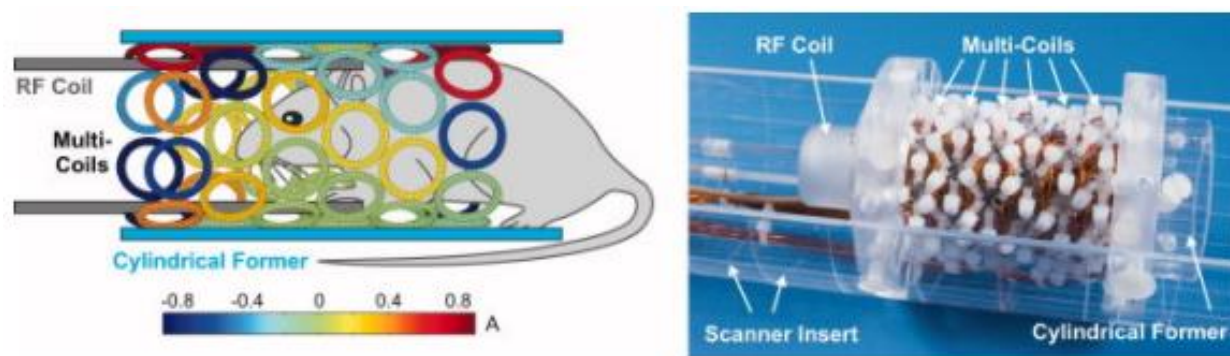


Figure 2.6 - Schéma de principe et photo du dispositif expérimental proposé par Juchem, et al (2011) pour le shimming multi-bobines du cerveau de la souris à 9.4T

Ce montage a ensuite été adapté au shimming dynamique du cerveau humain (C. Juchem, T. W. Nixon, et al., 2011). Les auteurs comparent alors les performances de leur dispositif (48 boucles de 47 mm de diamètre de 100 tours chacune placées sur 2x2 rangées sur un cylindre de 25cm de diamètre) avec une simulation de shimming dynamique par harmoniques sphériques allant jusqu'à l'ordre 3. Dans chacun des 6 sujets, ils mesurent la fréquence de Larmor de chaque pixel dans le volume d'intérêt (i.e. le cerveau humain). Ainsi, par exemple, ils mesurent que 50 % des mesures de fréquences se trouvent entre -16 et 16 Hz dans le cas du shimming dynamique par harmoniques sphériques et -13 et 13 Hz dans le cas du shimming dynamique multi-bobines. Tandis que 95 % de ces mesures se trouvent respectivement entre -113 et 113 Hz, et -94 et 94 Hz. Ces résultats leur permettent ainsi de conclure sur le gain d'efficacité procuré par le shimming multi-bobines, en particulier dans la région du cortex préfrontal (voir fig. 2.7).

Concernant la région de la moelle épinière, une technique de shimming multi-bobines a également été mise en place en utilisant un système de 24 boucles rectangulaires de dimensions 147 x 106 mm² de 10 tours chacune placées de manière planaire sur le banc du scanner au niveau du dos du patient (Topfer et al., 2016) (voir fig. 2.8). Les mesures de l'écart-type du champ magnétique dans la région de la moelle épinière de 5 sujets montrent une réduction des inhomogénéités de champs (passant de 85.8 ± 22.4 Hz à 29.1 ± 9.1 Hz).

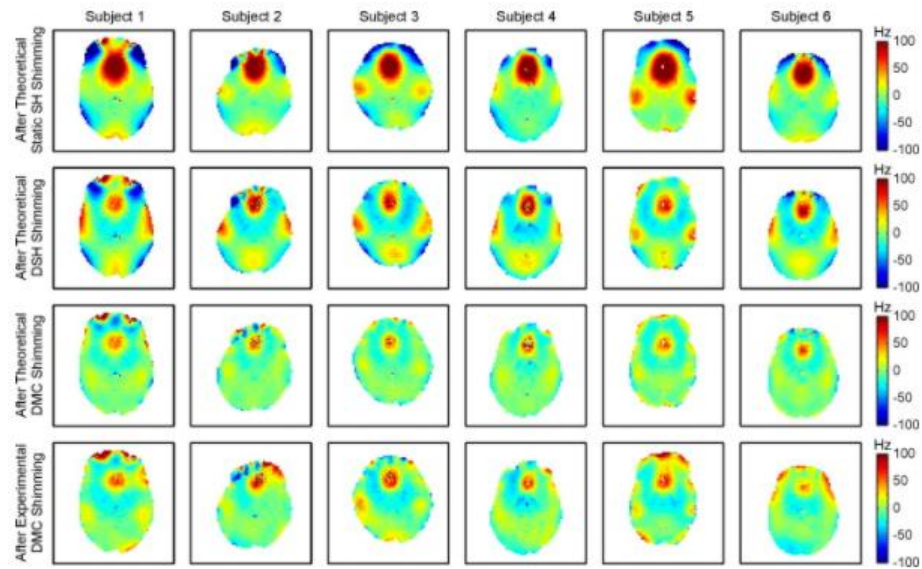


Figure 2.7 - Cartes de champ magnétique obtenues par C. Juchem, T. W. Nixon, et al. (2011). 1^e rangée : après simulation du shimming global par harmoniques sphériques (jusqu'à l'ordre 3) pour les 6 sujets. 2^e rangée : après simulation du shimming par harmoniques sphériques dynamique. 3^e rangée : après simulation du shimming multi-bobines dynamique. 4^e rangée : après shimming multi-bobines dynamique expérimental.

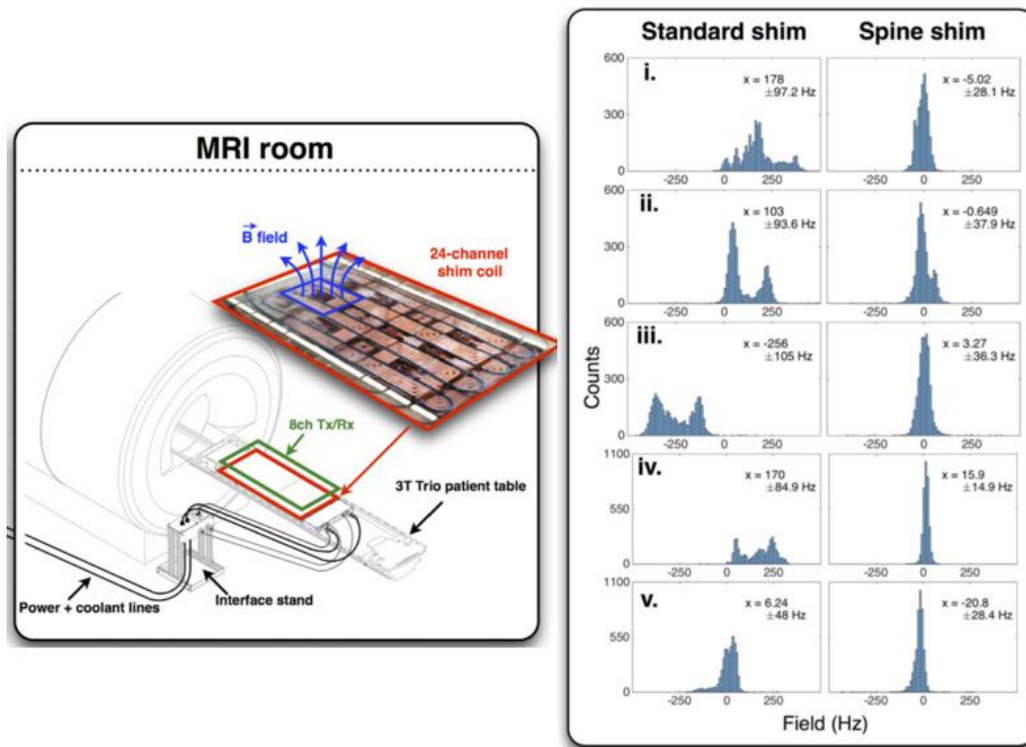


Figure 2.8 – À gauche : Schéma d'utilisation et photographie du système utilisé par Topfer et al. (2016). À droite : résultats de comptage des fréquences de Larmor, après un shimming standard (par harmoniques sphériques du second ordre) ou après shimming avec le système.

Il est donc à noter que la qualité du shimming bénéficie grandement, d'une part, d'un nombre élevé d'éléments conducteurs qui permet un plus grand degré de liberté pour le champ magnétique généré, ce qui rend possible le shimming de certaines régions sujettes à des variations de champ magnétique abruptes et élevées. D'autre part, on remarque que les performances de shimming ont été sensiblement augmentées par la proximité des boucles conductrices avec la région d'intérêt, l'efficacité en termes de $\mu\text{T}/\text{A}$ dépendant en effet de cette proximité. Ainsi, comme suggéré par C. Juchem, T. W. Nixon, et al. (2011), le shimming multi-bobines est une alternative prometteuse pour le shimming dynamique et en temps réel grâce aux faibles courants de Foucault générés par de tels systèmes ainsi que le faible caractère inducteur des boucles qui réduit le couplage entre celles-ci.

Toutefois, il est nécessaire de noter qu'une antenne de réception est nécessaire à l'acquisition d'une image IRM. La qualité de réception de cette antenne dépend, elle aussi, de sa proximité avec la région d'intérêt. La plupart du temps, le ratio signal sur bruit (RSB) est même grandement affecté

par un éloignement de l'antenne (Keil & Wald, 2013). Par conséquent, pour les systèmes précédemment présentés, les antennes de réception et de shimming entrent en compétition dans la zone proche de la région d'intérêt, il s'agit donc de trouver un compromis entre performance de shimming et RSB.

2.3.3 Antennes hybrides RF/shimming

Une manière d'assurer la proximité des boucles de réception et de shimming avec le sujet est d'utiliser les mêmes boucles pour les deux fonctions. Ainsi, deux types de courant les parcourent : un courant alternatif généré par la réception des ondes RF et un courant continu, nécessaire à la création du champ magnétique de shimming. Cependant, cette hybridation n'est pas triviale, il s'agit, en effet, d'effectuer certaines modifications sur ces boucles afin d'assurer la stabilité des deux fonctions.

Ainsi, H. Han, A. W. Song, and T. K. Truong (2013) proposent un circuit capable d'intégrer les deux fonctions au sein d'une boucle conductrice, technique qu'ils appellent iPRES, pour « integrated Parallel Reception, Excitation, and Shimming ». Leur prototype consiste en une paire de boucles de réception (voir fig. 2.9). On peut alors voir ces boucles comme des circuit RLC résonant à la fréquence de Larmor (ici égale à 128 MHz) qui, sans modifications, couperaient les courants basse fréquence et donc les courants continus. Un inducteur est alors ajouté en parallèle afin de permettre le passage du courant continu au sein de la boucle. La fréquence de coupure de cet inducteur est alors choisie proche de la fréquence de Larmor, de manière à ne pas diminuer les performances de réception RF. De plus, deux inducteurs sont placés en entrée et en sortie du courant continu de manière à empêcher tout signal RF de pénétrer les lignes d'alimentation DC. Les auteurs démontrent alors la capacité d'un tel système à, d'une part, acquérir des images IRM et d'autre part, à générer un champ magnétique capable de compenser les variations de B_0 . De plus, ils effectuent des simulations, sur des cartes de champ magnétique obtenues à partir de scans du cerveau humain, en utilisant deux designs d'antenne de shimming, l'un contenant 48 boucles placées loin du sujet de manière à laisser place à une antenne de réception, l'autre contenant également 48 boucles mais placées plus près du sujet, mimant ainsi une antenne hybride. Les résultats, bien qu'essentiellement qualitatifs, suggèrent que le shimming de l'antenne hybride est plus performant, notamment dans les régions périphériques du cerveau.

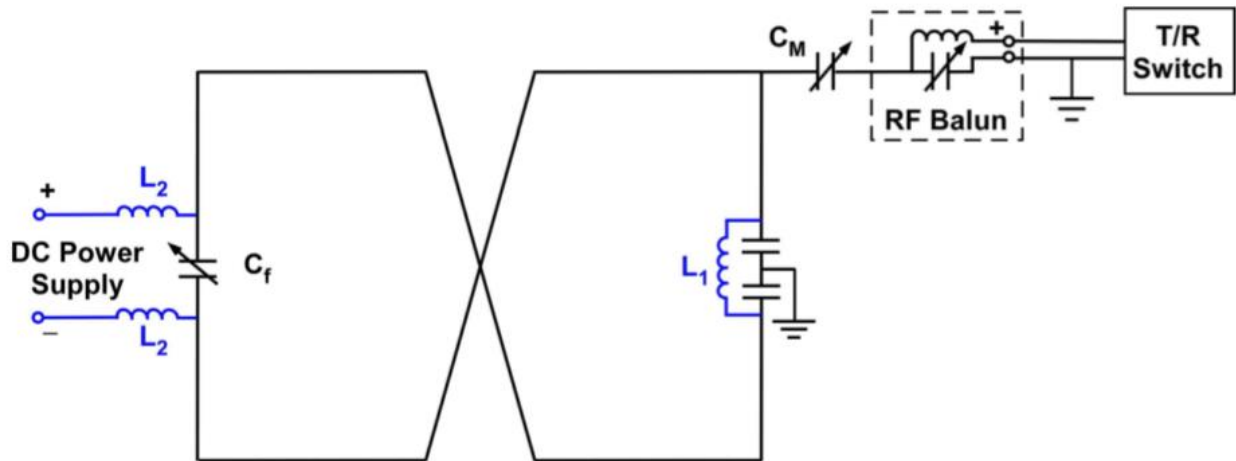


Figure 2.9 - Schéma d'une boucle conductrice utilisée par H. Han et al. (2013) en temps qu'antenne de réception et de shimming. Les composants en noir permettent d'assurer la résonance du circuit à 128 MHz et donc assurent la réception des ondes RF tandis que les composants en bleu permettent le passage du courant continu dans la boucle nécessaire à la génération d'un champ magnétique de shimming.

Plus récemment, J. P. Stockmann et al. (2016) adaptent de la même manière une antenne de réception dédiée à l'imagerie du cerveau (Keil et al., 2013) et dotée de 32 boucles placées sur un support en forme de casque. Des inducteurs sont ajoutés de manière à laisser passer le courant continu dans les boucles. Néanmoins, afin d'éviter la génération de champ magnétique par ces mêmes inducteurs, ceux-ci sont choisis de forme toroïdale. Le champ magnétique généré par le courant passant par ces inducteurs est ainsi piégé à l'intérieur (voir fig. 2.10). Ils remarquent également une diminution de la qualité de réception de l'antenne après modification. Par conséquent, un condensateur de forte capacité (1nF) est ajouté au circuit, juste après le point de sortie du courant continu. Ce condensateur agit alors comme un filtre passe-haut qui confine le courant continu dans la boucle et empêche toute fuite de ce courant vers le circuit de mesure RF. Néanmoins, la comparaison de l'antenne avant et après modification montre une modeste chute du RSB (<10 %) de l'antenne due à l'addition des composants à l'antenne ainsi qu'une augmentation du niveau de couplage entre les boucles. La performance en termes de shimming de l'antenne est toutefois démontrée *in vivo*, celle-ci permettant de réduire l'écart-type de B_0 de jusqu'à 50% par rapport au shimming du second ordre disponible dans le scanner. De plus, la capacité de cette antenne à réduire les artefacts de susceptibilité lors de séquences EPI est mise en lumière.

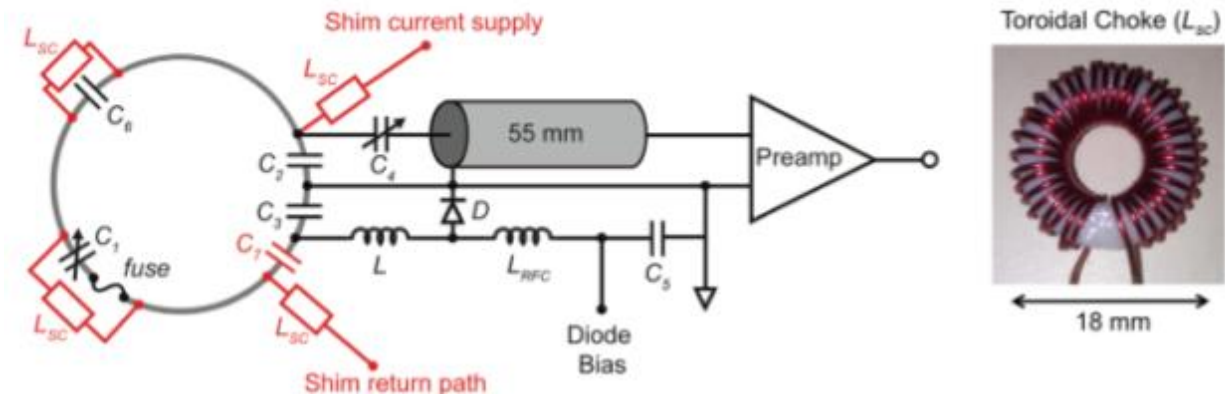


Figure 2.10 - Schéma d'un élément utilisé par J. P. Stockmann et al. (2016). Les composants en rouge ont été ajoutés afin de faire passer du courant continu dans la boucle tout en assurant une bonne qualité de réception RF. Les inducteurs L_{sc} ont une forme toroïdale (photo de droite) ce qui permet de piéger le champ magnétique qu'ils créent.

2.3.4 Conclusions de la revue de littérature

Les différents travaux présentés indiquent une récente et progressive utilisation de géométries plus simples pour les éléments, permise par le shimming multi-bobines. En effet, cette technique permet de créer un champ magnétique avec plus de degrés de liberté comparée au shimming par harmoniques sphériques. L'ajout de degrés de liberté pour cette dernière revient à augmenter l'ordre des harmoniques sphériques ce qui implique des boucles aux géométries de plus en plus complexes et limitées en termes d'efficacité $\mu\text{T}/\text{A}$.

La proximité des boucles avec le sujet permet une compensation de variations plus abruptes du champ magnétique comme, par exemple, celles créées par les frontières tissus/air. De plus, ces boucles sont généralement peu inductives et induisent donc des courants de Foucault plus faibles lors de leur utilisation en shimming dynamique ou en temps réel.

Un degré de proximité optimal peut être atteint grâce à la combinaison RF/shimming au sein des mêmes boucles. Un tel design permet également de n'utiliser qu'une seule antenne pour les deux fonctions rendant le scan plus pratique. Cependant, si l'efficacité d'un tel système a été démontrée en termes de shimming, il est aussi suggéré que les modifications nécessaires à son élaboration causent une chute du RSB de l'antenne. Il est alors important de choisir les composants avec une attention particulière afin de modérer la perte de RSB.

CHAPITRE 3 MATÉRIELS ET MÉTHODES

Ce chapitre a pour but de décrire la méthode poursuivie au cours du projet, menant à la conception ainsi qu'à l'évaluation de l'antenne. L'ensemble des circuits et du matériel utilisé y est également décrit de manière à rendre ces expérimentations reproductibles.

3.1 Simulations

Afin de déterminer la configuration optimale des éléments du prototype, la première étape du projet a consisté à simuler les performances en termes de shimming et de RSB de plusieurs configurations faisant varier le positionnement ainsi que le nombre de boucles et leur géométrie. Dans chaque cas, des boucles elliptiques ont été positionnées sur un cylindre de 120 mm de diamètre, la hauteur de ce cylindre variant en fonction du nombre de boucles. Les éléments ont été placés par rangées de 4, et le nombre de rangées varie de 1 à 4, portant le nombre de boucles à 4, 8, 12 ou 16. Ensuite, quatre catégories configurations ont été proposées (voir fig. 3.1) :

- Le cylindre où les boucles de chaque rangée sont alignées et effectuent le tour du cylindre.
- Le cylindre décalé où les boucles de chaque rangée sont décalées deux à deux selon l'axe du cylindre (le décalage est égal au rayon de la boucle dans cet axe).
- Le demi-cylindre où les boucles n'effectuent que la moitié du tour du cylindre.
- Le demi-cylindre décalé.

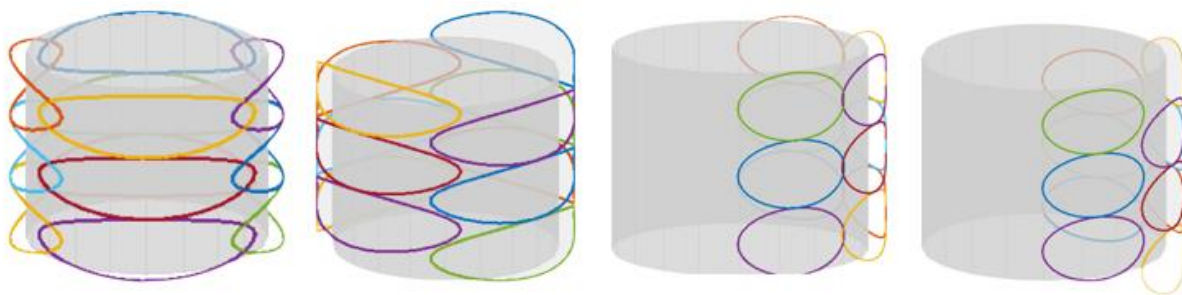


Figure 3.1 - Géométries à 3 rangées de 4 boucles simulées. De gauche à droite : Le cylindre, le cylindre décalé, le demi-cylindre et le demi-cylindre décalé.

Dans chacune des configurations, le diamètre des boucles dans le plan transversal est adapté de manière à ce qu'une rangée recouvre soit la totalité, soit la moitié du cylindre.

3.1.1 Simulations de shimming

Pour chaque configuration, la composante longitudinale du champ magnétique généré en tout point de l'espace par chaque boucle traversée par 1A de courant électrique (B_j) a été simulée sur MATLAB en utilisant la loi de Biot-Savard :

$$d\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I d\mathbf{l} \times \mathbf{r}}{4\pi r^3}$$

Où I est le courant qui traverse l'élément de longueur de fil $d\mathbf{l}$, μ_0 est la perméabilité du vide et \mathbf{r} est le vecteur entre l'élément de fil et le point de l'espace où le champ magnétique est calculé.

Des cartes de champ magnétique aux environs de la moelle épinière ont ensuite été récupérées à partir de scans de 5 sujets sains (Verma & Cohen-Adad, 2014), où un shimming par harmoniques sphériques d'ordre 2 a été appliqué grâce au système présent dans le scanner (Siemens, MAGNETOM, Trio, 3T). Le volume occupé par la moelle épinière pour chaque sujet a été délimité grâce à la Spinal Cord Toolbox (De Leener et al., 2017) afin d'identifier la région d'intérêt sur laquelle le shimming doit être optimisé. Les courants dans les boucles sont enfin optimisés de manière à minimiser l'écart-type du champ magnétique total dans la région d'intérêt, tout en observant une contrainte sur les courants :

$$\min_{I_j} \iiint (\Delta B_0 + \sum_j^{\text{nombre de boucles}} I_j B_j)^2 dV \quad \text{où } |I_j| \leq 2.5A$$

Le calcul de ce minimum correspond alors à une mesure de la variation du champ magnétique obtenu après shimming.

Dans le même temps, en utilisant des fonctions harmoniques sphériques allant jusqu'à l'ordre 5 non contraintes, un shimming par harmoniques sphériques a été simulé dans la même région pour chacun des 5 sujets. Les résultats de cette simulation ont été ensuite comparés avec ceux obtenus par les différentes configurations.

3.1.2 Simulation du ratio signal sur bruit

Il s'agit de comparer quantitativement les différentes configurations (avec 3 rangées de 4 boucles chacune) entre elles en termes de réception des ondes RF. Pour cela, la méthode proposée par Roemer, Edelstein, Hayes, Souza, and Mueller (1990) a été appliquée. Tout d'abord, les potentiels

vecteurs magnétique ont été calculés pour chaque boucle grâce à la relation de Biot-Savard. Ensuite, la matrice de covariance de bruit a été calculée avec :

$$R_{jk} = \omega^2 \sigma \iiint A_j A_k dV$$

Où ω est la fréquence de Larmor et σ la conductivité du milieu utilisé qui a été fixée à 1 puisque seule une comparaison des différentes configurations est désirée.

La magnitude du champ magnétique a été calculée en tout point et pour chaque boucle traversée par 1A de la même manière que précédemment à ceci près que les composantes transversales de ce champ sont également considérées. Enfin, le RSB en tout point et pour chaque configuration est calculé grâce à la formule suivante :

$$RSB = \sqrt{B^T \cdot R \cdot B}$$

Où B est ici un vecteur contenant les magnitudes du champ magnétique correspondant à chaque boucle ($B = [B_1, \dots, B_{\text{nombre de boucles}}]^T$).

Le RSB pour chaque configuration a été évalué d'une part dans un cylindre de 110 mm de diamètre de manière à comparer qualitativement les configurations, d'autre part dans la région d'intérêt correspondant à la moelle épinière cervicale de chaque sujet et moyenné dans cette région afin d'obtenir une comparaison quantitative des configurations.

3.2 Prototypage de l'antenne

3.2.1 Design mécanique

De manière à acquérir un signal plus élevé et à obtenir de meilleures performances de shimming, une attention particulière a été prêté à la proximité entre l'antenne et la nuque du sujet. Pour cela, le support de l'antenne a été dessiné sur SolidWorks et a été pensé pour suivre au plus près les courbes de la nuque humaine (voir fig. 3.2). Ce support offre une bonne couverture du cou (proche d'un demi cylindre) ainsi que du haut du dos avec une hauteur totale de 162 mm ainsi qu'un diamètre maximum de 150 mm et minimum de 120 mm. Le support imprimé contient également les tracés de 10 boucles (seulement 8 ont été utilisées par la suite) de 55 mm de diamètre dont l'arrangement doit répondre à certains critères : deux boucles voisines doivent notamment se recouvrir à la moitié de leur rayon afin de réduire le couplage inductif entre elles, on parle alors de

découplage géométrique (Roemer et al., 1990). Il contient également des supports pour les composants électroniques nécessaires à l'acquisition du signal. Finalement, un montage 3D a été effectué à l'aide de Google Sketchup afin de vérifier la compatibilité du support avec un modèle 3D obtenu par IRM représentant la forme moyenne d'une tête humaine (Cohen-Adad, Mareyam, Keil, Polimeni, & Wald, 2011).

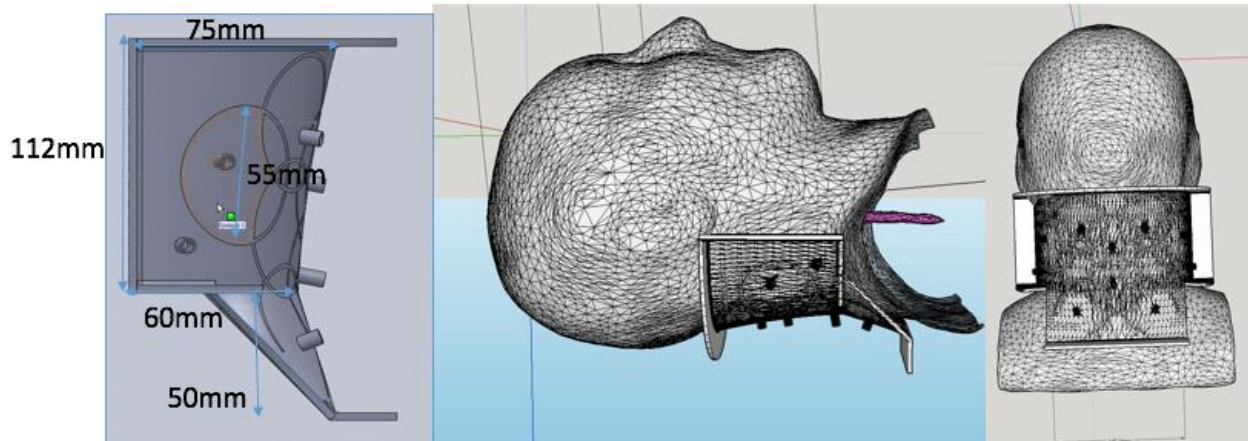


Figure 3.2 - Support de l'antenne dessiné sous SolidWorks (gauche). Montage 3D comprenant un modèle de tête humaine et le support sous Google Sketchup (milieu et droite)

Un boîtier a été également dessiné sous SolidWorks de manière à assurer la stabilité du support et donc de l'antenne pour ainsi contenir l'ensemble du câblage nécessaire au fonctionnement de l'antenne. Ce boîtier a été dimensionné pour rester fixe sur la table du scanner utilisé (MAGNETOM Prisma, Siemens) et rendre possible le branchement de l'antenne au scanner (voir fig. 3.3).

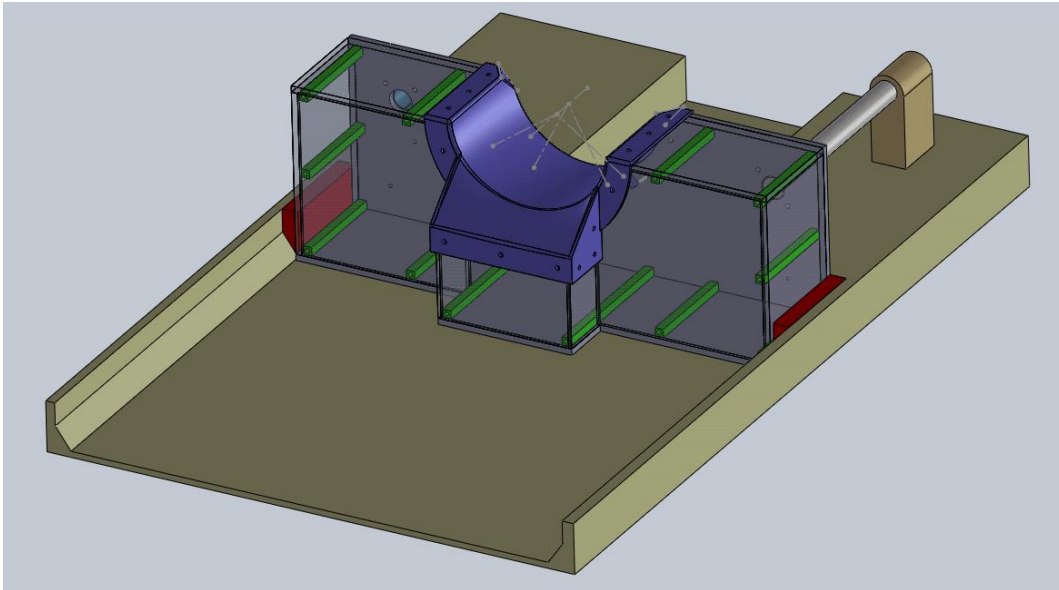


Figure 3.3 - Montage 3D du boîtier et du support sur la table du scanner, sous Solidworks.

3.2.2 Design électrique

3.2.2.1 Antenne de réception RF

L'antenne a été premièrement construite pour la réception RF seule. Elle est composée de 8 boucles de 55 mm de diamètre distribuées en 3 rangées (3-3-2) de manière à obtenir une bonne couverture du signal provenant de la moelle épinière. Chaque boucle peut être vue comme un circuit RLC indépendant dont les composants ont été choisis de sorte que la fréquence de résonance de la boucle soit égale à la fréquence de Larmor, 123.2 MHz.

$$LC = \frac{1}{\omega^2}$$

Ce circuit comprend plusieurs composants (voir fig. 2.4) :

- Le condensateur d'accordage (C_3) : un condensateur variable permettant de régler la fréquence de résonance de la boucle à 123.2 MHz
- Un circuit de désaccordage actif : un circuit LC en parallèle comprenant un condensateur de 75 pF (C_2), une bobine variable allant de 16 à 19 nH (L_1) ainsi qu'une diode qui permet de fermer ce circuit lorsque du courant continu la traverse (D). Ce circuit a pour but de créer une contre-résonance à la fréquence de Larmor lorsque celui-

ci est fermé, brisant ainsi la résonance de la boucle et la rendant « invisible » lors de la séquence d'excitation des spins où de fortes ondes RF sont émises.

- Un préamplificateur qui effectue la mesure du voltage au sein de la boucle et récupère donc le signal. De plus, il permet de créer une forte impédance à la fréquence de Larmor ce qui réduit l'intensité du courant RF et donc le couplage inductif entre les boucles de l'antenne.
- Un condensateur d'adaptation d'impédance (C_1) choisi (de l'ordre de la centaine de pF) de manière à obtenir une impédance d'environ 50Ω à l'entrée du préamplificateur.

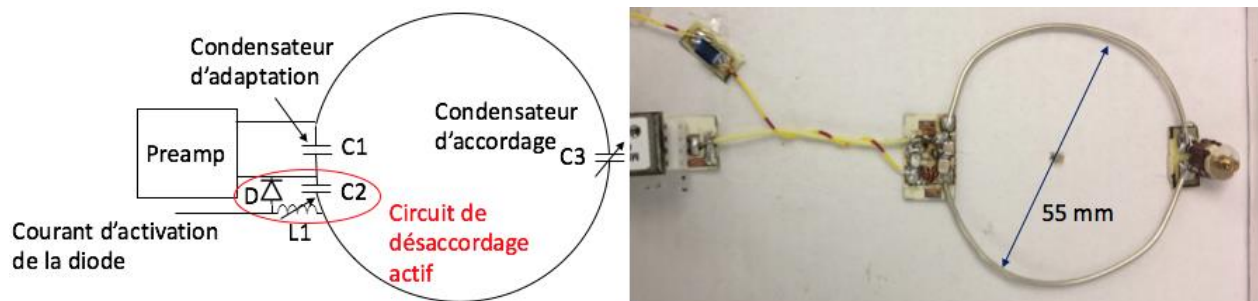


Figure 3.4 - Schéma du circuit d'une boucle de l'antenne de réception (gauche). Photographie d'une telle boucle (droite).

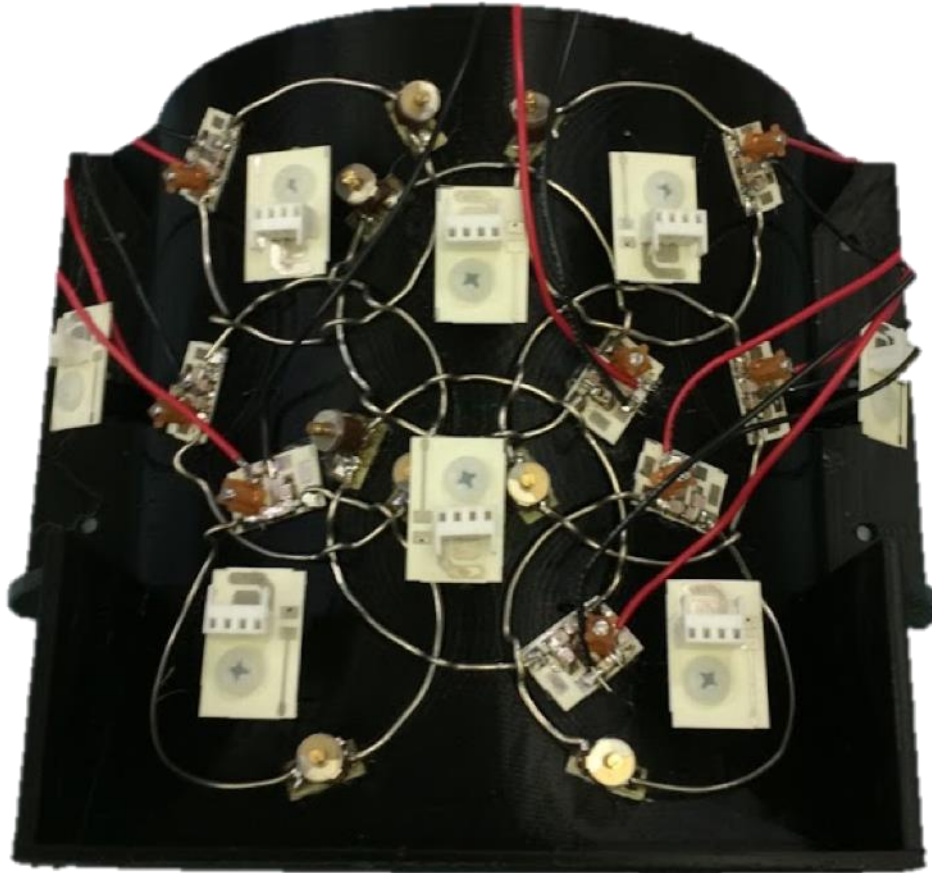


Figure 3.5 – Photographie de l’antenne à 8 boucles avant modifications. Il est à noter que les préamplificateurs n’ont pas encore été positionnés. Les fils d’alimentation (rouge et noir) ont pour objet de désaccorder les boucles.

La sortie de chaque préamplificateur ainsi que l’alimentation en courant continu nécessaire au désaccordage des boucles ont ensuite été connectées au connecteur du scanner via un circuit imprimé. Des inducteurs ($2\ \mu\text{H}$), agissant comme filtres passe-bas, ont été ajoutés sur ces lignes de courant continu afin de bloquer toute fuite de signal RF.

La totalité des tests sur le banc d’essai (voir section 3.2.3) ainsi que les tests de scan *ex vivo* (voir section 3.3) ont tout d’abord été effectués avec cette antenne n’ayant que la fonction de réception RF afin de comparer les performances de réception de l’antenne pré et post-modifications.

3.2.2.2 Antenne hybride shimming/réception RF

Afin d'assurer la performance de l'antenne pour les deux fonctions, il est primordial d'éviter, d'une part, la fuite de courant continu dans l'entrée du préamplificateur, d'autre part, la fuite de courant RF dans les fils d'alimentation en courant continu. Pour cela, le circuit électronique précédent a été modifié conformément aux recommandations avancées dans la littérature (H. Han et al., 2013; J. P. Stockmann et al., 2016) :

- Des inducteurs de forme toroïdale (L_{DC}) sont ajoutés à l'entrée et à la sortie du courant continu, et en parallèle avec le condensateur d'accordage (C_3). Leur haute inductance (environ 1 μ H) ainsi que leur fréquence de coupure intrinsèque proche de la fréquence de Larmor assurent respectivement le blocage du signal RF et une faible modification de l'impédance de la boucle à 123,2 MHz (car placés en parallèle).
- Un condensateur à haute capacité (C_4 , 2,2 nF) est ajouté à la boucle, après la sortie du courant continu de manière à bloquer le courant continu à l'entrée du préamplificateur.

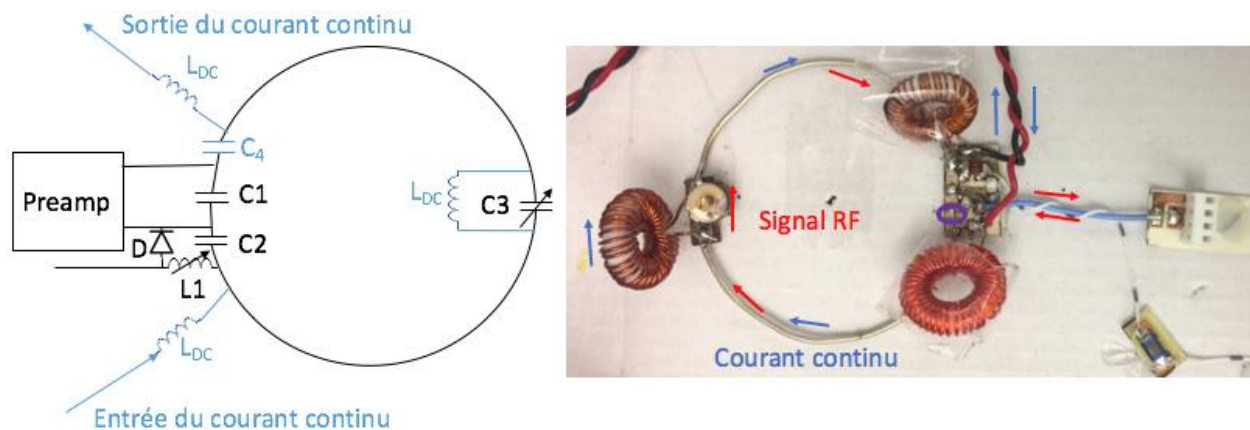


Figure 3.6 – Schéma du circuit d'une boucle de l'antenne hybride shimming/réception RF (modifications nécessaires à l'hybridation en bleu) (gauche). Photo d'une telle boucle (droite), les courants RF (en rouge) et continu (en bleu) ne se superposent que dans la boucle.

Le courant continu est alors acheminé de la plaque d'alimentation (voir section 3.2.2.3) vers les boucles via 8 paires de câbles torsadés et isolés jusqu'au boîtier de l'antenne.

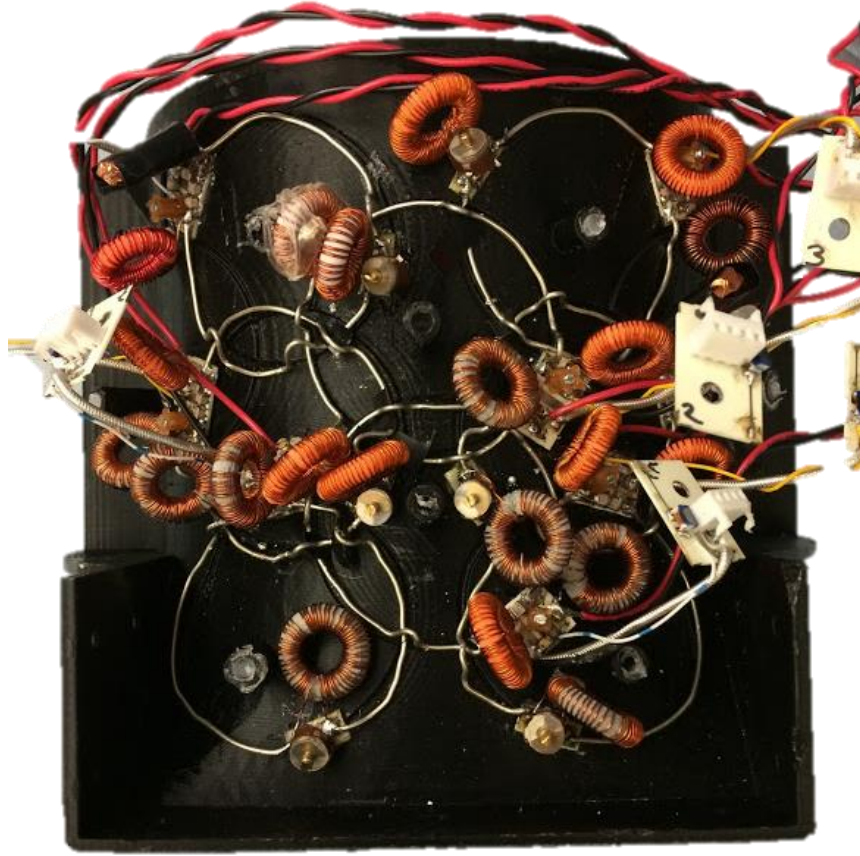


Figure 3.7 - Photographie de l'antenne hybride à 8 boucles. Il est à noter que les préamplificateurs n'ont pas encore été positionnés. Les fils d'alimentation (rouge et noir) sont utilisés pour l'alimentation des courants de shimming.

3.2.2.3 Alimentation en courant continu

L'alimentation des courants de shimming dans l'antenne est effectuée à l'aide d'une plaque d'alimentation dédiée au shimming procuré par Jason Stockmann, collaborateur au Massachusetts General Hospital (MGH) de Boston (Arango, Stockmann, Witzel, Wald, & White, 2016). Seuls les amplificateurs différentiels de cette plaque sont utilisés pour le projet. Les courants de shimming peuvent être ajustés par ordinateur à l'aide d'un Arduino dont les signaux digitaux sont transformés en différences de potentiels à l'entrée des amplificateurs par un convertisseur digital-analogue (voir fig. 3.8 et 3.9). Le courant de shimming en sortie est alors proportionnel à cette différence de potentiel. L'impédance des boucles est alors mesurée grâce à un multimètre ce qui permet de calibrer les courants de shimming via une mesure de tension par oscilloscope (DSO3202A, Agilent

Technologies, Santa Clara, Californie, États-Unis). Les amplificateurs sont quant à eux alimentés par une source de tension à 12 V, 5 A maximum (KA3005D, Korad technology, Shenzhen, Chine).

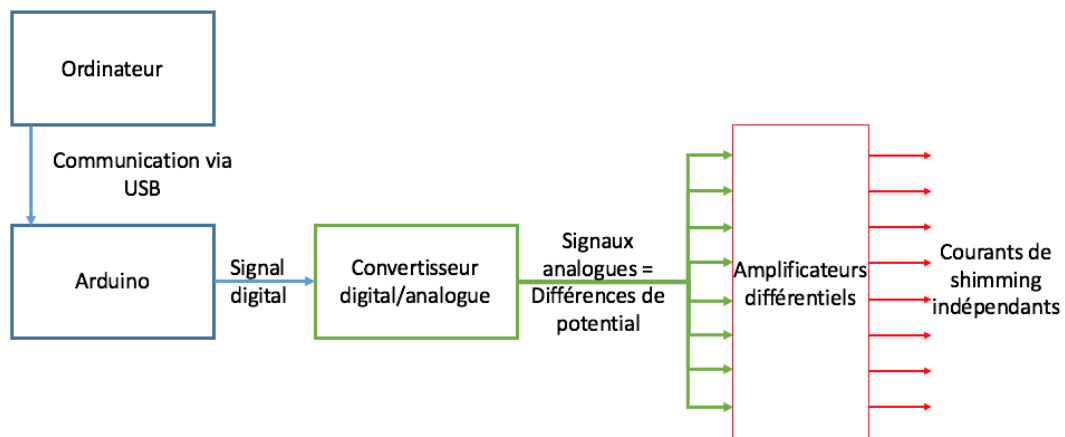


Figure 3.8 – Schéma de principe du système de contrôle des courants de shimming.

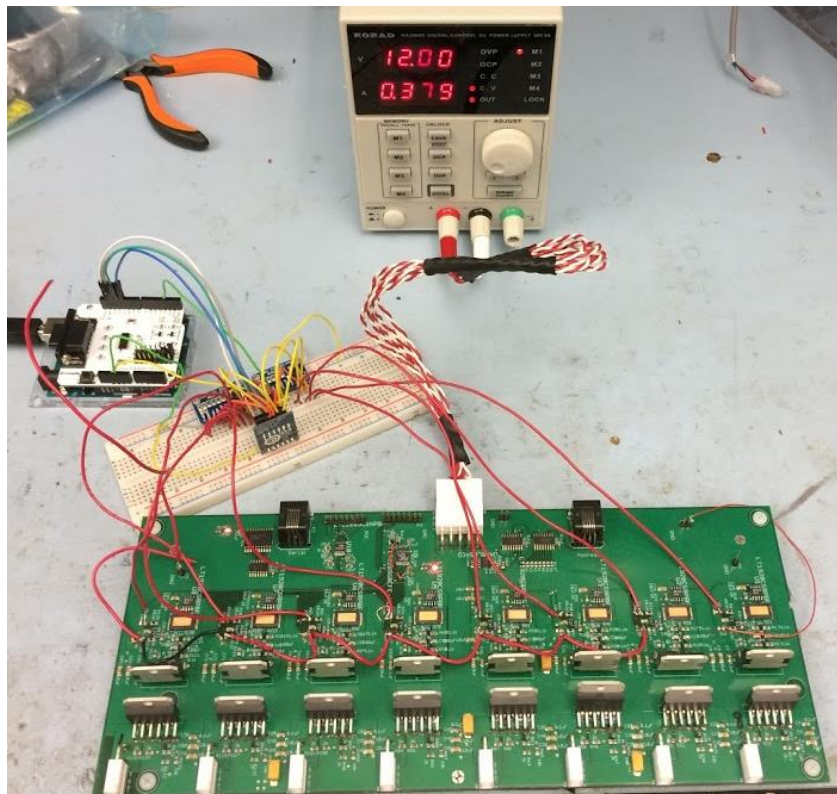


Figure 3.9 - Photographie du système de contrôle des courants de shimming.

3.3 Ajustement des paramètres et validation sur le banc d'essai

Plusieurs ajustements sont nécessaires de manière à accorder chaque circuit de désaccordage actif à 123.2 MHz, à accorder la fréquence de résonance de chaque boucle à 123.2 MHz et à assurer un couplage inductif minimum entre les boucles.

3.3.1 Matériel utilisé

Les mesures ont été effectuées sur un banc d'essai (voir fig. 3.10) tenant compte des contraintes mécaniques et électroniques d'un scanner IRM. Celui-ci dispose en particulier d'une prise à 8 canaux qui permet de connecter l'antenne au scanner ainsi que des connections nécessaires à l'alimentation des préamplificateurs (10 V, 10 mA) et des circuits de désaccordage actif (10 V, 100 mA). Le désaccordage indépendant de chaque boucle est rendu possible grâce à 8 interrupteurs. De plus, 8 connecteurs BNC permettent la mesure du signal de sortie de chaque préamplificateur.

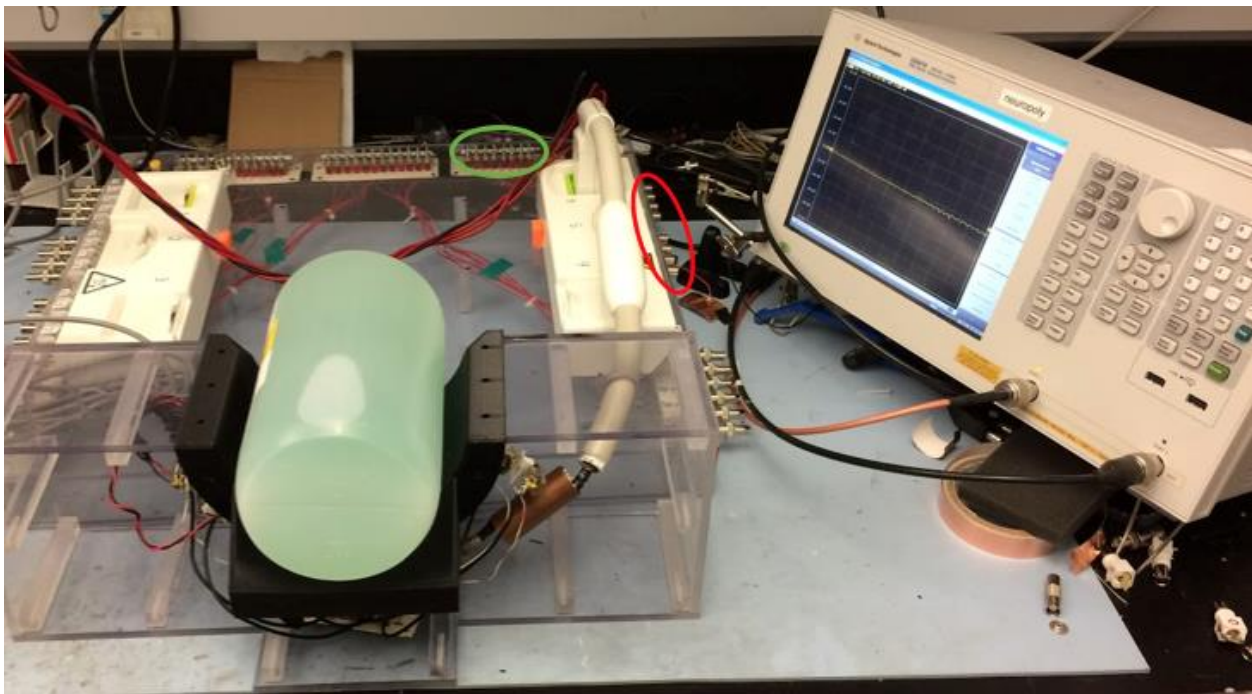


Figure 3.10 – Photographie du dispositif expérimental utilisé pour les tests. Sont présents sur l'image : le banc d'essai (en vert : interrupteurs de désaccordage, en rouge : sortie des préamplificateur), l'antenne connectée au banc d'essai grâce au connecteur Siemens, le fantôme ainsi que l'analyseur réseau.

Les mesures ont été effectuées grâce à un analyseur réseau (E5061B, Agilent Technologies, Santa Clara, Californie, États-Unis) calibré afin de couvrir un intervalle de fréquence de 73.2 MHz à 173.2 MHz.

Un fantôme a été utilisé afin de mimer le changement d'impédance des boucles suite au chargement de l'antenne avec la nuque du sujet. Ce fantôme est un cylindre de 20 cm de haut et 11,5 cm de diamètre et rempli d'une solution aqueuse (3,75 g/L de NiSO_4 et 5 g/L de NaCl) choisie de manière à avoir des propriétés diélectriques proches de celles de tissus humains.

Les paramètres S_{11} ont été mesurés à l'aide d'une sonde « renifleuse » et les paramètres S_{21} à l'aide d'une double sonde (l'une sert alors à transmettre et l'autre à recevoir les ondes RF) (voir fig. 3.11).



Figure 3.11 - Sondes utilisées durant les tests sur le banc d'essai. Gauche : sonde « renifleuse.
Droite : Double sonde.

3.3.2 Désaccordage actif

Afin d'ajuster la résonance de chaque circuit LC de désaccordage actif, celui-ci est premièrement isolé du reste de la boucle et la diode est alimenté avec un courant de 100 mA ce qui permet de fermer le circuit. La fréquence de résonance est alors mesurée en approchant une sonde « renifleuse » au-dessus du circuit (voir fig. 3.12), l'inductance de l'inducteur variable est ensuite ajustée pour obtenir un paramètre S_{11} minimum à 123.2 MHz.

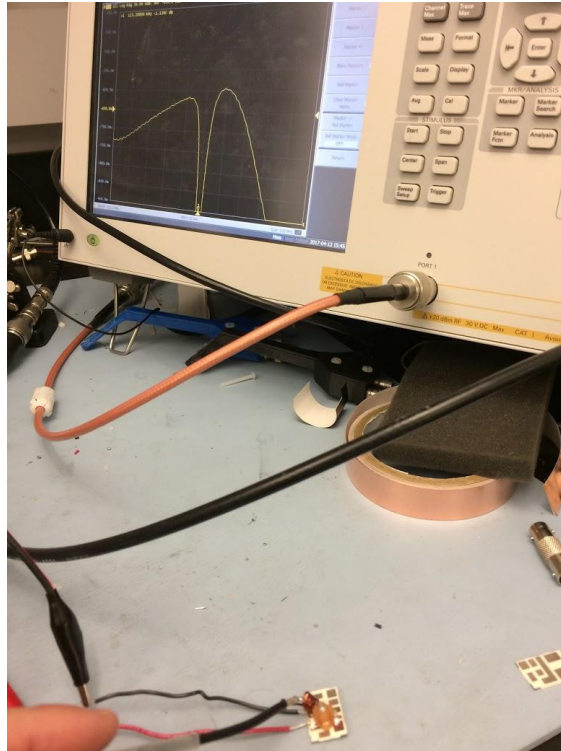


Figure 3.12 - Procédure de réglage du désaccordage actif des boucles.

Suite à cette procédure, l'ensemble des boucles peut être assemblé sur le support en suivant les tracés.

3.3.3 Accordage de la fréquence de résonance

Pour l'ajustement de la fréquence de résonance d'une boucle, les circuits de désaccordage des autres boucles sont alimentés de manière à les rendre « invisibles » à 123.2 MHz. La mesure de la fréquence de résonance se fait via une mesure du paramètre de réflexion (S_{21}) de l'antenne grâce à la double sonde placée 1 cm au-dessus du centre de la boucle où le préamplificateur a été préalablement retiré. La capacité du condensateur d'accordage variable est alors ajustée jusqu'à obtenir le maximum du coefficient de réflexion à 123.2 MHz. La procédure est ensuite réitérée en plaçant le fantôme au sein de l'antenne, mimant le changement d'impédance de la boucle lorsque l'antenne est utilisée sur un sujet.

En même temps, une première mesure de la qualité de réception de chaque boucle est effectuée grâce au ratio entre les facteurs de qualités à -3dB obtenus sans et avec chargement de l'antenne par le fantôme ($Q_{\text{non-chargé}}$ et $Q_{\text{chargé}}$). Pour rappel, le facteur de qualité est calculé via l'équation :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

Où f_0 est la fréquence de résonance du circuit et Δf sa bande passante à -3dB.

3.3.4 Réduction du couplage inductif

Le couplage inductif est le résultat de l'interaction magnétique entre deux boucles : le courant RF qui traverse une boucle génère une onde RF qui, à son tour, induit un courant dans la deuxième boucle. L'inductance mutuelle des boucles doit être minimisée afin d'assurer l'indépendance de leur profil de sensibilité et d'éviter tout changement dans leur réponse à la fréquence de Larmor.

3.3.4.1 Découplage géométrique

Pour deux boucles voisines, il existe une manière d'annuler ce couplage : les boucles doivent se recouvrir de manière à ce que le flux du champ magnétique créé par la première boucle au travers de la deuxième soit nul (voir fig. 3.13). Par exemple, dans le cas de boucles circulaires, le recouvrement des boucles doit se faire à la moitié du rayon de celles-ci (Roemer et al., 1990), le recouvrement critique des boucles est alors atteint et le couplage inductif entre celles-ci annulé.

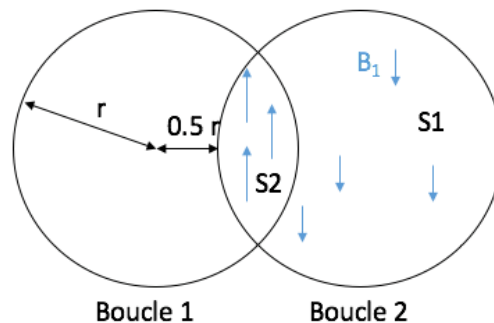


Figure 3.13 - Principe de recouvrement critique de boucles circulaires. Le champ magnétique B_1 créé par la boucle 1 génère un flux positif dans la région S_2 de la boucle 2 qui annule le flux négatif généré dans la région S_1 .

Cependant, ce recouvrement est très sensible et doit être ajusté a posteriori pour obtenir une isolation maximale des boucles voisines. On mesure alors le paramètre S_{21} en branchant chaque câble de l'analyseur réseau à la place du préamplificateur de deux boucles voisines (toutes les autres boucles étant désaccordées). Cela revient à transmettre des ondes RF avec une boucle et recevoir avec l'autre. Chaque câble est équipé d'un circuit LC permettant d'adapter l'impédance

de la boucle à 50Ω à 123.2 MHz. Enfin, la géométrie des boucles est finement modifiée pour atteindre un niveau de couplage (S_{21}) inférieur à -15 dB.

3.3.4.2 Découplage par préamplificateurs

Le préamplificateur joue également un rôle crucial dans l'isolation des boucles, il contient des inducteurs variables qui permettent de créer une forte impédance à la fréquence désirée (ici, la fréquence de Larmor). Ainsi, le préamplificateur permet de mesurer la force électromotrice induite par les ondes RF dans les boucles et réduit le courant RF dans la boucle, l'empêchant donc de réémettre les ondes RF responsables du couplage inductif.

Afin d'ajuster ce découplage pour un préamplificateur, celui-ci est tout d'abord connecté à sa boucle via un câble coaxial et alimenté selon les recommandations (10 V, 10 mA). Chacune des autres boucles est désaccordée. On mesure alors le paramètre de réflexion de la boucle de la même manière que pour la procédure d'accordage du circuit. À l'inverse, le préamplificateur crée ici une bande de coupure à une certaine fréquence, il s'agit alors de régler l'inducteur variable pour faire correspondre cette fréquence avec la fréquence de Larmor. On note alors S_{preamp} le paramètre S_{21} obtenu à 123.2 MHz pour cette mesure.

D'autre part, de manière à obtenir une mesure quantitative du niveau de découplage des préamplificateurs, la procédure est réitérée en ajoutant en série, à la place du préamplificateur, une résistance de 80Ω correspondant à l'impédance du préamplificateur à 123.2 MHz. On obtient alors un pic de résonance à 123.2 MHz dont on note S_{load} le paramètre S_{21} . Le niveau de découplage par préamplificateur est alors calculé comme :

$$D = S_{preamp} - S_{load}$$

Selon les recommandations présentes dans la littérature (Keil, & Wald, 2013), il est bon d'obtenir un niveau de découplage par préamplificateur, pour chaque boucle, inférieur à -20dB.

3.3.4.3 Validation de la stabilité des préamplificateurs

Il s'agit ici de rendre compte de la qualité de la réponse des préamplificateurs lors de la réception du signal. On mesure ici le paramètre S_{21} en transmettant des ondes RF à l'aide d'une seule boucle de la double sonde à 1 cm de chaque boucle, le signal est alors réceptionné par la boucle et récupéré à la sortie du préamplificateur. Cette mesure permet de vérifier qualitativement l'absence de

couplage entre les boucles ou d'oscillations qui représentent des pics de signal et sont généralement dues à des boucles de rétroactions entre l'entrée et la sortie du préamplificateur, amplifiant le signal à certaines fréquences.

3.4 Validation de l'antenne en IRM

La totalité des tests a été effectuée sur un scanner à 3 T (MAGNETOM Prisma, Siemens Healthcare) en utilisant le même fantôme que sur le banc d'essai.

3.4.1 Évaluation du ratio signal sur bruit

Le niveau RSB a été évalué une première fois avant la modification de l'antenne en antenne de shimming/réception RF puis une seconde fois après ajout de inducteurs et des fils d'alimentation en courant continu.

Dans les deux cas, la procédure est la même : les images ont été acquises sur une coupe axiale et une coupe sagittale de 5 mm de profondeur, placées à l'isocentre du scanner, en utilisant une séquence GRE (128x128 pixels de taille 1x1 mm, TE = 4,92 ms). Le niveau de RSB de l'antenne est alors calculé via l'équation (Roemer et al., 1990) :

$$RSB(x, y, z) = \sqrt{\sum_{j=1}^8 I_j(x, y, z)^2}$$

Où $I_j(x, y, z)$ est l'intensité du pixel (x, y, z) dans l'image acquise par la boucle j .

Ce calcul nous permet ainsi d'obtenir la carte du RSB, en tout point de la coupe, fournit par l'antenne. À titre de comparaison, la même procédure a été effectuée avec une antenne commerciale (Siemens) sur la même coupe axiale. Le RSB est ensuite moyenné sur une région correspondant à la position approximative de la moelle épinière.

D'autre part, les mêmes images ont été acquises une seconde fois sans transmission d'onde RF d'excitation afin d'évaluer le niveau de bruit de chaque boucle. Cela permet également de calculer la matrice de covariance C du bruit de l'antenne qui correspond au degré d'indépendance du bruit de chaque boucle :

$$C_{ij} = \frac{\sum b_i(x, y, z)b_j(x, y, z)}{\sqrt{\sum b_i(x, y, z)^2 \sum b_j(x, y, z)^2}}$$

Où $b_i(x,y,z)$ (respectivement b_j) est le niveau de bruit du pixel (x,y,z) dans l'image acquise par la boucle i (respectivement j).

Le niveau de RSB d'une antenne diminue lorsque la covariance du bruit entre deux boucles augmente, il est donc nécessaire, pour de bonnes performances de réception des ondes RF, de chercher à minimiser cette matrice de covariance.

3.4.2 Évaluation des performances de shimming

3.4.2.1 Acquisition des cartes de référence de champ magnétique

L'antenne hybride doit permettre de faire passer du courant continu dans les boucles, il a donc été nécessaire de valider la génération de champ magnétiques par celui-ci ainsi que d'évaluer l'efficacité en termes de $\mu\text{T/A}$. Le montage antenne + plaque d'alimentation est alors monté : l'antenne est placée à l'isocentre du scanner et la plaque d'alimentation, placée dans la pièce à côté afin d'éviter toute perturbation de champ magnétique ou RF, permet d'alimenter les boucles via des câbles de 6 m.

Dans un premier temps, une carte de champ magnétique « à vide » est acquise dans le fantôme grâce à une séquence GRE field map (64x44x36 pixels de taille 3x3x3.75 mm, TE1 = 4,92 ms, TE2 = 7,38 ms).

Ensuite, les courants dans les boucles sont envoyés un à un (300 mA à chaque fois). Pour chaque courant envoyé dans une boucle, la carte du champ magnétique est acquise avec la séquence précédente, ce qui constituera la carte de référence de shimming de la boucle. De plus, la linéarité entre champ magnétique et intensité du courant est testée en alimentant une boucle avec 600 mA.

3.4.2.2 Simulation de shimming statique

De manière à évaluer les performances de shimming de l'antenne, les cartes de référence précédemment acquises ont été exploitées lors de simulations de shimming statique. Les cartes de champ magnétiques acquises lors de scans de 5 sujets sains ainsi que la méthode présentée en section 2.1.1 ont été utilisées. Préalablement, les cartes de référence ont été extrapolées afin de faire correspondre les dimensions des pixels avec les cartes de champ magnétiques *in vivo*. Les

images sont également déplacées pour faire correspondre leur centre. Les courants dans les boucles sont limités à 2.5 A, ce qui tient compte des limitations dues aux amplificateurs de la plaque d'alimentation et aux fils d'alimentation.

Les résultats de ces simulations sont ensuite comparés avec les résultats obtenus grâce aux simulations de shimming par harmoniques sphériques en section 3.1.1.

CHAPITRE 4 RÉSULTATS

4.1 Simulations

4.1.1 Simulations de shimming

Premièrement, les résultats suggèrent un faible gain de performance de l'antenne lorsque, à nombre de rangées donné, le nombre de boucles par rangée est augmenté (voir fig. 4.1). Il apparaît également qu'à partir de deux rangées, la configuration en cylindre décalé permet de réduire l'écart-type de B_0 par rapport au shimming par harmoniques sphériques d'ordre 2 simulé. Dans le reste des simulations, le nombre de boucles par rangée a donc été fixé à 4.

La figure 4.2 représente les cartes de champs magnétiques obtenues dans la région d'intérêt après simulation de shimming avec les différentes configurations ou par harmoniques sphériques, chez un sujet. Les données numériques sont les écart-types du champ magnétique dans la région d'intérêt obtenus dans chaque cas puis moyenné sur l'ensemble des sujets. On remarque alors que les configurations en cylindre décalé et demi-cylindre décalé ont une performance de shimming similaire (pour 3 rangées par exemple : l'écart-type est de, respectivement, 18,5 Hz et 19,5 Hz) alors que pour un nombre de rangées inférieur à 4, les performances des configurations simples sont plus faibles (respectivement, 25,9 Hz et 26,9 Hz pour 3 rangées).

Les résultats du shimming par harmoniques sphériques simulé suggèrent, comme attendu, une amélioration des performances avec l'ordre des harmoniques utilisés. Il est à noter que les ordres inférieurs sont, dans chaque cas, utilisés. Par exemple, pour le shimming par harmoniques sphériques d'ordre 4, les ordres 1, 2 et 3 sont également compris.

La comparaison des résultats indique donc que le shimming multi-bobines surpasse le shimming par harmoniques sphériques allant jusqu'à l'ordre 3, pour les configurations décalées à trois rangées, alors qu'il est nécessaire d'ajouter une rangée supplémentaire aux configurations simples pour obtenir les mêmes résultats. En d'autres termes, les configurations décalées permettent de générer un champ magnétique avec plus de degrés de liberté permettant ainsi une meilleure modélisation des variations du champ magnétique *in vivo*.

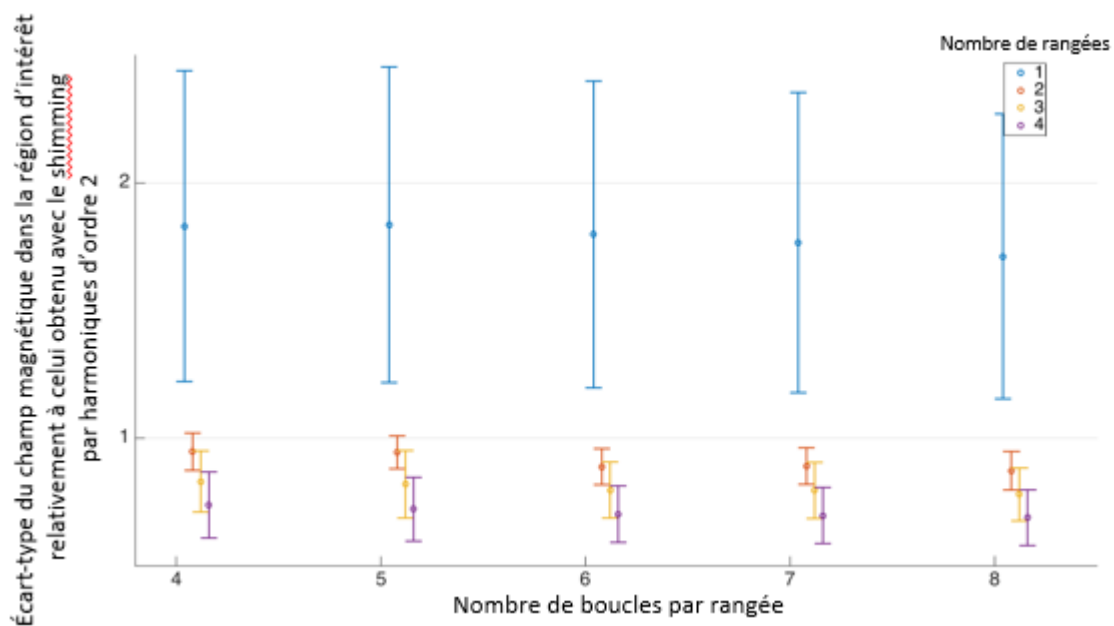


Figure 4.1 – Résultats de shimming obtenus avec la configuration en cylindre décalé. Les données présentées ont été moyennées sur l'ensemble des 5 sujets (les barres d'erreur représentent l'écart-type des résultats).

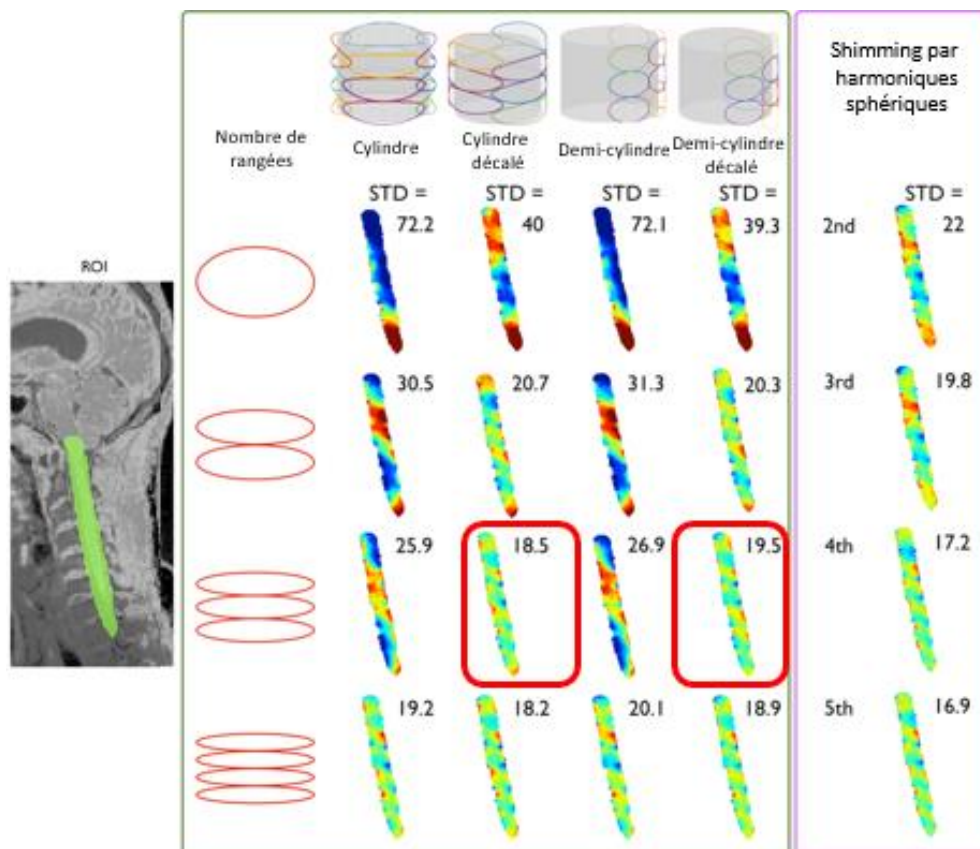


Figure 4.2 – Résultats de simulations de shimming utilisant les différentes configurations proposées (4 boucles par rangée) et par harmoniques sphériques. Les chiffres correspondent à l'écart-type (en Hz) du champ magnétique dans la région d'intérêt (ROI) après shimming.

4.1.2 Simulations de RSB

La figure 4.3 représente les cartes de RSB de chaque configuration avec 3 rangées de 4 boucles chacune sur une coupe axiale du cylindre ainsi que dans la région correspondant à la moelle épinière d'un sujet. Les données numériques ont été calculées en moyennant le niveau de RSB dans la région de la moelle épinière de chaque sujet.

On remarque, qualitativement, que les mêmes performances en termes de RSB sont offertes par les configurations en cylindre simple et décalé, de même pour les configurations en demi-cylindre simple et décalé. Quantitativement, dans la région de la moelle épinière, la différence est très faible : 0,6 % entre le cylindre et le cylindre décalé, et 4,7 % entre le demi-cylindre et le demi-cylindre décalé.

Cependant, une diminution notable du RSB peut être observée lors du passage du cylindre au demi-cylindre. Une partie du signal provenant du fantôme n'est pas couverte dans la région du demi-cylindre où les boucles sont absentes. De plus, la diminution du RSB dans la région de la moelle épinière (qui pourtant se trouverait au centre du fantôme) approche les 17 %.

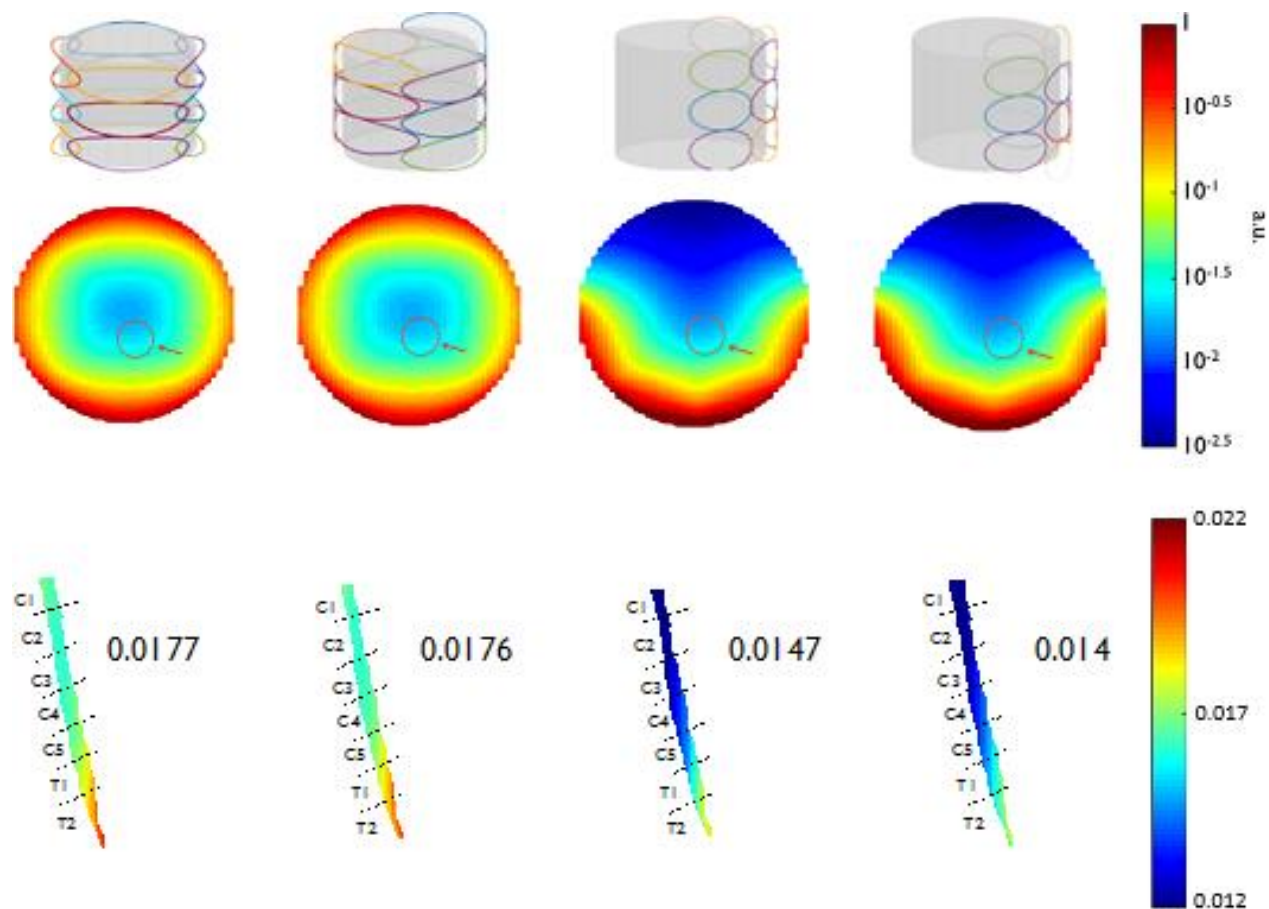


Figure 4.3 – Résultats des simulations de RSB dans les différentes configurations (3 rangées de 4 boucles), sur une coupe d'un cylindre de 110 mm de diamètre (le cercle rouge indique la position probable de la moelle épinière dans ce fantôme) et dans la région de la moelle épinière cervicale.

4.2 Mesures sur le banc d'essai

4.2.1 Ratio Q

Les résultats de ratio Q pour chaque boucle dans leur configuration RF seule ou RF/shimming, sont reportés dans la table 3.1. Une faible différence peut être observée entre les différentes boucles, ce

qui peut s'expliquer par le manque de précision sur leur longueur ainsi que sur la distance de la double sonde à la boucle. De plus, on remarque une diminution globale du ratio Q dans les boucles possédant les composants de shimming (inducteurs toroïdaux, condensateur et fils d'alimentation DC) de 3.6 % en moyenne. La figure 4.4 représente une capture d'écran correspondant aux mesures de facteurs de qualité dans les conditions de chargement avec le fantôme ou non dans le cas d'une boucle avant modifications.

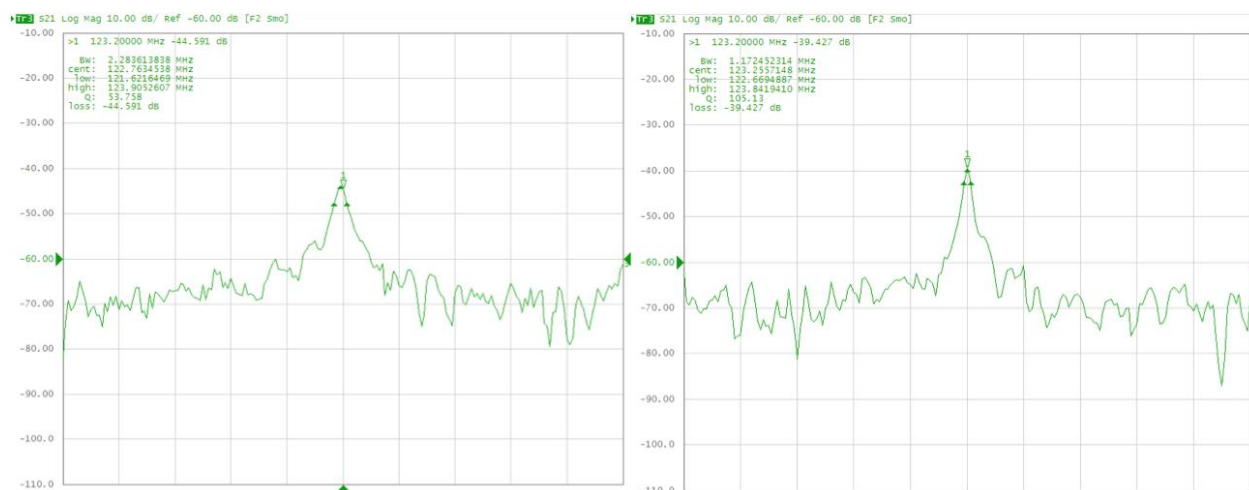


Figure 4.4 – Mesures du facteur Q avec (gauche) et sans fantôme.

Tableau 4.1 - Mesures de ratio Q dans les boucles de l'antenne avant (vert) et après modifications (rouge).

Numéro de la boucle	Q (sans fantôme)	Q (avec fantôme)	Ratio Q
1	105.13	53.75	1.955906977
1	93.52	49.89	1.874523953
2	98.56	50.41	1.955167625
2	92.6	48.06	1.926758219
3	108.94	55.61	1.95900018
3	101.32	53.85	1.881522748
4	97.81	49.97	1.957374425
4	95.32	50.03	1.905256846
5	111.6	56.31	1.981885988

5	104.23	53.96	1.931616012
6	95.61	48.96	1.952818627
6	90.16	47.13	1.913006578
7	87.55	46.17	1.896252978
7	81.36	43.56	1.867768595
8	91.25	48.46	1.882996286
8	88.12	46.98	1.875691784

4.2.2 Découplage géométrique

Une grande attention a été apportée à ce que le couplage ne dépasse pas -14 dB : la procédure de découplage a été réitérée plusieurs fois de manière à ce que la géométrie finale de l'antenne réponde à cette limitation. Le tableau 4.2 regroupe les différents niveaux de couplage des éléments, ce couplage n'ayant pas de sens si les boucles ne se recouvrent pas, seul le couplage des boucles voisines a été mesuré. La figure 4.5 est une capture d'écran correspondant au couplage entre les éléments X et Y. On peut remarquer que le couplage est maximum à 123.2 MHz dû à la résonance des deux circuits à cette fréquence.

Tableau 4.2 - Mesures de couplage entre les boucles (en dB).

Niveau de couplage	1	2	3	4	5	6	7	8
1		-15.2		-14.5				
2	-15.2		-16.7	-14.9	-15.2	-18.3		
3		-16.7				-17.4		
4	-14.5	-14.9			-15.4		-14.1	
5		-15.2		-15.4		-15.2	-14.9	-16.7
6		-18.3	-17.4		-15.2			-18.8
7				-14.1	-14.9			
8					-16.7	-18.8		

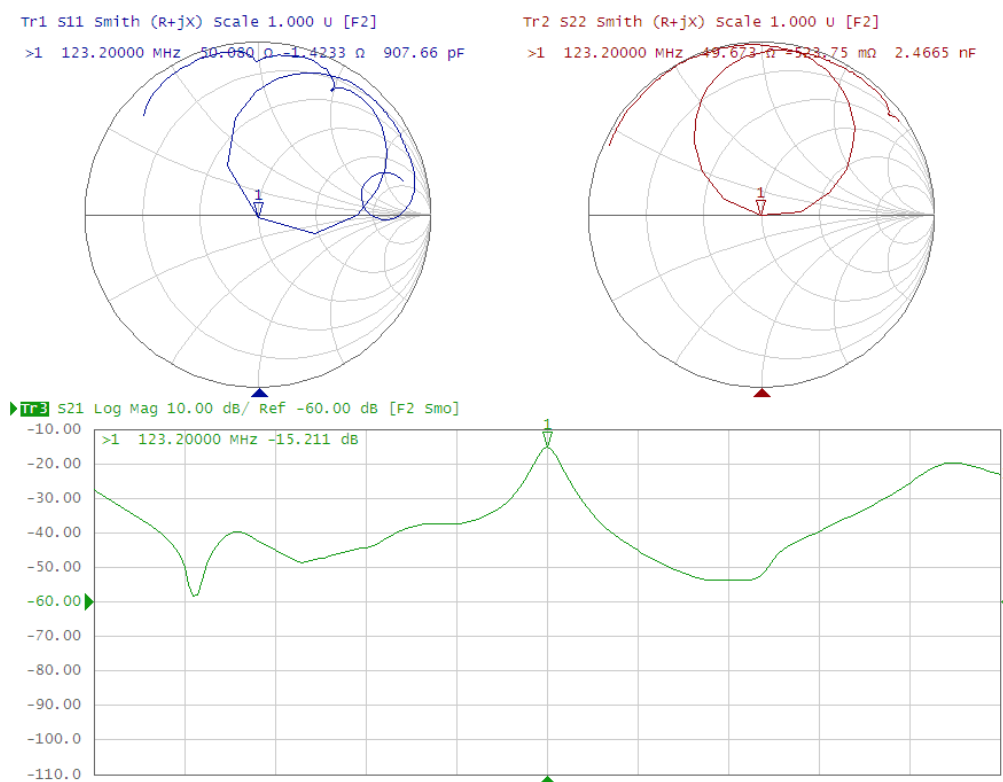


Figure 4.5 – Mesure du couplage entre les boucles 1 et 2. Un circuit LC permet de régler l'impédance des boucles à 50Ω à 123.2 MHz.

Après modification de l'antenne, cette procédure a été reconduite mais aucun changement significatif n'a été noté.

4.2.3 Découplage par préamplificateur

L'impédance de chaque préamplificateur a été réglée de telle sorte qu'il présente une fréquence de coupure à 123.2 MHz. Cela nous permet de faire diminuer le coefficient de réflexion de l'antenne à cette fréquence et donc le couplage inductif entre les boucles. Le tableau 4.3 recense les mesures de ce découplage, à savoir la différence du coefficient de réflexion de chaque boucle avec préamplificateur et avec une résistance à 80Ω à la place. La figure 4.6 est une capture d'écran d'une mesure de ce découplage dans la boucle 3.

Tableau 4.3 - Mesures de découplage (en dB) par préamplificateur dans les boucles.

Numéro de la boucle	Avant modification	Après modification
1	-26	-27
2	-24	-23
3	-23	-22
4	-22	-22
5	-31	-34
6	-20	-21
7	-25	-27
8	-21	-22



Figure 4.6 – Mesure du découplage par préamplificateur de la boucle 3 (en vert clair : mesure du coefficient de réflexion avec la résistance, en vert foncé : mesure du coefficient de réflexion avec le préamplificateur).

4.2.4 Stabilité de la réponse des préamplificateurs

Lorsque la sonde utilisée pour transmettre le signal est placée près des boucles, on observe une forme en « M » (voir fig. 4.7) dans le cas de l'antenne de réception RF seule, et ce, pour toutes les sorties des préamplificateurs. Cette forme indique l'absence de couplage significatif entre les boucles. De plus, le niveau de bruit de la réponse sans transmission est négligeable ce qui démontre

l'absence de boucle de rétroaction entre les différents préamplificateurs. Ce résultat suggère alors que l'antenne satisfait les exigences et est donc prête à être utilisée dans le scanner.

Cependant, les résultats permettent de mettre en évidence une importante différence entre leur comportement avant et après hybridation de l'antenne. L'ajout des divers composants électroniques (inducteurs et fils d'alimentation), semblent modifier les propriétés électriques de l'espace proche des boucles et favorisent l'apparition d'oscillations à certaines fréquences (généralement 2 pics). Ces oscillations sont particulièrement visibles sans transmission d'onde RF et sont donc inhérentes au système électronique. Malgré les réglages effectués précédemment, un couplage reste observable dans certaines boucles qui peut se traduire par un tassement d'un des pics du « M » par exemple. De plus, ce phénomène est toujours présent quand toutes les autres boucles sont désaccordées, ce qui suggère que le couplage n'est pas un couplage inductif classique entre deux boucles.

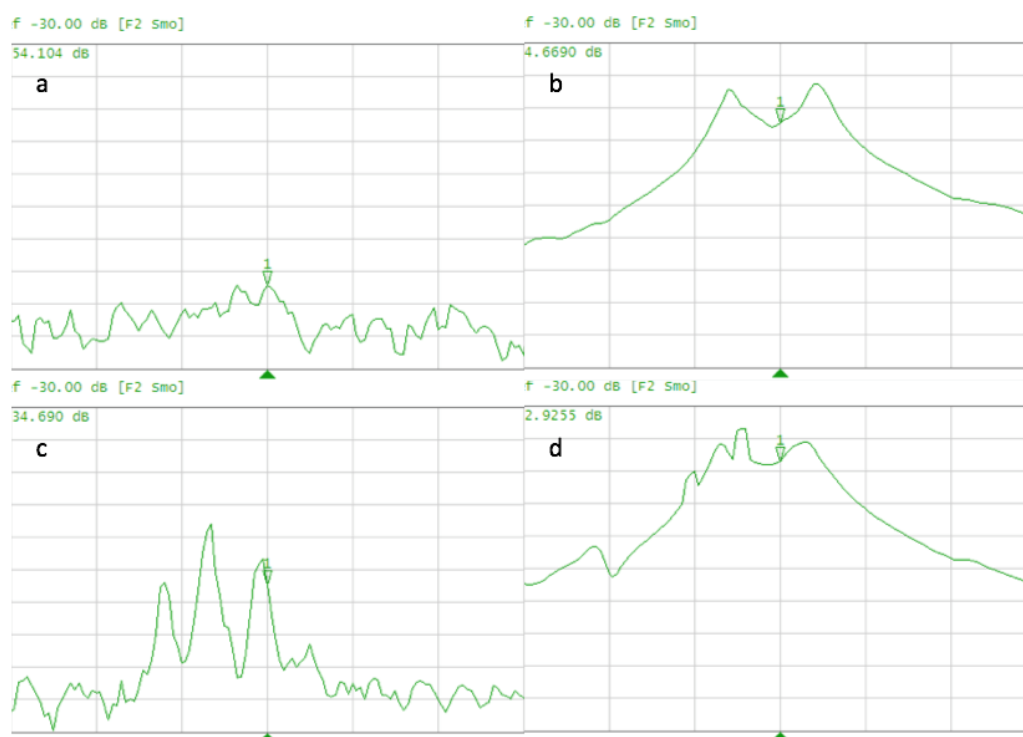


Figure 4.7 – Captures d'écran des mesures du signal en sortie du préamplificateur avant (a, b) et après modification (c, d), avec (b, d) ou sans transmission (a, c).

4.3 Validation en scanner IRM

4.3.1 Évaluation de l'antenne en réception RF

En tout premier lieu, l'antenne en réception RF seule (avant modification) a permis d'acquérir les images du fantôme utilisé (voir fig. 4.8). Images dont on peut noter la qualité en termes de stabilité des préamplificateurs et de découplage : on notera particulièrement l'absence d'artefacts ainsi que la singularité des zones de sensibilité des différentes boucles.

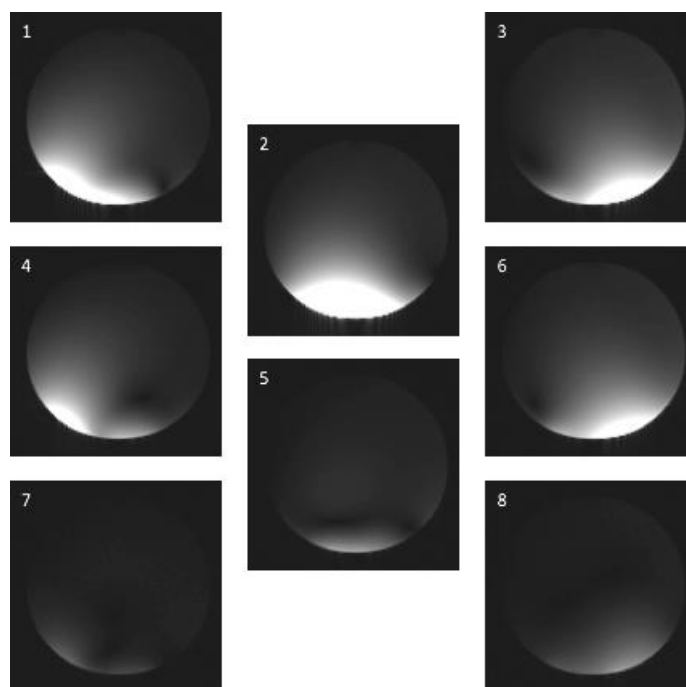


Figure 4.8 - coupe axiale (localisée à la hauteur de la boucle 2) du fantôme, acquise par les différentes boucles avant modification, numérotées de 1 à 8.

La combinaison de ces images nous permet alors d'obtenir la carte de RSB de l'antenne représentée par la figure 4.9. À titre de comparaison cette figure contient également la carte de RSB obtenue avec l'antenne commerciale à 64 éléments (recouvrant la tête et le cou du patient). On remarque alors qualitativement le gain de réception du signal apporté par l'antenne construite, en particulier au niveau de la zone proche des boucles. De plus, le niveau de RSB moyen dans une région correspondant à la moelle épinière a été calculé et montre que le gain de RSB est de l'ordre de 160 %.

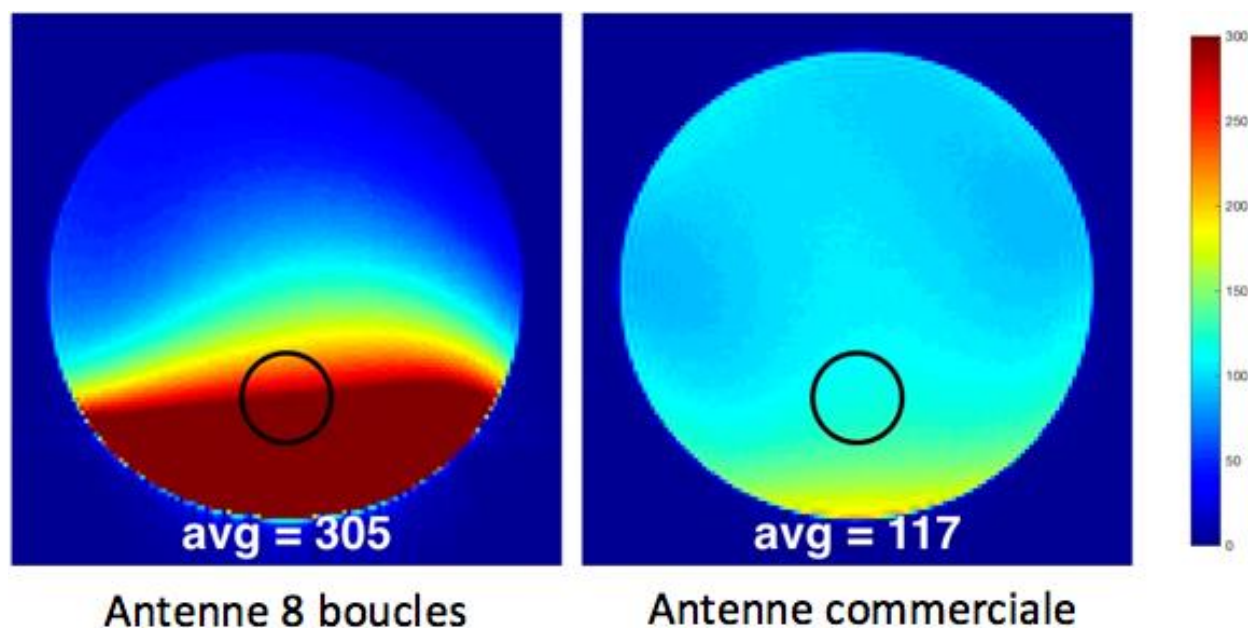


Figure 4.9 - Cartes de RSB sur une coupe axiale à l'isocentre du scanner, acquises avec l'antenne 8 boucles avant modifications et avec l'antenne commerciale recouvrant la tête et le cou. La zone encerclée correspond à la position probable de la moelle épinière où le RSB a été moyenné.

L'absence de couplage notable entre les boucles est confirmée grâce au calcul de la matrice de covariance du bruit (voir fig. 4.10). En effet, un couplage entre deux boucles induirait une forte corrélation du bruit dans les images obtenues sans transmission et donc à un indice de covariance élevé. Ici, l'indice de covariance du bruit ne dépasse pas 0.38 et vaut 0.19 en moyenne.

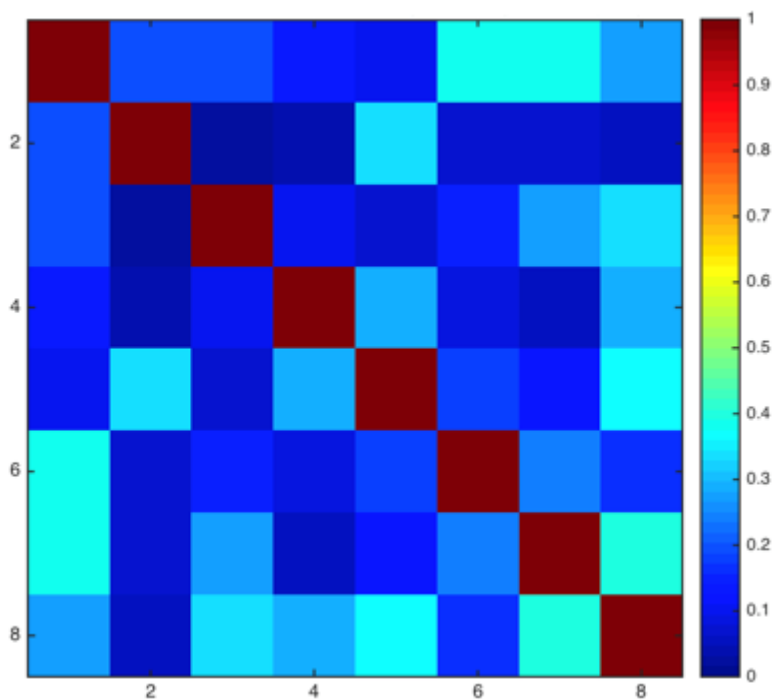


Figure 4.10 - Matrice de covariance du bruit entre les différents éléments. L'indice de covariance moyen (hors diagonale) vaut 0.19.

Après modification de l'antenne, on peut remarquer la présence régulière de deux lobes ou plus, dans les images acquises par les différentes boucles ainsi que la présence récurrente d'un « point noir » dans la zone proche de l'antenne (voir fig. 4.11). Ces deux phénomènes sont les indices d'un couplage élevé entre les boucles. De plus, on peut noter une diminution de la profondeur de sensibilité des boucles (la zone claire pénètre moins profondément au centre du fantôme) ce qui est indicateur d'une perte de sensibilité au signal qui peut être due au couplage entre les différents éléments.

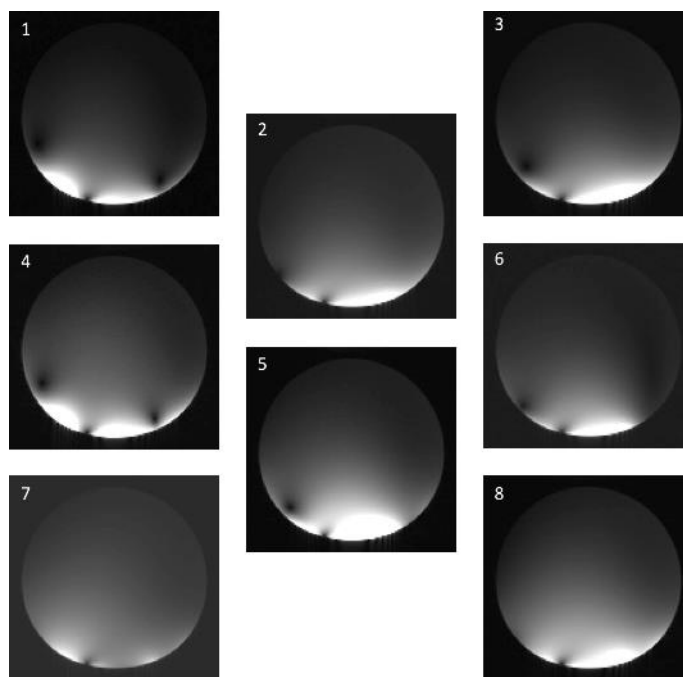


Figure 4.11 - coupe axiale (localisée à la hauteur des boucles 4 et 6) du fantôme, acquise par les différentes boucles après modification, numérotées de 1 à 8.

La carte de RSB de l'antenne nous permet de mesurer quantitativement la diminution de RSB dans la région de la moelle épinière. La figure 4.12, représente le RSB dans la même coupe axiale que les figures 4.8 et 4.9 acquises avec l'antenne hybride. Qualitativement, on note une pénétration moins élevée du signal dans le fantôme, en particulier dans la zone de droite. Cela se ressent sur le RSB moyenné dans la région de la moelle épinière qui se voit diminué de 23 % par rapport à l'antenne en réception seule. En outre, la présence du point noir dans les images individuelles induit une perte significative de signal dans la région correspondante, où le RSB chute pratiquement à 0.

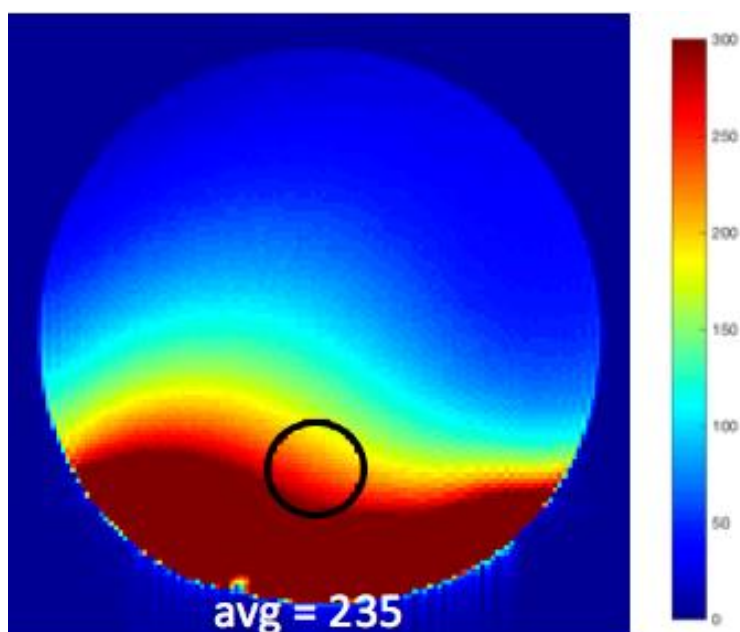


Figure 4.12 - Carte de RSB sur une coupe axiale à l'isocentre du scanner, acquise à l'aide de l'antenne hybride. La zone encerclée correspond à la position probable de la moelle épinière où le RSB a été moyenné.

Le fort taux de couplage de l'antenne a également été mis en évidence par le calcul de la matrice de covariance du bruit (voir fig. 4.13), où l'indice de covariance moyen est de 0.39 avec une covariance maximale entre les boucles 1 et 2 de 0.8. Cette covariance élevée a pour conséquence l'augmentation du niveau de bruit dans les images composites, i.e. créées à partir des signaux provenant de toutes les boucles. Ainsi, ce résultat explique, en partie, la diminution du ratio signal sur bruit.

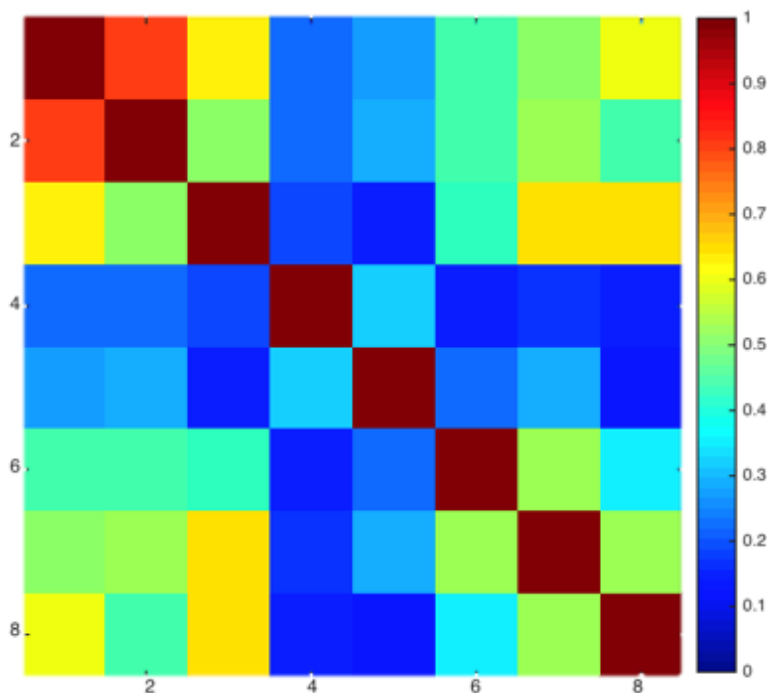


Figure 4.13 - Matrice de covariance du bruit entre les différents éléments de l'antenne hybride.

L'indice de covariance moyen (hors diagonale) vaut 0.39.

Une autre particularité des résultats de scan avec l'antenne hybride est la nette présence d'artefacts d'oscillations dans certaines images :

- Pour certains éléments, on distingue clairement un motif dans le bruit acquis grâce aux séquences sans transmission (voir fig. 4.14). Ce qui n'est pas le cas pour l'antenne en réception seule. En effet, ces images ne devraient correspondre qu'à du bruit aléatoire dû à la résistance intrinsèque des boucles.
- Dans certains cas également, l'imagerie du fantôme donne naissance à des motifs répétés dans des zones de l'image qui ne devraient pas produire de signal (voir fig. 4.15).

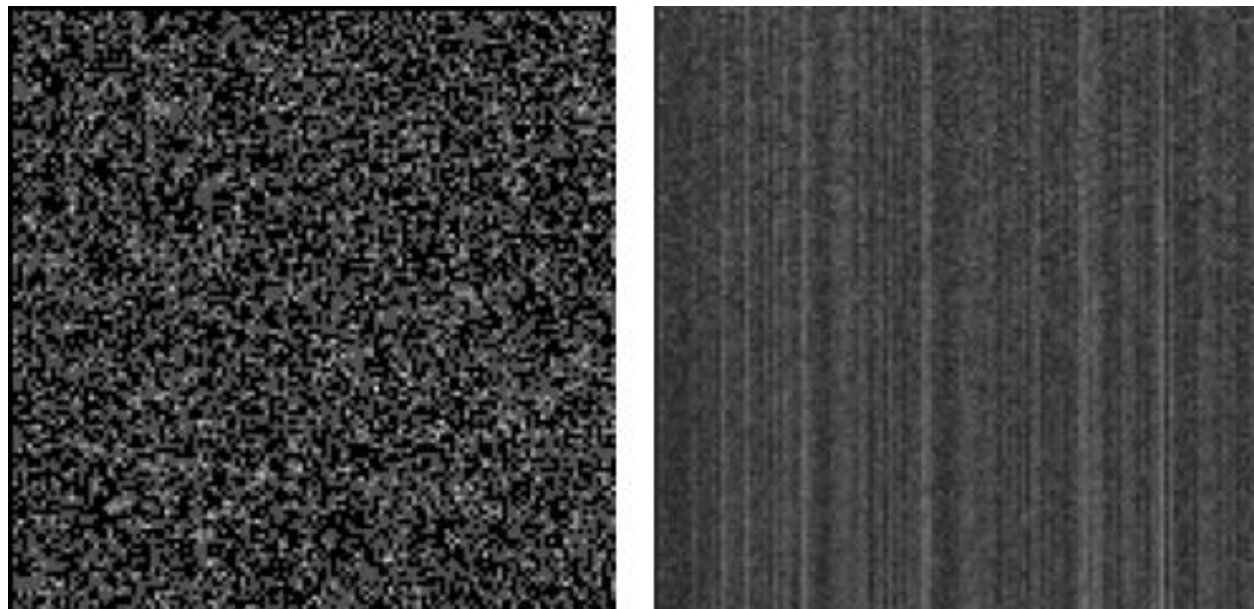


Figure 4.14 – Images acquises sans transmission avec la même boucle (3) avant (gauche) et après modifications (droite).

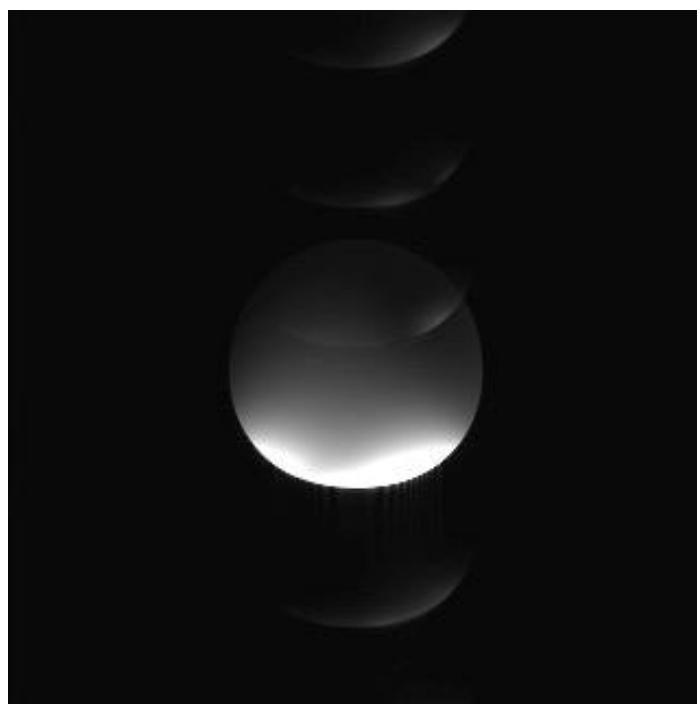


Figure 4.15 - Coupe axiale du fantôme reconstruite à partir des images acquises par les différentes boucles.

4.3.2 Évaluation des performances de shimming de l'antenne

Les cartes de champ magnétique acquises ont permis la validation de la fonction de shimming de l'antenne. La figure 4.16, représente les cartes de champ magnétique sur une coupe sagittale du fantôme lorsqu'un courant de 300 mA est envoyé à travers une boucle. De manière à observer uniquement le champ magnétique produit par la boucle, la carte de champ magnétique obtenue sans alimentation a été soustraite à chaque acquisition. Les coupes qui permettent une bonne visualisation des champs magnétiques générés ont été choisies pour représenter les résultats. Ainsi, pour les boucles 2 et 5, la coupe à l'isocentre a été choisie, pour les boucles 1,4 et 7, la coupe à 30 mm à droite et pour les boucles 3,6 et 8, la coupe à 30 mm à gauche. On remarque alors qu'un courant faible de 300 mA permet la génération d'un champ magnétique de l'ordre de 50 Hz dans la région correspondant à la moelle épinière (à 2 cm du support à peu près). Étant donné que les variations du champ magnétique mesurées dans cette région sont généralement de l'ordre de 100 Hz, ce résultat suggère une bonne efficacité $\mu\text{T}/\text{A}$ de l'antenne.

La figure 4.17 représente les mesures de champ magnétiques obtenues avec 300 mA et 600 mA de courant dans la boucle 2. Les résultats indiquent une bonne proportionnalité entre le champ magnétique produit par 600 mA et celui produit par 300 mA.

Finalement, les simulations utilisant les cartes de champ magnétique acquises en scanner, reproduites sur les mêmes données que celles effectuées précédemment dans ce chapitre, permettent de comparer l'efficacité attendue de l'antenne avec celle des harmoniques sphériques théoriques. Moyenné sur l'ensemble des sujets, l'écart-type du champ magnétique après shimming vaut alors 20.09 Hz ce qui dépasse les performances du shimming par harmoniques sphériques d'ordre 2 et équivaldrait presque à l'ordre 3. Lors de ces simulations, l'amplitude moyenne des courants utilisés est de 478 mA, avec une amplitude maximale de 1,87 A.

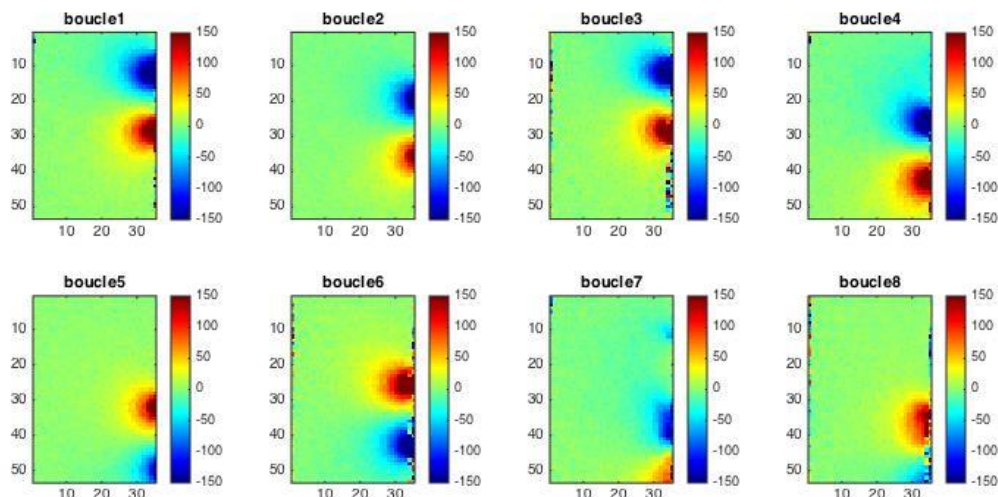


Figure 4.16 – Cartes de champ magnétique sur une coupe sagittale obtenues lorsque chaque boucle est alimentée individuellement par un courant de 300 mA.

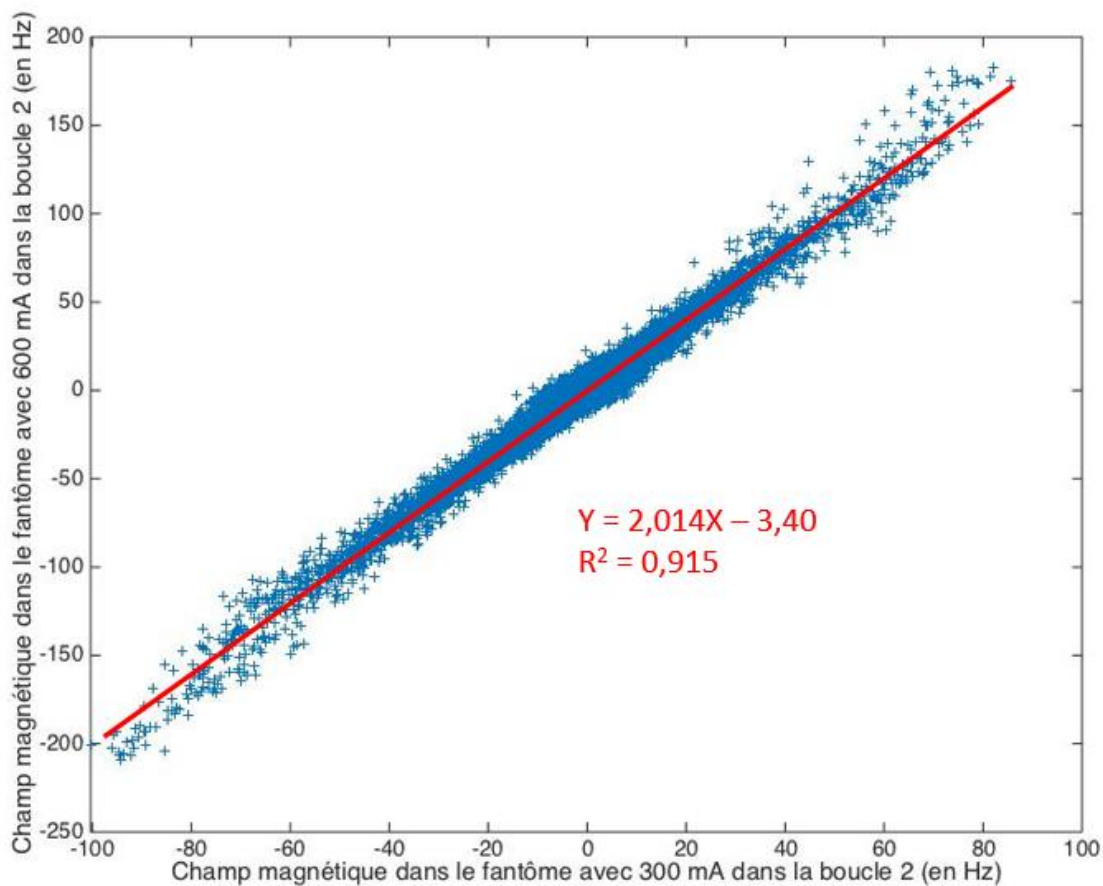


Figure 4.17 – Intensités, par pixel, du champ magnétique obtenu en alimentant la boucle 2 avec 600 mA de courant en fonction de celles obtenues avec 300 mA.

CHAPITRE 5 DISCUSSION

Le présent projet s'attache à démontrer la faisabilité ainsi que les avantages d'une antenne hybride pour l'imagerie de la moelle épinière par rapport à l'utilisation du shimming par harmoniques sphériques et d'une antenne commerciale. Dans ce but, un ensemble de simulations a été présenté, visant à déterminer la configuration optimale de l'antenne, en termes de performances de shimming et de réception RF. Le design, la construction des éléments de l'antenne et leur modification ont été mis en lumière. La validation de l'antenne a été effectuée en deux étapes : premièrement, la réception, le découplage des boucles et la réponse des préamplificateurs ont été testés sur le banc d'essai avant de poursuivre par une mesure des performances de réception RF et de shimming en situation de scan.

Les résultats des simulations ont mené à la conclusion que le shimming multi-bobine améliore l'homogénéité du champ magnétique principal dans la région de la moelle épinière par rapport au shimming par harmoniques sphériques. De plus, le cadre de simulation mis en place durant ce projet peut être appliqué à d'autres études concernant des zones différentes ou des géométries de boucles différentes par exemple. Pour leurs performances de shimming supérieures, les configurations « décalées » seront préférées aux configurations simples. En effet, ces configurations permettent une disposition plus hétérogène des boucles selon l'axe z ce qui a pour conséquence un degré d'indépendance entre les champs magnétiques de shimming plus élevé. Les variations du champ magnétique présentes dans la région de la moelle épinière, qui est orientée selon l'axe z, sont alors plus facilement modélisées et donc plus facilement compensées. Dans le même sens, une augmentation du nombre de boucles par rangée ne conduit pas à de meilleures performances de shimming : 4 semble en être un nombre suffisant. De plus, les simulations de RSB suggérant une faible diminution des performances de réception dans les configurations décalées, le compromis entre RSB et shimming penche définitivement en faveur de ces configurations.

Cependant, les simulations effectuées n'ont pas tenu compte des contraintes mécanique imposée par le scanner, le confort du patient ou encore, la complexité de l'antenne. Le recouvrement critique des boucles n'a pas non plus été tenu en compte dans les simulations. Ces contraintes expliquent pourquoi une configuration en demi-cylindre a été préférée au cylindre complet. Le nombre de boucles a été limité à 8 à défaut de connecteur antenne-scanner plus important, leur répartition a

alors été celle qui donnait le meilleur compromis entre couverture de la surface du cou et répartition des boucles selon l'axe z.

Ainsi, le design mécanique de l'antenne offre une facilité de placement dans le scanner et une adaptabilité à un large panel morphologique. De plus, il assure une proximité optimale entre le patient et les éléments de l'antenne, condition sine qua none pour l'obtention de performances maximales en termes de réception RF et de shimming, tout en offrant une position suffisamment confortable au patient.

Le circuit électronique utilisé, inspiré par différents travaux de recherche à 3 T, offre un ratio Q relativement bas par rapport à d'autres travaux (Cohen-Adad et al., 2011; Keil et al., 2013). Résultat qui peut être imputé à la petite taille des boucles. Ici encore, un compromis a dû être trouvé entre la taille des éléments, leur nombre et la couverture de la surface du cou qu'ils offrent. En effet, si de plus larges boucles permettent de récupérer plus de signal, il est également intéressant d'acquérir des images indépendantes avec un nombre plus élevé de boucles de plus faible dimension. Cela permet par exemple de produire des images de meilleure qualité en IRM parallèle et de réduire le niveau du bruit dans l'image composite.

Lors de la construction de l'antenne en réception seule, un grand soin a été apporté au découplage des éléments, ce qui a permis d'obtenir un indice de covariance du bruit moyen relativement faible, gage de qualité des images produites par l'antenne et de l'indépendance de la sensibilité des éléments. Les procédures ont, en particulier, permis l'élaboration d'une antenne dont le niveau de RSB est nettement supérieur à celui offert par une antenne commerciale. Les mesures de ce découplage sont restées pratiquement inchangées suite à l'hybridation de l'antenne ce qui permet d'affirmer que le couplage inductif est resté à un niveau équivalent. Cependant, les indices de covariance du bruit se sont vus nettement augmentés par l'ajout des inducteurs et des fils d'alimentation en courant continu.

L'ajout des inducteurs a conduit à l'apparition d'oscillations dans la réponse des préamplificateurs. Les motifs présents dans les images obtenues sans transmission et la qualité des mesures de découplage sur le banc d'essai entre les boucles suggèrent que la covariance élevée du bruit et la diminution importante du RSB pourrait être une conséquence de ces oscillations qui génèreraient, sinon un couplage entre les boucles, un couplage entre les préamplificateurs eux-mêmes. Si la nature de ce phénomène est bien connue, à savoir la présence de boucles de rétroactions entre les

préamplificateurs amplifiant le bruit à certaines fréquences et leurs harmoniques, ses causes restent peu familières. La présence des inducteurs toroïdaux seuls (sans fils d'alimentation) provoquant leur apparition, il peut être avancé qu'ils permettent la conduction, par couplage capacitif, d'onde RF ce qui permet une communication entre les préamplificateurs. Ces derniers ont alors été écartés des autres éléments de l'antenne et les câbles de sortie éloignés des câbles d'entrées de chaque préamplificateur. Des rubans de cuivres ont également été ajoutés sur les inducteurs afin de les isoler. Finalement, les oscillations persistent dans chacun des cas et restent très sensibles (en termes de fréquence et d'amplitude), à la position de tous les éléments électroniques. Il est à noter que malgré la similitude du prototype avec celui de J. P. Stockmann et al. (2016), aucun phénomène de ce genre n'avait été remarqué. La principale différence entre les deux antennes réside dans les préamplificateurs utilisés. Notamment, leurs préamplificateurs ont été procurés par Siemens et possèdent un « cable trap » en sortie. Il s'agit d'un circuit LC montés en série avec la masse de la sortie du préamplificateur qui empêche la circulation d'ondes stationnaires dans la tresse (i.e. la masse) du câble coaxial. Ce phénomène est en particulier jugé responsable des oscillations, d'un couplage élevé entre les différents composants, ainsi que d'une diminution du RSB offert par l'antenne (Peterson, Beck, Duensing, & Fitzsimmons, 2003). Cependant, il est préconisé (Keil & Wald, 2013) de placer des cable traps lorsque la longueur du câble dépasse un huitième de la longueur d'onde des ondes RF (ici 30 cm) et la longueur de câble utilisée, ici, entre la sortie du préamplificateur et le piège à câble du connecteur Siemens est toujours inférieure à 25 cm, ce qui ne permet théoriquement pas la circulation de ces ondes. Néanmoins, l'absence de cable trap reste, pour l'heure, la meilleure hypothèse pour expliquer la différence de performance entre l'antenne avant et après hybridation.

En dépit de cet augmentation de couplage après modification de l'antenne, on note tout de même que le niveau de RSB, dans la région de la moelle épinière, après modification reste très supérieur à celui offert par l'antenne commerciale. Cependant, on remarque que le prototype hybride possède un niveau de RSB inférieur à celui en réception RF seule.

Les modifications apportées à l'antenne pour son hybridation ont bel et bien conduit à l'admission de courant continu par les boucles. Cela se traduit par une modification significative du champ magnétique lorsque celles-ci sont traversées par un courant de 300 mA. La plaque d'alimentation permet la génération d'un champ magnétique linéaire en fonction du courant imposé par ordinateur. Enfin, les simulations de shimming statique suggèrent des performances de shimming qui

dépassent celles du shimming par harmoniques sphériques d'ordre 2, utilisant pour cela des amplitudes de courant faible. Cela pourrait permettre l'utilisation d'un tel système dans des procédures de shimming dynamiques et en temps réel, particulièrement adaptées à l'imagerie de la moelle épinière. Cependant, la capacité de la plaque d'alimentation à mettre à jour rapidement les courants de shimming n'a pas été testé durant ce projet, son utilisation demandera donc une étude approfondie de son temps de réponse ainsi que de sa stabilité.

Pour cette preuve de concept, nous nous sommes limités à 8 boucles ainsi qu'à l'imagerie de la moelle épinière cervicale mais, un design plus large de l'antenne (descendant plus bas dans le dos par exemple) pourrait permettre l'ajout de nombreux éléments et ainsi améliorerait encore les performances de shimming et de réception RF.

CHAPITRE 6 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Ce projet a permis la mise au point d'une antenne hybride dédiée à l'imagerie de la moelle épinière, possédant les fonctions de réception RF et de shimming. Les résultats de simulations permettent d'avancer qu'un tel dispositif constitue une bonne alternative aux techniques de shimming par harmoniques sphériques déjà existantes (d'ordre 2 et 3). De plus, une telle antenne, de par la proximité des boucles avec le cou du patient, permise par le design du support, est à la fois bien adaptée à des mises à jour rapides des courants de shimming et procure un niveau de RSB supérieur à celui d'une antenne commerciale. Cependant, il faut reconnaître que l'ajout d'un nombre important de composants nécessaires à l'hybridation de l'antenne a conduit à l'apparition d'oscillations dans la réponse des préamplificateurs qui pourrait être dues à l'amplification d'ondes stationnaires dans la masse des câbles coaxiaux. Afin de palier à ce problème, il serait intéressant d'utiliser des préamplificateurs munis de cable traps ou de fabriquer ces cable traps et de les placer en sortie des préamplificateurs.

Les premiers résultats que nous avons obtenus sur ce sujet sont donc prometteurs. Dans la continuité de ce projet, il s'agirait d'effectuer des tests de shimming en temps réel et son impact sur les artefacts de susceptibilité, ce qui nécessitera un développement plus poussé de la partie logicielle (mise à jour automatique des courants de shimming en suivant le cycle respiratoire du patient par exemple).

BIBLIOGRAPHIE

- Arango, N., Stockmann, J. P., Witzel, T., Wald, L. L., & White, J. (2016). *Open-source, low-cost, flexible, current feedback-controlled driver circuit for local B0 shim coils and other applications*. Paper presented at the ISMRM, Singapore.
- Blamire, A. M., Rothman, D. L., & Nixon, T. (1996). Dynamic shim updating: A new approach towards optimized whole brain shimming. *Magn Reson Med*, 36(1), 159-165. doi:10.1002/mrm.1910360125
- Boer, V. O., van de Bank, B. L., van Vliet, G., Luijten, P. R., & Klomp, D. W. (2012). Direct B0 field monitoring and real-time B0 field updating in the human breast at 7 Tesla. *Magn Reson Med*, 67(2), 586-591. doi:10.1002/mrm.23272
- Chavhan, G. B., Babyn, P. S., Thomas, B., Shroff, M. M., & Haacke, E. M. (2009). Principles, techniques, and applications of T2*-based MR imaging and its special applications. *Radiographics*, 29(5), 1433-1449. doi:10.1148/rg.295095034
- Chmurny, G. N., & Hoult, D. I. (1990). The Ancient and Honourable Art of Shimming. *Concepts in Magnetic Resonance*, 2(3), 131-149. doi:10.1002/cmr.1820020303
- Cohen-Adad, J., Mareyam, A., Keil, B., Polimeni, J. R., & Wald, L. L. (2011). 32-Channel RF coil optimized for brain and cervical spinal cord at 3 T. *Magnetic Resonance in Medicine*, 66(4), 1198-1208. doi:10.1002/mrm.22906
- Cohen-Adad, J., & Wheeler-Kingwshott, C., A., M. (2014). *Quantitative MRI of the spinal cord*.
- de Graaf, R. A., Brown, P. B., McIntyre, S., Rothman, D. L., & Nixon, T. W. (2003). Dynamic shim updating (DSU) for multislice signal acquisition. *Magn Reson Med*, 49(3), 409-416. doi:10.1002/mrm.10404
- De Leener, B., Levy, S., Dupont, S. M., Fonov, V. S., Stikov, N., Louis Collins, D., . . . Cohen-Adad, J. (2017). SCT: Spinal Cord Toolbox, an open-source software for processing spinal cord MRI data. *Neuroimage*, 145(Pt A), 24-43. doi:10.1016/j.neuroimage.2016.10.009
- Giannini (Producer). (2013). MRI proton spin. Retrieved from <https://www.youtube.com/watch?v=ygwESjbb3rQ>
- Glover, G. H., & Schneider, E. (1991). Three-point dixon technique for true water/fat decomposition with B0 inhomogeneity correction. *Magn Reson Med*, 18(2), 371-383. doi:10.1002/mrm.1910180211
- Golay, M. J. E. (1958). Field Homogenizing Coils for Nuclear Spin Resonance Instrumentation. *Review of Scientific Instruments*, 29(4), 313-315. doi:10.1063/1.1716184
- Gruetter, R. (1992). Fast, noniterative shimming of spatially localized signals. In vivo analysis of the magnetic field along axes. *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, 96(2), 323-334. doi:10.1016/0022-2364(92)90085-1
- Gruetter, R. (1993). Automatic, localized in Vivo adjustment of all first-and second-order shim coils. *Magn Reson Med*, 29(6), 804-811. doi:10.1002/mrm.1910290613

- Han, H., Song, A. W., & Truong, T.-K. (2013). Integrated parallel reception, excitation, and shimming (iPRES). *Magnetic Resonance in Medicine*, 70(1), 241-247. doi:10.1002/mrm.24766
- Han, H., Song, A. W., & Truong, T. K. (2013). Integrated parallel reception, excitation, and shimming (iPRES). *Magn Reson Med*, 70(1), 241-247. doi:10.1002/mrm.24766
- Hillenbrand, D. F., Lo, K. M., Punchard, W. F. B., Reese, T. G., & Starewicz, P. M. (2005). High-order MR shimming: a simulation study of the effectiveness of competing methods, using an established susceptibility model of the human head. *Applied Magnetic Resonance*, 29(1), 39-64. doi:10.1007/bf03166955
- Jensen, D. J., Brey, W. W., Delayre, J. L., & Narayana, P. A. (1987). Reduction of pulsed gradient settling time in the superconducting magnet of a magnetic resonance instrument. *Med Phys*, 14(5), 859-862. doi:10.1118/1.596012
- Juchem, C., Brown, P. B., Nixon, T. W., McIntyre, S., Rothman, D. L., & de Graaf, R. A. (2011). Multicoil shimming of the mouse brain. *Magn Reson Med*, 66(3), 893-900. doi:10.1002/mrm.22850
- Juchem, C., & de Graaf, R. A. (2016). B0 magnetic field homogeneity and shimming for in vivo magnetic resonance spectroscopy. *Anal Biochem*. doi:10.1016/j.ab.2016.06.003
- Juchem, C., & de Graaf, R. A. (2016). B0 magnetic field homogeneity and shimming for in vivo magnetic resonance spectroscopy. *Analytical Biochemistry*. doi:10.1016/j.ab.2016.06.003
- Juchem, C., Nixon, T. W., Diduch, P., Rothman, D. L., Starewicz, P., & De Graaf, R. A. (2010). Dynamic shimming of the human brain at 7 T. *Concepts in Magnetic Resonance Part B: Magnetic Resonance Engineering*, 37B(3), 116-128. doi:10.1002/cmr.b.20169
- Juchem, C., Nixon, T. W., Diduch, P., Rothman, D. L., Starewicz, P., & de Graaf, R. A. (2010). Dynamic Shimming of the Human Brain at 7 Tesla. *Concepts Magn Reson Part B Magn Reson Eng*, 37B(3), 116-128. doi:10.1002/cmr.b.20169
- Juchem, C., Nixon, T. W., McIntyre, S., Boer, V. O., Rothman, D. L., & de Graaf, R. A. (2011). Dynamic multi-coil shimming of the human brain at 7 T. *J Magn Reson*, 212(2), 280-288. doi:10.1016/j.jmr.2011.07.005
- Juchem, C., Nixon, T. W., McIntyre, S., Boer, V. O., Rothman, D. L., & de Graaf, R. A. (2011). Dynamic multi-coil shimming of the human brain at 7T. *Journal of Magnetic Resonance*, 212(2), 280-288. doi:10.1016/j.jmr.2011.07.005
- Keil, B., Blau, J. N., Biber, S., Hoecht, P., Tountcheva, V., Setsompop, K., . . . Wald, L. L. (2013). A 64-channel 3T array coil for accelerated brain MRI. *Magn Reson Med*, 70(1), 248-258. doi:10.1002/mrm.24427
- Keil, B., & Wald, L. L. (2013). Massively parallel MRI detector arrays. *J Magn Reson*, 229, 75-89. doi:10.1016/j.jmr.2013.02.001
- Koch, K. M., McIntyre, S., Nixon, T. W., Rothman, D. L., & de Graaf, R. A. (2006). Dynamic shim updating on the human brain. *J Magn Reson*, 180(2), 286-296. doi:10.1016/j.jmr.2006.03.007
- Nishimura, D. (2010). *Principles of Magnetic Resonance Imaging*.

- Pan, J. W., Lo, K. M., & Hetherington, H. P. (2012). Role of very high order and degree B0 shimming for spectroscopic imaging of the human brain at 7 tesla. *Magn Reson Med*, 68(4), 1007-1017. doi:10.1002/mrm.24122
- Peterson, D. M., Beck, B. L., Duensing, G. R., & Fitzsimmons, J. R. (2003). Common mode signal rejection methods for MRI: Reduction of cable shield currents for high static magnetic field systems. *Concepts in Magnetic Resonance*, 19B(1), 1-8. doi:10.1002/cmr.b.10090
- Prammer, M. G., Haselgrove, J. C., Shinnar, M., & Leigh, J. S. (1988). A new approach to automatic shimming. *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, 77(1), 40-52. doi:10.1016/0022-2364(88)90030-3
- Roemer, P. B., Edelstein, W. A., Hayes, C. E., Souza, S. P., & Mueller, O. M. (1990). The NMR phased array. *Magn Reson Med*, 16(2), 192-225. doi:10.1002/mrm.1910160203
- Roméo, F., & Hoult, D. I. (1984). Magnet field profiling: Analysis and correcting coil design. *Magn Reson Med*, 1(1), 44-65. doi:10.1002/mrm.1910010107
- Saritas, E., U., Holdsworth, S., J., & Bammer, R. (2014). Susceptibility Artifacts. In J. Cohen-Adad & C. Wheeler-Kingshott, A., M. (Eds.), *Quantitative MRI of the spinal cord*.
- Schenck, J. F. (1996). The role of magnetic susceptibility in magnetic resonance imaging: MRI magnetic compatibility of the first and second kinds. *Med Phys*, 23(6), 815-850. doi:10.1118/1.597854
- Stockmann, J. P., Witzel, T., Keil, B., Polimeni, J. R., Mareyam, A., LaPierre, C., . . . Wald, L. L. (2016). A 32-channel combined RF and B0 shim array for 3T brain imaging. *Magn Reson Med*, 75(1), 441-451. doi:10.1002/mrm.25587
- Stockmann, J. P., Witzel, T., Keil, B., Polimeni, J. R., Mareyam, A., LaPierre, C., . . . Wald, L. L. (2016). A 32-channel combined RF and B0 shim array for 3T brain imaging. *Magnetic Resonance in Medicine*, 75(1), 441-451. doi:10.1002/mrm.25587
- Stroman, P. W., Wheeler-Kingshott, C., Bacon, M., Schwab, J. M., Bosma, R., Brooks, J., . . . Tracey, I. (2014). The current state-of-the-art of spinal cord imaging: methods. *NeuroImage*, 84, 1070-1081. doi:10.1016/j.neuroimage.2013.04.124
- Topfer, R., Starewicz, P., Lo, K. M., Metzemaekers, K., Jette, D., Hetherington, H. P., . . . Cohen-Adad, J. (2016). A 24-channel shim array for the human spinal cord: Design, evaluation, and application. *Magn Reson Med*, 76(5), 1604-1611. doi:10.1002/mrm.26354
- Van de Moortele, P. F., Pfeuffer, J., Glover, G. H., Ugurbil, K., & Hu, X. (2002). Respiration-induced B0 fluctuations and their spatial distribution in the human brain at 7 Tesla. *Magn Reson Med*, 47(5), 888-895. doi:10.1002/mrm.10145
- Verma, T., & Cohen-Adad, J. (2014). Effect of respiration on the B0 field in the human spinal cord at 3T. *Magn Reson Med*, 72(6), 1629-1636. doi:10.1002/mrm.25075