

Développements méthodologiques et techniques pour le contrôle qualité en imagerie par résonance magnétique

Kwadz Anou Sewonu

▶ **To cite this version:**

Kwadz Anou Sewonu. Développements méthodologiques et techniques pour le contrôle qualité en imagerie par résonance magnétique. Médecine humaine et pathologie. Université de Lorraine, 2014. Français. NNT : 2014LORR0002 . tel-01750664

HAL Id: tel-01750664
https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01750664

Submitted on 29 Mar 2018

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

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

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

UNIVERSITÉ DE LORRAINE

École Doctorale BioSE (Biologie-Santé-Environnement)

Thèse

Présentée et soutenue publiquement pour l'obtention du titre de

Docteur en Sciences de l'Université de Lorraine

Mention : "Sciences de la Vie et de la Santé"

par **Anou SEWONU**

Développements Méthodologiques et Techniques pour le Contrôle Qualité en Imagerie par Résonance Magnétique

soutenue le 27 Janvier 2014

Membres du jury :

Rapporteurs :	
Dr. Jean-Christophe GINEFRI	Maitre de Conférences, Université Paris-sud, CNRS UMR 8081
Dr. Paul WALKER	Maitre de Conférences, Université de Bourgogne, CNRS UMR 6306
Examinateurs :	
Prof. Emmanuel PERRIN	Professeur, Université Claude Bernard Lyon 1,
Prof. Hervé SAINT-JALMES	Professeur, Université Rennes 1
Prof. René ANXIONNAT	Professeur, Université de Lorraine, INSERM U947 (Directeur)
Dr. Gabriela HOSSU	Ingénieur de Recherche, INSERM U947 (Co-Directeur)
Membre invité :	
Fanny CARBILLET	Présidente de la Société ALARA Solutions

Laboratoire d'Imagerie Adaptative, Diagnostique et Interventionnelle - IADI
Université de Lorraine, INSERM U947
CHU de Nancy Brabois – 4e étage - Tour Drouet – 54511 Vandœuvre-lès-Nancy – FRANCE

À mes parents...

The only source of knowledge is experience.

Albert Einstein

Let's think out the box.

Remerciements

Il est un lieu commun qui se retrouve dans tous les manuscrits de thèse : il s'agit du fait qu'une thèse est le fruit d'un travail d'équipe. Je crains de ne pouvoir m'abstenir d'enfoncer cette porte ouverte. Je saisis donc cette occasion pour remercier ceux qui ont contribué à l'aboutissement de mes travaux.

Avant tout j'adresse ma reconnaissance au Professeur Jacques FELBLINGER qui m'a donné l'opportunité d'effectuer ce doctorat de sciences au laboratoire IADI. J'ai une admiration ineffable pour ce brillant esprit qui fourmille d'idées et qui a cette extraordinaire capacité à extraire le meilleur de chacun. Jacques, je sais que tu aurais souhaité que j'aille plus loin dans mes travaux et j'espère réellement avoir l'occasion d'explorer les différentes pistes dont nous avons souvent discuté. Il me faudrait simplement refaire une deuxième thèse pour y parvenir. Par ailleurs, tu as réussi à me faire adopter le cyclisme comme mode de transport et comme sport ce qui n'était vraiment pas gagné. Je regrette simplement de n'avoir pas réussi à bénéficier de son expertise en ski de fond.

Cette thèse s'est déroulée en partenariat avec la société ALARA Solutions qui m'a embauchée et dont la présidente, Fanny CARBILLET, m'a toujours épaulée. Je suis reconnaissant pour le soutien financier, technique et moral dont j'ai toujours pu bénéficier. Fanny, je te remercie particulièrement pour ton engagement à mener les méthodes de physique médicale vers la clinique. Une telle démarche a le mérite de faciliter la valorisation de méthodologies qui restent trop souvent confidentielles. J'en profite également pour remercier toute l'équipe de la société ALARA Solutions et particulièrement Emilie SCHWARTZ et Nicolas CHAMOUARD pour leur disponibilité et la diligence dont ils ont toujours su faire preuve à mon égard.

Un grand merci aux membres de mon jury de thèse, les professeurs Emmanuel PERRIN, Hervé SAINT-JALMES et surtout à mes deux rapporteurs, les docteurs Jean-Christophe GINEFRI et Paul Michael WALKER, pour leur diligence et leur minutie à examiner mon travail en dépit du peu de temps qui leur était imparti. Je vous en suis reconnaissant.

Je remercie chaleureusement les docteurs Jean-Marie ESCANYE et François KAUFFMANN pour leur volonté de me faire avancer dans mes travaux, que ce soit par leur engagement dans le cadre du comité de suivi de thèse ou encore par les enseignements qu'ils m'ont prodigués. Merci à vous deux pour votre empressement à transmettre vos connaissances à ceux qui essayent de suivre vos pas.

Que serait une thèse sans des directeurs engagés ? Sans nul doute un travail non-abouti et difficilement défendable. J'ai eu le loisir de m'en rendre compte et je remercie mes directeurs de

thèse, le professeur René ANXIONNAT et le docteur Gabriela HOSSU, pour leur engagement sans réserve à mes côtés. René, vous avez su m'apporter un côté pratique qui m'a parfois fait défaut pendant ces trois années et quatre mois de thèse. Grâce à vos conseils j'ai pleinement intégré la nécessité d'orienter les développements méthodologiques et techniques vers des applications cliniques.

Gabriela, j'aurais pu rédiger un chapitre entier afin de te remercier de ton soutien indéfectible et ta contribution active à la réalisation de mes travaux. Mais, comme disais Talleyrand, tout ce qui est excessif est insignifiant ; aussi vais-je me contenter d'un paragraphe. Tu as su parfaitement jouer la double partition de tuteur scientifique et de manager d'entreprise, sans oublier la relation d'amitié que nous avons développée. J'ose dire qu'il m'arrive de me considérer comme faisant partie de la famille que vous formez avec Nicolas, Julia, Gizmo. Je conserverai précieusement les méthodes de travail et d'organisation que j'ai acquis à tes côtés. *Va multumesc din inima mea.*

Il est une personne que j'aurai pu joindre à mon duo de directeurs de thèse : le docteur Pierre-André VUISSOZ. Pierre-André, je crois pouvoir affirmer que tu as été mon directeur de thèse officieux. Je n'oublierai jamais les questions extrêmement déroutantes que tu m'as posées dès le début de mes travaux. Je n'ai compris certaines de ces questions qu'un an plus tard, au début de ma deuxième année. Pour la plupart, je cherche encore les réponses. A ton contact, j'ai pleinement pris la mesure du fait qu'un scientifique (ou quelqu'un aspirant à le devenir) se doit de toujours se poser des questions le plus pertinemment possible. Grâce ou à cause de toi je chercherai toujours à évaluer l'incertitude d'une méthode avant d'envisager de l'exposer même à un collègue de bureau.

Ayant eu l'insigne honneur de compter les docteurs Freddy ODILLE et Marine BEAUMONT parmi mes conseillers scientifiques, je souhaite à tout jeune doctorant d'avoir autant de chance. Freddy, je veux te dire que tu as été un vrai catalyseur de mes travaux surtout en ce qui concerne l'imagerie parallèle. Tu a su m'apporter une aide précieuse à une étape décisive du processus ; je t'en suis infiniment reconnaissant. Marine, en plus de ta prodigalité scientifique tu ne ménage jamais tes efforts pour que tous atteignent le succès. Je te suis reconnaissant pour tes conseils pertinents qui m'ont permis d'avancer sur mes travaux, surtout en ce qui concerne les analyses quantitatives. Je te remercie également pour les discussions résolument philosophiques que nous avons pu avoir sur la vie et l'humanité. Ils ont contribué à changer le regard que je porte sur le monde.

De nos jours il s'avère compliqué de mener des travaux de thèse s'il n'est pas possible de compter sur une équipe informatique compétente, performante et dynamique. Grâce à celle du laboratoire IADI, formée par Damien HUSSON, Emilien MICARD et Romain CENDRE, tout doctorant motivé peut réaliser ses rêves les plus fous (*et non, je n'ai aucune propension à l'exagération*). Damien, je veux rendre hommage à ton sens aigu de l'organisation et à ta gestion parfaite des ressources informatiques. Tu permets à chacun de nous, apprentis-chercheurs et chercheurs, d'approcher nos objectifs. A l'instar de Marine, je peux te dire mon cher ami que nos discussions philosophiques m'ont permis de porter un regard différent sur la vie et l'humanité. Emilien et Romain, je vous remercie du fond du cœur pour votre disponibilité et surtout pour m'avoir fait bénéficier de vos talents en traitement d'images. Je veux que vous sachiez que la *transformée de Fourier du chat* a profondément changé ma vision de cette sublime opération mathématique.

Je veux adresser quelques mots à deux des composantes essentielles du laboratoire : l'équipe de course à pied et celle de mots fléchés. Je dois vous dire que ces activités m'ont permis de garder le cap (*mot phare du quinquennat politique 2012-2017*) au plus fort des incertitudes que j'ai pu connaitre pendant la deuxième moitié de cette thèse : merci pour votre soutien et votre humour. Au docteur Cédric PASQUIER, membre de l'équipe de course à pied, je veux adresser des remerciements particuliers car c'est toi qui m'a déniché en Touraine et qui m'a fait venir à Nancy pour me soumettre aux affres du froid polaire lorrain. Merci encore pour les mots que tu as su trouvé pour m'aider à franchir les étapes cruciales de cette thèse. Je me souviens encore de la discussion qu'on a eu quatre jours avant ma soutenance car elle a été décisive pour mon état d'esprit.

Je n'oublie aucun des membres du laboratoire IADI et du CIC-IT que j'ai eu le plaisir de côtoyer pendant ces quatre années passées à Nancy, en comptant ma période de stage de Master. Pour les uns, à l'instar des docteurs Brice FERNANDEZ, Laurent BONNEMAINS, Pédro TEIXEIRA et Anne MENINI, vous avez été de véritables sources d'inspiration professionnelle. Pour d'autres, comme Céline FOURNIER, Nathalie FORIN, Jessica HENRY, vous n'avez jamais cessé de m'épauler dans mes multiples combats contre l'hydre administrative. Elle a parfois gagné mais nous avons également remporté quelques beaux succès et c'est grâce à vous. D'autres encore m'ont apporté leur spontanéité, leur amitié et leur soutien indéfectible. De vous tous, j'ai beaucoup appris et me suis humainement enrichi. Sans vous nommer individuellement, je veux que vous sachiez que je conserverai un attachement particulier pour vous. Comme dirait Petitrenaud à la fin d'un épisode de ces fameuses escapades : je vous estime.

L'équipe de manipulateurs en électroradiologie du service d'IRM de Brabois-Adulte a joué un rôle prépondérant dans la réalisation de mes travaux. Je tiens à vous remercier chaleureusement car vous m'avez beaucoup appris sur le fonctionnement de ce mastodonte qu'est l'IRM. Je salue ici le professionnalisme dont vous avez toujours su faire preuve dans la réalisation de ces travaux. Je vous tiens également en haute estime.

J'adresse mes pénultièmes remerciements à ma famille et à mes amis. Que ce soit la partie togolaise, tourangelle, bordelaise ou angevine, j'ai toujours pu compter sur une famille solidaire et unie sans laquelle je n'aurais jamais rien pu faire. Je vous dis merci, *akpé na mi lo*. Mes chers amis du Bas-Rhin, de Meurthe-et-Moselle, de Paris, de la Touraine, du Maine-et-Loire, du Rhône, et de la Garonne, je n'ai pas besoin de vous nommer pour que vous vous reconnaissiez. Je vous suis infiniment reconnaissant de votre amitié et du soutien que vous m'avez témoigné pendant ces années, soutien sur lequel je pourrai toujours compter. Mes sentiments pour vous sont ineffables : merci beaucoup.

Enfin, je veux remercier ma compagne de vie, Mathilde, pour le soutien inconditionnel qu'elle m'a toujours apporté. Je me rends compte du dépaysement que tu t'es infligé à cause de moi, en quittant la douceur angevine pour le froid nancéen. Merci à toi d'avoir su m'épauler pendant ces longues périodes de duo entre ma thèse et moi, avec toi en arbitre. Merci infiniment.

Résumé

De plus en plus utilisée en routine clinique, l'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM) est très fréquemment associée à d'autres modalités d'imagerie médicale dans le cadre d'études multi-centriques. Elle est également utilisée à des fins de quantification et sa technologie se complexifie, notamment avec l'utilisation croissante d'antennes en réseau phasé. Ces raisons contribuent à amplifier le besoin d'assurance qualité car il importe de surveiller les performances des appareils cliniques afin de se prémunir d'erreurs de diagnostic que leurs dérives peuvent entrainer. Des travaux, très tôt engagés sur le contrôle qualité (CQ) en IRM, ont posé les bases pour la conception d'objets-test et des mesures physiques nécessaires au suivi. Ces travaux ont aussi permis de dégager deux approches pour les procédures de CQ en IRM, à savoir des approches mono-objet et multi-objet. Les travaux menés poursuivent le premier objectif de développer une méthodologie de suivi périodique des appareils d'IRM qui soit pratique, peu chronophage, statistiquement robuste et compatible avec différents appareils. L'approche mono-objet issue des travaux de l'American College of Radiology a été choisie pour élaborer la procédure. Les travaux ont porté sur les principaux aspects du processus de réalisation des tests. La procédure hebdomadaire résultante, d'une durée de réalisation inférieure à 10 min, a été testée avec succès sur 6 sites disposant d'appareils de différentes gammes. Le deuxième objectif porte sur le contrôle spécifique des antennes en réseau phasé. Ceux-ci sont essentiellement caractérisés par deux paramètres qui ont été identifiés comme déterminants pour la reconstruction et la qualité des images. Il s'agit des profils de sensibilité des antennes et des corrélations en termes de bruit d'acquisition. Deux métriques ont été élaborées pour surveiller ces deux paramètres. Une technique alternative a également été développée pour calculer les covariances de bruit. Enfin, cette thèse propose quelques pistes pour mettre les outils de CQ au service d'applications cliniques ciblées. Les travaux engagés en ce sens ouvrent des perspectives intéressantes pour l' utilisation de techniques de CQ dans le cadre d'applications cliniques ciblées.

Mots-clés : Imagerie par Résonance Magnétique - Instrumentation - Antennes en réseau phasé - Contrôle qualité - Imagerie quantitative - Reconstruction et analyse d'images - Bruit d'acquisition

Abstract

Magnetic Resonance Imaging (MRI) is increasingly being used in clinical routine and is frequently associated with different imaging modalities in multisite studies. Besides, MRI is becoming more complex with a growing use of phased-array coils. Hence there is a rising eagerness for quality assurance and quality control (QC). Indeed, monitoring MR systems is required in order to prevent from diagnostic errors which may be induced by drifts in the instrumentation. The ever first studies about MRI QC issue established the basis for designing test-objects and metrics which are required for monitoring the scanners. These works also resulted in two approaches for performing the testings : the first one is multi-object oriented and the second one is single-object oriented. The research conducted for this thesis are motivated by two objectives : the first one holds about designing a methodology for performing periodic monitoring of MR scanners. The procedure is required to be practical, shortly-timed, statistically robust, and system-independent. It was designed following the single-object approach promoted by the American College of Radiology. In order to fit the procedure with its specifications, all of its aspects were assessed. The resulting 10-minute weekly QC procedure was successfully tested on several MR facilities. The second goal of these works is about specifically assessing the performance of phased-array coils. Using these coils, two parameters were considered as being essential for image quality considerations, namely the sensitivity profiles and the noise covariance matrix. For monitoring these parameters, two metrics were designed in a way that they could be integrated within the weekly QC procedure. Besides, an alternative method was proposed for computing noise covariance matrices. As a matter of prospects, these doctoral works sought clinical applications which may take advantage of the techniques and methodology elaborated for QC purposes. There are interesting insights about using QC techniques in support of targeted clinical MR applications.

Keywords : Magnetic Resonance Imaging - Instrumentation - Array coils - Quality control - Quantitative imaging - Image Reconstruction and Analysis - Noise

Liste des abréviations

AAPM *American Asociation of Physicits in Medicine*.

ACR *American College of Radiology*.

fem force électromotrice.

FOV *Field Of View*.

IEPM *Institute of Engineering and Physics in Medicine*.

IRM Imagerie par Résonance Magnétique.

LSF *Line Spread Function*.

MTF *Modulation Transfer Function*.

NEMA *National Electrical Manufacturers Association*.

P.E.T. *Protocole d'Exécution Technique*.

PnUI *Pourcentage de non-Uniformité des Images*.

ppm partie-par-millions.

PSF *Point Spread Function*.

PUI *Pourcentage d'Uniformité des Images*.

RF Radio-Fréquence.

RMN Résonance Magnétique Nucléaire.

ROI *Region-Of-Interest*.

SNR rapport signal-à-bruit (*Signal-to-Noise Ratio* en anglais).

TE *Temps d'écho*.

TI *Temps d'inversion*.

TR *Temps de répétition*.

Table des matières

Remerciements 9

Résumé 11

Abstract 13

Liste des abréviations 14

Table des matières 18

Table des figures 22

Liste des tableaux 24

Introduction générale 26

I Généralités et État-de-l'art 32

1 Généralités sur L'IRM 34

1.1 Le signal de RMN . . . 35
1.1.1 Le moment magnétique nucléaire . . . 35
1.1.2 L'aimantation . . . 35
1.1.3 L'excitation . . . 37
1.1.4 La relaxation . . . 37
1.2 Le Formation de l'image . . . 39
1.2.1 Le codage spatial . . . 39
1.2.2 L'espace k . . . 41
1.3 Le bruit d'acquisition . . . 43
1.4 Les séquences de base . . . 44
1.4.1 Echo de spin . . . 44
1.4.2 Echo de gradient . . . 45
1.5 L'instrumentation élémentaire . . . 46
1.5.1 Aimant principal . . . 47
1.5.2 Système des gradients . . . 48
1.5.3 Système de transmission RF . . . 49
1.5.4 Système de réception du signal . . . 51
1.6 La reconstruction . . . 56

1.6.1 Formulation du problème . . . 56
1.6.2 Méthode des moindres carrés . . . 59
1.6.3 Méthode du maximum de vraisemblance . . . 60

2 État-de-l'art du contrôle qualité en IRM 63
2.1 Définitions . . . 64
2.2 Les fantômes . . . 65
2.3 Les métriques . . . 68
2.3.1 Les métriques liées au signal . . . 68
2.3.2 Les métriques géométriques . . . 80
2.3.3 Les métriques liées à la RMN . . . 88
2.4 Synthèse . . . 90

II Contrôle qualité et Applications 93

3 Contrôle périodique des IRM 95
3.1 Cahier de charges . . . 95
3.2 Matériel et méthodes . . . 97
3.2.1 Acquisition des images . . . 98
3.2.2 Métriques d'intérêt . . . 99
3.2.3 Analyse des images . . . 103
3.2.4 Contrôle statistique . . . 105
3.2.5 Validation . . . 106
3.3 Résultats . . . 110
3.3.1 Validation des traitements automatique . . . 110
3.3.2 Mesures du bruit . . . 111
3.3.3 Répétabilité des métriques . . . 117
3.3.4 Suivi multi-site . . . 119
3.4 Discussion . . . 126
3.4.1 Analyse automatique des images . . . 126
3.4.2 Le SNR et les mesures du bruit . . . 127
3.4.3 Suivi des paramètres de calibration . . . 133
3.4.4 Suivi des métriques liées au signal . . . 134
3.4.5 Suivi des métriques géométriques . . . 135
3.5 Conclusion - Perspectives . . . 136

4 Contrôle des antennes multi-éléments 140
4.1 Spécificités d'acquisition . . . 140
4.1.1 Acquisition non-accélérée . . . 141
4.1.2 Acquisition accélérée . . . 143
4.2 Évaluation de dysfonctionnements . . . 147
4.2.1 Matériel et méthodes . . . 147
4.2.2 Résultats . . . 151
4.2.3 Discussion . . . 156
4.3 Contrôle des sensibilités d'antennes . . . 159

4.3.1 Métrique de contrôle . . . 159
4.3.2 Validation . . . 161
4.3.3 Résultat . . . 162
4.3.4 Discussion . . . 163
4.4 Les corrélations de bruit . . . 165
4.4.1 Métrique de contrôle . . . 166
4.4.2 Validation . . . 167
4.4.3 Résultats . . . 168
4.4.4 Discussion . . . 168
4.5 Matrice de bruit *auto-calibrée* . . . 170
4.5.1 Validation . . . 172
4.5.2 Résultats . . . 174
4.5.3 Discussion . . . 179
4.6 Conclusion . . . 181

5 Exemples d'applications **184**

Conclusion générale **195**

III Bibliographie **196**

Bibliographie **210**

IV Annexes **211**

A Instabilités et mesure du SNR **212**
A.1 Stabilité temporelle du signal . . . 212
A.2 Le SNR sans les filtres de reconstruction . . . 214
A.2.1 Méthodes . . . 214
A.2.2 Résultats . . . 214
A.2.3 Discussion . . . 215
A.3 Technique alternative de mesure du SNR . . . 216
A.3.1 Définition de la métrique . . . 216
A.3.2 Résultats . . . 217
A.3.3 Discussion . . . 217

B Contrôle hebdomadaire global des appareils **219**
B.1 Protocole d'acquisition . . . 219
B.1.1 Dispositif . . . 219
B.1.2 Constantes/Conditions . . . 220
B.1.3 Séries d'images . . . 220
B.2 Stockage des images . . . 221
B.3 Protocole d'analyse . . . 221
B.3.1 Vérification logicielle . . . 221
B.3.2 Traitement de l'image #1 . . . 222

B.3.3 Traitement de l'image #4 225
B.3.4 Traitement de l'image #7 225
B.3.5 La précision géométrique 225

Table des figures

1.1 Courbes d'évolution temporelle des aimantations longitudinale et transversale 38
1.2 Représentation des trois plans de coupe élémentaires en imagerie médicale 40
1.3 Illustration de la sélection de coupe 41
1.4 Images associées aux basses et hautes fréquences de l'espace k 43
1.5 Schéma du système de génération et de transmission RF 50
1.6 Schéma du système de réception et de traitement du signal 51
1.7 Configuration géométrique des antennes 52
1.8 Illustration des sensibilités spatiales d'antennes 53
1.9 Schéma du système de réception et du signal pour une antenne multi-éléments 54
1.10 Artéfact d'image lié à la perte de sensibilité spatiale d'un élément de réception 55

2.1 Exemples de fantômes usuels 66
2.2 Fantômes utilisés pour une procédure suivant une approche multi-objet 66
2.3 Fantômes utilisés pour des procédures suivant une approche multi-objet 67
2.4 Image utilisée pour la mesure du SNR 69
2.5 Illustration de l'estimation du bruit d'acquisition à partir d'une série d'images 70
2.6 Loi de distribution de données aléatoires complexes et de leurs magnitudes 72
2.7 Image et histogramme du bruit obtenu par annulation de l'excitation RF 72
2.8 Illustration de la mesure du SNR utilisant le fond de l'image 73
2.9 Distributions de deux matrices de données semblables et de leur différence 74
2.10 Illustration de la mesure du SNR basée sur la différence de deux images 74
2.11 Régions typiques de mesure de l'uniformité des images 76
2.12 Images typiques de mesure du contraste 78
2.13 Images présentant des artéfacts de *ghosting* 79
2.14 Objet typique et ROIs utilisés pour la mesure du *ghosting* 80
2.15 Illustration de déformations géométriques 81
2.16 Illustration des techniques de mesure de l'épaisseur de coupe 83
2.17 Illustration des techniques d'évaluation de la position de coupe 85
2.18 Illustration de l'utilisation de la PSF pour évaluer la résolution spatiale 86
2.19 Structure typique d'évaluation visuelle de la résolution spatiale 87
2.20 Fantôme utilisé pour la mesure des temps de relaxation 89

3.1 Modélisation de la procédure de contrôle périodique. 96
3.2 Dispositif expérimental pour l'acquisition des images de contrôle 98
3.3 Images du fantôme tête de l'ACR 99
3.4 Régressions linéaires des mesures automatiques avec les mesures manuelles 112

3.5 Mesures de SNR obtenues pour les deux types d'antennes . . . 113
3.6 Diagramme de Bland-Altman des mesures de SNR pour l'antenne en quadrature . . . 113
3.7 Régression linéaire des mesures de SNR pour l'antenne en quadrature . . . 114
3.8 Diagramme de Bland-Altman des mesures de SNR pour l'antenne à 8 éléments . . . 114
3.9 Régression linéaire des mesures de SNR pour l'antenne à 8 éléments de réception . . . 115
3.10 *Skewness* et *Kurtosis* des pixels de calcul de $Bruit_{diff}$ . . . 115
3.11 Régression linéaire du SNR avec le gain de réception du signal . . . 116
3.12 Représentation des niveaux de signal et de bruit en fonction des gains de réception . . . 117
3.13 Évolution temporelle de la fréquence centrale des 4 appareils . . . 120
3.14 Évolution temporelle des gains de transmission et de réception pour les 4 appareils . . . 121
3.15 *Boxplots* des mesures de SNR pour les 4 appareils . . . 123
3.16 *Boxplots* des autres métriques de signal pour les 4 appareils . . . 124
3.17 Représentation des mesures du PUI et du PG pour les 4 appareils . . . 125
3.18 Représentation graphique des métriques géométriques mesurées pour les 4 appareils 126
3.19 Courbe d'évolution de la température dans le tunnel de l'appareil d'IRM 3T . . . 130
3.20 Images de différence calculées pour 12 acquisitions . . . 131

4.1 Images reconstruites à l'aide des techniques de reconstruction non-accélérée . . . 143
4.2 Illustration du principe de l'encodage par la sensibilité spatiale . . . 145
4.3 Carte de *g-factor* associée à une reconstruction accélérée de facteur 4 . . . 146
4.4 Sensibilités et matrice de covariance de bruit calculées dans des conditions normales . 152
4.5 Profil de sensibilité de l'antenne #8 calculé après dégradation des données . . . 153
4.6 Images reconstruites suite aux dégradations du profil de sensibilité de l'antenne #8 . . . 154
4.7 Courbe d'évolution des métriques de contrôle avec la dégradation de signal . . . 155
4.8 Matrices de covariance calculées après amplification du bruit de l'antenne #8 . . . 156
4.9 Profil de sensibilité de l'antenne #8 calculé après dégradation des données . . . 157
4.10 Courbe d'évolution des métriques de contrôle en fonction de l'augmentation du bruit 158
4.11 Diagramme de calcul de la métrique ISR. . . . 160
4.12 Évolution de la métrique ISR en fonction des pertes de sensibilité de l'antenne #8 . . . 163
4.13 Courbes de suivi longitudinal de l'ISR et du PUI pour l'IRM 3T . . . 163
4.14 Évolution des métriques en fonction de l'amplification du bruit de l'antenne #8 . . . 168
4.15 Histogrammes de données aléatoires complexes et de leurs transformées de Fourier . 171
4.16 Schéma de la méthode auto-calibrée pour le calcul de la matrice de covariance du bruit 172
4.17 Image du fantôme dédié positionné dans l'antenne torse . . . 173
4.18 Histogrammes des pixels du fond d'images pour 8 éléments de réception . . . 174
4.19 Matrices de covariance et carte de g-factor calculées pour l'antenne tête . . . 175
4.20 Histogrammes des pixels du fond d'images pour 8 éléments de réception . . . 176
4.21 Matrices de covariance et carte de g-factor calculées pour l'antenne torse . . . 177
4.22 Courbes du CVR_{ref} et CVR_{auto} en fonction de l'amplification du bruit de l'antenne #8 178
4.23 Courbe de suivi longitudinal des métriques CVR_{ref}, CVR_{auto} et du SNR . . . 178

5.1 Images montrant les régions de mesure de la charge hépatique en fer . . . 187
5.2 Représentation des mesures réalisées en présence ou en absence de l'antenne torse . . . 188

A.1 Évolution du niveau de signal acquis par l'antenne multi-éléments pendant 4 heures. 213

A.2 Évolution du taux d'inhomogénéité spatial des images pendant 4 heures. 213
A.3 Comparaison des mesures liées au bruit en l'absence de filtres de reconstruction. . . . 215
A.4 Méthode alternative de mesure du bruit partir d'une différence d'images. 216
A.5 Comparaison des mesures de bruit basées sur le filtrage avec les mesure de référence. 217

B.1 Dispositif expérimental pour l'acquisition des images de contrôle 219
B.2 Images du fantôme tête de l'ACR 220
B.3 Structures de test à extraire de l'image #1 222
B.4 Illustration de la mesure d'épaisseur de coupe 223
B.5 Illustration de la mesure de résolution spatiale 223
B.6 Illustration de la mesure de position de coupe 224
B.7 Illustration du positionnement automatique de ROIs pour la mesure du CNR 225

Liste des tableaux

1.1 Rapports gyromagnétiques et fréquences de Larmor à 3T pour quelques noyaux actifs 36

3.1 Récapitulatif des mesures automatiques et manuelles. 111
3.2 Résultats de l'étude de répétabilité pour les mesures de bruit et de SNR. 118
3.3 Résultats de l'étude de répétabilité pour les autre métriques liées au signal. 118
3.4 Résultats de l'étude de répétabilité pour les métriques géométriques. 119
3.5 Récapitulatif des paramètres de calibration relevés pour les 4 appareils. 120
3.6 Récapitulatif des mesures de rapport signal-à-bruit pour les 4 appareils. 122
3.7 Récapitulatif des mesures de CNR, de PUI et de niveau de *ghosting* pour les 4 appareils. 123
3.8 Récapitulatif des mesures géométriques pour les 4 appareils. 125
3.9 Récapitulatif des valeurs de précision géométrique mesurées pour les 4 appareils. . . 126

4.1 Mesures normalisées du niveau de bruit des éléments d'antennes. 152
4.2 Valeurs maximales d'inflation du bruit pour les accélérations de facteur 2 et 4. 176

Introduction générale

L'Imagerie par Résonance Magnétique (IRM) est une modalité d'imagerie tomographique[1] introduite récemment dans le domaine médical, en comparaison d'autres modalités radiologiques. Elle est basée sur le principe de la Résonance Magnétique Nucléaire (RMN) décrite depuis les années 1930 en physique. La réalisation des images résulte d'une succession d'évènements dénommés : aimantation, excitation, relaxation, acquisition du signal, codage spatial. Chacun de ces évènements nécessite un élément d'instrumentation particulier pour sa réalisation, comme par exemple un aimant pour obtenir la magnétisation ou encore une antenne pour exciter le volume étudié et pour recueillir le signal. Comme toute instrumentation, les différents éléments de l'IRM sont soumis à une variabilité temporelle.

Aujourd'hui l'IRM est en plein essor avec un parc d'appareils qui s'étoffe de plus en plus. En effet, les autorités sanitaires dénombraient 618 appareils cliniques en 2012 en France métropolitaine pour 281 en 2004. Ce développement s'explique en partie par la volonté de réduire l'exposition aux rayonnements ionisants sur lesquels reposent la plupart des autre modalités d'imagerie médicale. L'excellent contraste et les différents champs d'exploration offerts par l'IRM (mesure de flux, de débit et volume sanguins, de la diffusion de l'eau, ...) constituent autant d'atouts. Dans le cadre d'étude multimodale, l'IRM est de plus en plus associée à des modalités d'imagerie soumises à un contrôle qualité strict telles que la Tomodensitométrie (encore appelée scanographie ou CT-scan pour Computed Tomography) et à la Tomographie par Émission de Positon. Ces différentes raisons contribuent à expliquer une forte progression de la volonté d'assurance qualité. Par ailleurs cette volonté d'assurance qualité est bien décrite par le décret 2001-1154 du 5 Décembre 2001 relatif à l'obligation de maintenance et au contrôle qualité des dispositifs médicaux prévus par l'article L. 5212-1 du code de la santé publique.

A l'issue de travaux entrepris simultanément par les sociétés européennes et américaines de physique médicale, les premières méthodes de contrôle qualité en IRM ont été introduites au début des années 1990. Elles englobaient des objets-test spécifiques (encore appelés fantômes), des protocoles de réalisation des images et des indices de contrôle qualité. Il s'agit pour ces derniers de mesures quantitatives extraites des images. Ces méthodes, développées en tenant compte de la technologie existante naguère, sont encore largement utilisées de nos jours car elles permettent de réaliser un bilan brut de performance des appareils. Cependant, la technologie a connu une évolution considérable vers la fin des années 1990 avec l'introduction des antennes multi-éléments ou antennes en réseau phasé. Ces antennes sont supposées augmenter le rapport signal-à-bruit des images et elles permettent d'accélérer l'acquisition par le truchement de l'imagerie parallèle. Il est

1. Selon l'ouvrage *Larousse Médical*, "on parle de tomographie chaque fois qu'on produit une image en coupe".

donc pertinent de penser que les méthodes de contrôle qualité introduites au début des années 1990 méritent d'être enrichies et mises à jour par rapport à cette évolution technologique.

Par ailleurs, les techniques issues de la physique médicale sont de plus en plus utilisées comme outil d'aide clinique. L'exemple de l'optimisation de doses en Tomodensitométrie est très édifiant. En effet, les indicateurs de doses, traditionnellement utilisés comme marqueurs de qualité d'image, servent de nos jours à définir des niveaux de référence diagnostiques (NRD). Ces NRD représentent un outil pour l'amélioration des pratiques cliniques. De façon analogue, il est envisageable d'utiliser les techniques développées pour le contrôle qualité en IRM comme outil d'aide aux pratiques cliniques.

Cadre et Objectif de la thèse

Afin d'apporter des éléments de réponse aux questions soulevées ci-dessus, les travaux rapportés dans ce manuscrit poursuivent les deux objectifs principaux suivants :

(i) Mettre en place un suivi périodique et global des appareils d'IRM.

(ii) Définir des méthodes spécifiques de contrôle des antennes multi-éléments.

Le premier objectif répond directement aux besoins des services d'IRM en terme de bilan des performances de leurs imageurs. La demande est d'autant plus forte que l'IRM est de plus en plus utilisée dans des études multicentriques pour lesquels l'assurance qualité est une exigence majeure. Cependant ces services d'IRM clinique sont soumis à des exigences particulières qu'il convient de considérer. Par le biais du deuxième objectif, nous nous proposons d'apporter des réponses aux questions portant sur le contrôle qualité des antennes multi-éléments. Il sera intéressant d'identifier les facteurs intrinsèques principaux qui régissent les images produites à partir de ces antennes. En plus de ces deux objectifs, les travaux doivent permettre d'aborder la question de l'utilisation des techniques de contrôle qualité en IRM comme outil d'aide clinique.

Les travaux se sont déroulés dans le cadre d'un partenariat de recherche et développement entre l'entreprise ALARA Solutions et le CIC-IT [2] de Nancy, avec le support scientifique et académique du laboratoire IADI [3]. Ces deux dernières structures sont installées au sein du CHU de Nancy sur le site de Brabois où elles ont un accès privilégié à deux IRM cliniques (Signa HDxt, GE, Waukesha) - de champ 1.5 Tesla et 3 Tesla. L'utilisation de ces machines est partagé entre les activités de recherche et la clinique. Deux autres imageurs (1.5 Tesla, Signa HDxt, GE, Waukesha) installées sur le site de l'hôpital central ont été aussi utilisées de façon régulière dans le cadre de ces travaux. Concernant les relations avec l'entreprise, un suivi régulier a été effectué sous forme de réunion entre les trois acteurs principaux de cette thèse *i.e.* le doctorant, le manager en entreprise et la direction académique. Sur l'instigation de l'école doctorale, un comité académique de suivi des travaux de thèse a aussi été mis en place avec deux réunions de restitution après 12 mois de thèse puis après 30 mois. Les conclusions de ce comité ont été décisives pour le bon déroulement des travaux.

2. Centre d'Investigation Clinique - Innovation Technologique
3. Imagerie Adaptative Diagnotique et Interventionnelle

Axes de recherche et Plan

Suivant les objectifs assignés, ces travaux peuvent se décomposer en trois axes principaux. Le premier, qui concerne le contrôle global des appareils d'IRM, porte sur l'élaboration d'une procédure de suivi longitudinale tenant compte des exigences actuelles des services d'imagerie. Le deuxième axe se concentre sur le développement de tests spécifiques à l'utilisation des antennes en réseau phasé. Il permettra d'aborder quelques facteurs de variabilité identifiés pour ces antennes. Enfin le troisième axe concerne l'utilisation des techniques de contrôle qualité comme outil d'aide aux cliniciens, faisant la relation entre le contrôle qualité en IRM et la physique médicale d'un point de vue général.

Le premier chapitre sera dédié à la description du signal de RMN et du processus de formation d'image, ainsi qu'à une présentation générale de l'instrumentation élémentaire du système IRM. Il comportera une description physique du signal et du bruit d'acquisition lesquels apparaissent nécessaires pour définir la qualité des images en IRM. La présentation de l'instrumentation s'attardera sur les éléments de réception du signal que sont les antennes et plus particulièrement sur les antennes multi-éléments. La variabilité de chacun de ces éléments d'instrumentation sera aussi décrite avec quelques conséquences possibles sur la qualité des images. Ce chapitre abordera aussi la notion de reconstruction des images qui est importante pour comprendre l'intérêt de certains développement réalisés surtout pour les antennes multi-éléments.

Le deuxième chapitre du manuscrit commencera par un état-de-l'art des différentes méthodes de contrôle qualité existantes. Puis une description des différents type de fantômes disponibles sera fournie. Enfin, les métriques utilisées pour le suivi seront présentées. Ce chapitre fournira des éléments de réflexion en vue d'orienter les principaux.

Le troisième chapitre exposera l'élaboration et l'implémentation d'une procédure de suivi périodique basée sur une approche existante de contrôle qualité. Les exigences auxquelles cette procédure est soumise seront présentées ainsi que les questions qui ont pu se poser sur la pertinence des métriques. Les réponses apportées par le biais des développements réalisés pendant ces travaux seront explicitées. Ce chapitre se fermera sur des tests multi-sites effectués en prévision d'un déploiement de la procédure de contrôle qualité élaborée.

Le quatrième chapitre abordera la question de l'élaboration de tests spécifiques pour le contrôle des antennes multi-éléments. Il s'ouvrira sur une démonstration des carences présentées par les métriques conventionnelles de contrôle quant à la détection de dérives de fonctionnement d'antennes multi-éléments. Puis, la conception de deux métriques spécifiques sera présentée avec les méthodologies associées. Pour finir

Le dernier chapitre de ce manuscrit exposera quelques pistes pour l'utilisation de techniques de contrôle qualité comme outil d'aide clinique. Les conclusions tirées de ces développements, les travaux futurs et les perspectives envisagées clôtureront ce document.

Contributions et publications

Les travaux réalisées ont fait l'objet de publications dans des revues scientifiques à comité de lecture et de communications (orale ou poster) dans des conférences nationales et internationales. Voici une liste des communications soumises, publiées ou en révision .

(i) Article de revues :

- A. Sewonu, G. Hossu, J. Felblinger, R. Anxionnat, C. Pasquier. "An Automatic MRI Quality Control Procedure : Multisite Reports of Slice Thickness and Geometric Accuracy". IRBM (*in press*). 2013.

- A. Sewonu, G. Hossu, J. Felblinger, R. Anxionnat, P.-A. Vuissoz. "Signal-to-Noise Ratio in MRI quality control : Performance Comparison Between Image-background and Image-subtraction based Techniques". Physics in Medicine and Biology (soumis). 2013.

- A. Sewonu, G. Hossu, F. Carbillet, J. Felblinger, R. Anxionnat. On the Influence of Signal Receiver Calibration on the Signal-to-Noise Ratio. Medical Physics (soumis). 2013.

- P. A. G. Teixeira, G. Hossu, F. Kauffmann, A. Sewonu, A. Blum, J. Felblinger. "1H MR spectroscopy of cadaveric thigh muscles before and after calcium carbonate injection : Understanding the influence of calcium on choline measurements". European Radiology (*in revision*). 2013.

(ii) Présentations de congrès :

- A. Sewonu, F. Odille, J. Felblinger, R. Anxionnat, G. Hossu. "On the variability of Phased-Array Receivers' Noise Covariance Matrix". Congrès de la *European Society for Magnetic Resonance in Medicine and Biology* (ESMRMB). Toulouse, 2013.

- A. Sewonu, G. Hossu, F. Carbillet, J. Felblinger, R. Anxionnat. "Index of array coils Sensitivity Reproducibility for MR Imaging Quality Control". Congrès de la *European Society for Magnetic Resonance in Medicine and Biology* (ESMRMB). Lisbon, 2012.

- A. Sewonu, M. Beaumont, F. Carbillet, R. Anxionnat, J. Felblinger, G. Hossu. "Mesure du rapport signal-sur-bruit pour le contrôle qualité en IRM". Congrès de la Société Française de Résonance Magnétique en Biologie et en Médecine (SFRMBM). Marseille, 2012.

- A. Sewonu, M. Beaumont, M. Lohezic, F. Carbillet, R. Anxionnat, J. Felblinger, G. Hossu. "Influence of a connected and inactive coil on a MR exam : liver iron load measurement". Congrès de l'*International Society for Magnetic Resonance in Medicine* (ISMRM). Montréal, 2011.

- A. Sewonu, C. Pasquier, F. Carbillet, J. Felblinger, G. Hossu, R. Anxionnat. "Mise en place d'une procédure de contrôle qualité en IRM : mesure de la précision géométrique". Colloque Recherche en Imagerie et Technologies de la Santé (RITS). Rennes, 2011.

- A. Sewonu, M. Beaumont, M. Lohezic, F. Carbillet, R. Anxionnat, J. Felblinger, G. Hossu. "Influence d'une antenne connectée et inactive sur la quantification par IRM de concentration hépatique en fer : étude préliminaire". Journées de Recherche Biomédicale Claude Huriet. Nancy, 2010.

Première partie

Généralités et État-de-l'art

Chapitre 1

Généralités sur L'IRM

Ce chapitre a pour but de présenter une vision décomposée du processus d'imagerie afin de permettre de situer les enjeux en termes de qualité d'images. Pour commencer, voici un bref rappel historique de l'évolution de l'Imagerie par Résonance Magnétique. En 1938, le phénomène de résonance magnétique nucléaire, à la base de l'IRM, fut observé pour la première fois par [Rabi et al., 1938] qui l'a décrit comme un artéfact. Les premières véritables expériences de RMN ont été réalisées simultanément par [Purcell et al., 1946b] et par [Bloch, 1946] qui furent primés par le Nobel de physique[1] en 1952. Purcell expérimenta d'abord la RMN des solides avant d'orienter ses travaux vers l'hydrogène ^1H [Purcell et al., 1946a] dont le noyau est le plus observé aujourd'hui en IRM. La RMN dût son expansion à son utilisation en chimie pour l'analyse des matériaux notamment avec les travaux de [Proctor and Yu, 1950] sur la variation de la fréquence de résonance nucléaire en fonction de l'environnement moléculaire. En 1971, [Damadian et al., 1974] montra les différences de temps de relaxation entre les tissus sains et les tissus pathologiques, ce qui ouvrit la perspective de l'utilisation clinique de la RMN. Les années 1970 connurent une effervescence de la part de chercheurs qui travaillèrent activement à concevoir une méthode d'imagerie par RMN. Ainsi, [Lauterbur, 1973] produisit la première image RMN en 2D grâce à l'application de gradients de champ magnétique. [Mansfield and Maudsley, 1976] développèrent un système d'imagerie avec la technique de sélection de coupe ce qui leur permit de réaliser les premières images chez l'homme en 1978. L'IRM fut introduite en clinique comme outil diagnostique dès le début des années 1980 ; depuis, elle représente une discipline à part entière qui produit moult thèses de doctorats et encore plus d'articles scientifiques. Notons que Paul LAUTERBUR et Sir Peter MANSFIELD furent honorés du prix Nobel de physique en 2003.

Après ce rappel historique nous allons traiter de l'origine du signal de RMN et du processus de formation de l'image. Nous souhaitons mentionner le site internet `http://www.magnetic-resonance.org/` dont le contenu apparait particulièrement intéressant pour quiconque débute son apprentissage de l'IRM ou souhaite en approfondir certains aspects.

1. Un physicien français d'origine russe décédé en 2011, Anatole ABRAGAM qui fut Directeur de Recherche au CEA de 1965 à 1970, est souvent considéré comme un des pionniers de la RMN et aussi un des grands oubliés du prix Nobel `http://www.slate.fr/story/62765/prix-nobel-laureats-oublies`

1.1 Le signal de RMN

L'IRM est basée sur le principe de la RMN qui utilise les propriétés magnétiques des noyaux atomiques dont la caractéristique intrinsèque est le spin nucléaire que nous allons définir dans les paragraphes suivants. Les grandeurs concourant à la formation du signal y seront manipulés dans un référentiel orthonormal fixe $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ et dans un référentiel tournant $(\vec{x'}, \vec{y'}, \vec{z'})$ obtenu par une rotation d'un angle constant θ_0 autour de l'axe $\vec{z}$. Cette rotation sera analytiquement formulée au moyen d'un opérateur noté $\exp(-j\theta_0)$. Ces notions sont remarquablement bien traitées dans la littérature [Haacke et al., 1999; Bernstein et al., 2004].

1.1.1 Le moment magnétique nucléaire

Considérons un échantillon de tissu biologique ; il peut être décomposé en molécules, en atomes puis en noyau atomique lequel est défini par un rayon, une masse ($\sim 10^{-27} kg$) et une charge électrique($\sim 10^{-19} Coulomb$). Il possède un moment cinétique quantifié ($\vec{J}$) avec des valeurs observables définies par :

$$\vec{J} = m\hbar \tag{1.1}$$

avec $\hbar$ la constante de Planck réduite ($h/2\pi$) et m le nombre quantique magnétique pouvant prendre *2I+1* valeurs :

$$m = -I, -I+1, ..., I-1, I \tag{1.2}$$

La valeur de *I*, appelé le nombre quantique de spin nucléaire, dépend du nombre de neutrons et de protons constituant le noyau. Dans le cas du noyau d'hydrogène il vaut $1/2$. Ce noyau est dit actif du point de vue de la RMN car son nombre quantique est non nul. D'autres noyaux actifs comme ceux du phosphore ^{31}P, de l'hélium ^{3}He ou encore du fluor ^{19}F peuvent avoir de l'intérêt pour l'imagerie médicale.
Les noyaux actifs sont chargées et animées d'un mouvement de rotation conique autour de leur axe. Ce mouvement, encore appelé mouvement de précession[2] de particules chargées induit un moment magnétique nucléaire appelé spin ($\vec{\mu}$) qui s'exprime en fonction du moment cinétique angulaire $\vec{J}$:

$$\vec{\mu} = \gamma \vec{J} \tag{1.3}$$

γ représentant le rapport gyromagnétique exprimée en *rad/s/T*. Cette grandeur est souvent affichée sous sa forme réduite $\gamma/2\pi$ qui est exprimées en *Hz/T*. Comme le montre le tableau 1.1, γ dépend du noyau atomique considéré. En l'absence de champ magnétique, les spins des noyaux de l'isotope considéré suivent une orientation aléatoire. Ainsi, en considérant l'atome dans sont intégralité, la résultante de tous les spins est nulle. Abordons maintenant l'étape de l'aimantation.

1.1.2 L'aimantation

Une expérience de RMN nécessite la présence d'un champ magnétique statique noté $\vec{B_0}$ qui est conventionnellement colinéaire à l'axe $\vec{z}$. La réponse d'un spin à cet environnement magnétique externe est exprimée par le couple $\vec{\mu} \times \vec{B_0}$. Le spin étant en mouvement de précession, les lois newtoniennes pour la dynamique montrent que ce couple est égal à la dérivée temporelle du moment

2. Découvert par Hipparque vers 150 av. J-C, la précession peut se définir comme un mouvement circulaire de l'axe de rotation d'un objet animé d'un mouvement gyroscopique autour d'un autre axe fixe

cinétique angulaire $\vec{J}$ et peut donc être exprimée en fonction de la dérivée du spin $\vec{\mu}$:

$$\frac{\mathrm{d}\vec{\mu}}{\mathrm{d}t} = \gamma\vec{\mu} \times \vec{B_0} \tag{1.4}$$

La solution de cette équation montre que $\vec{\mu}$ est animé d'un mouvement de précession autour de $\vec{B_0}$ avec un angle constant θ et donc une fréquence angulaire constante ω_0 :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \gamma\vec{B_0}. \tag{1.5}$$

L'équation 1.5 est appelée équation de Larmor et la fréquence f_0 est la fréquence de Larmor. Le tableau 1.1 fournit des valeurs de fréquence de Larmor pour quelques noyaux actifs à 3T.

Noyau	$\gamma/2\pi$(*MHz/T*)	f_0(*MHz*)
^1H	42.58	127.74
^3He	32.43	97.3
^{31}P	11.26	33.78
^{19}F	40.05	

TABLE *1.1* – *Rapports gyromagnétiques et fréquences de Larmor à 3T pour quelques noyaux actifs*

Le comportement de l'ensemble des spins du volume considéré est très bien décrit par la statistique quantique. En effet, le spin sous influence du champ statique $\vec{B_0}$ prendra les valeurs d'énergie suivantes :

$$E(m) = m\hbar\gamma B_0. \tag{1.6}$$

où m prend les valeurs {1/2 , -1/2}. Seuls deux niveaux d'énergie sont donc possibles. La probabilité qu'un spin se retrouve dans l'état d'énergie $E(m)$ est définie par la statistique de Boltzmann :

$$P[E(m)] = \frac{\exp\left(\frac{E(m)}{k_B T}\right)}{\sum_{m=I}^{m=-I} \exp\left(\frac{E(m)}{k_B T}\right)} \tag{1.7}$$

où k_B est la constant de Boltzmann et T la température. En considérant N nombre de spins dans le volume, l'aimantation macroscopique M_0 résultante s'écrit :

$$M_0 = N \sum_{m=I}^{m=-I} \gamma m\hbar P[E(m)] \tag{1.8}$$

En combinant (1.7) et (1.8) et avec l'approximation $\exp(x) = 1 + x$ pour $\hbar\gamma B_0 \ll k_B T$ nous obtenons :

$$M_0 = N\frac{\gamma^2\hbar^2 I(I+1)}{3k_B T}B_0 \tag{1.9}$$

Par définition, l'aimantation macroscopique $\vec{M_0}$ est non nulle pour un noyau actif tels que l'hydrogène ^1H et, à l'état d'équilibre, elle sera alignée suivant $\vec{B_0}$. Le processus de RMN peut donc se poursuivre.

1.1.3 L'excitation

Cette étape du processus de RMN consiste à perturber l'état d'équilibre de l'aimantation macroscopique $\vec{M_0}$. Cette aimantation est trop faible devant le champ statique $\vec{B_0}$ suivant lequel elle est alignée pour être observable. La perturbation de l'état d'équilibre permettra donc de mesurer l'aimantation macroscopique. Dans ce but, une onde électromagnétique Radio-Fréquence (RF) $\vec{B_1}$, circulairement polarisée et tournant autour de $\vec{B_0}$ à la vitesse ω, est appliquée à $\vec{B_0}$ dans le plan transversal. On parle généralement d'impulsion RF car cette onde est appliquée pendant une très courte durée ($\sim 10\mu s$). Elle est transmise par une antenne RF dite d'émission ou de transmission. Cette impulsion est définie par son enveloppe, sa fréquence de porteuse ω et une phase. Dans beaucoup d'applications un profil temporel en sinus cardinal est utilisé pour l'impulsion RF. Cette étape de l'excitation radio-fréquence peut être formulée analytiquement en utilisant (1.4) dans un référentiel tournant à la même vitesse ω que l'onde RF :

$$\frac{\partial \vec{M'}}{\partial t} = \gamma \vec{M'} \times \vec{B'} \tag{1.10}$$

où $\vec{B'}$ est le champ effectif vu par le système dans le référentiel tournant ($\vec{B'} = \vec{B_0} + \vec{B_1} + \frac{\vec{\omega}}{\gamma}$). La condition nécessaire pour obtenir que l'aimantation macroscopique soit complètement basculée dans le plan transversal au champ $\vec{B_0}$ est que la fréquence de l'onde RF (ω) soit égale à celle du champ statique (ω_0). La résonance magnétique nucléaire est donc obtenue à l'issue de cette étape d'excitation. Si aucune autre perturbation n'est appliquée l'aimantation retournera à son état d'équilibre initial et le signal de RMN sera mesuré pendant ce retour à l'état d'équilibre ou relaxation.

1.1.4 La relaxation

[Bloch, 1946] formula des équations décrivant le comportement du vecteur d'aimantation en présence de l'onde d'excitation RF. Pour cela, l'équation (1.10) est modifiée pour traduire le retour à l'équilibre des spins suite à la perturbation RF : c'est la relaxation. Ce comportement peut donc être exprimé en fonction des composantes du vecteur d'aimantation dans le référentiel tournant et des constantes de temps propres à la relaxation notées T_1 et T_2 :

$$\frac{\partial \vec{M'}}{\partial t} = \gamma \vec{M'} \times \vec{B'} - \frac{M_{x'}\vec{x'} + M_{y'}\vec{y'}}{T_2} - \frac{M_{z'}\vec{z'} + M_0}{T_1} \tag{1.11}$$

A la fin de l'étape d'excitation, le champ $\vec{B'}$ devient nul et la solution de ces équations s'écrit :

$$\begin{cases} M_{x'y'}(t) &= M_{x'y'}(0) \exp\left(-\frac{t}{T_2}\right) \\ M_{z'}(t) &= M_{z'}(0) \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) + M_0 \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right)\right) \end{cases} \tag{1.12}$$

où $M_{z'}(0)$ et $M_{x'y'}(0)$ sont les composantes de l'aimantation juste après l'excitation RF. En considérant que l'impulsion appliquée est une impulsion $\pi/2$, comme c'est souvent le cas en pratique, les composants de l'aimantation deviennent $M_{z'}(0) = 0$ et $M_{x'y'}(0) = M_0$. Le retour au référentiel fixe $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ étant effectué en utilisant l'opérateur de rotation $\exp(-j\omega_0 t)$, $M_z(t)$ reste égale à $M_{z'}(t)$ et

$M_{xy}(t)$ devient :

$$\begin{cases} M_{xy}(t) &= M_{xy}(0)\exp\left(-\frac{t}{T_2}\right)\exp\left(-j\omega_0 t\right) \\ M_z(t) &= M_0\left(1-\exp\left(-\frac{t}{T_1}\right)\right) \end{cases} \tag{1.13}$$

Les expressions analytiques formulées dans l'équation 1.13 indiquent que l'évolution temporelle de l'aimantation longitudinale suit une tendance exponentielle croissante et celle de l'aimantation transversale suit une décroissance exponentielle. Le phénomène de relaxation se déroule donc dans la direction longitudinale, pour la composante M_z mais aussi dans le plan transverse, pour M_{xy}. Les relaxations longitudinale et transversale sont ainsi caractérisés par les deux constantes de temps mentionnées précédemment :

- T_1 : le temps de relaxation longitudinale ou spin-réseau qui traduit les interactions des spins avec leur environnement. Soulignons que l'aimantation longitudinale recueillie au temps T_1 équivaut à 63% de l'aimantation résultante initiale M_0.
- T_2 : le temps de relaxation transversale ou spin-spin qui caractérise le déphasage local entre les différents spins ayant un même comportement. L'aimantation transversale subsistant au temps T_2 est égale à 37% de la valeur initiale.

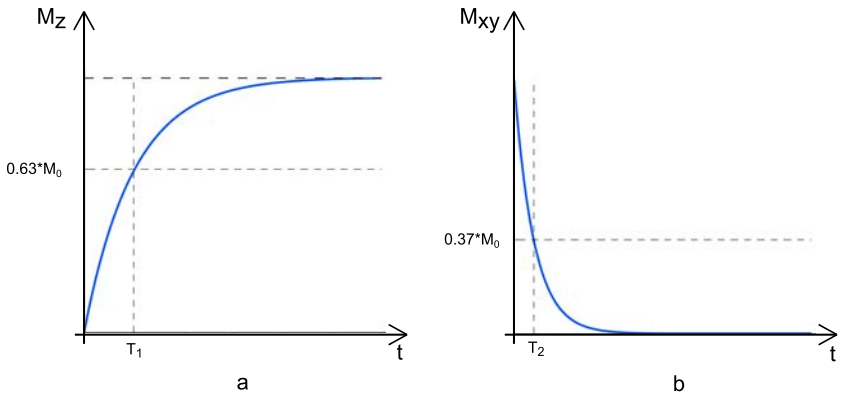


FIGURE 1.1 – *Courbes de l'évolution temporelle de (a) l'aimantation longitudinale et de (b) l'aimantation transverse après l'excitation.*

En imagerie, ces temps caractéristiques sont associés aux milieux observés (eau, graisse, sang, ...). En plus de la densité de spins (ou densité de proton)[3], le T_1 et le T_2 représentent des paramètres intrinsèques permettant de pondérer le signal de RMN. En pratique la pondération choisie dépendra des paramètres d'acquisition (*Temps de répétition* (TR) et *Temps d'écho* (TE), angle de bascule).

Le mouvement rotatoire de relaxation (ou précession libre) induit une variation temporelle de flux magnétique (Φ) qui sera recueillie à l'aide d'un dipôle dénommé antenne de réception.

$$\Phi = \int_{\Sigma} \vec{B}^{reception} \cdot \mathrm{d}\vec{\sigma} \tag{1.14}$$

où $\vec{B}^{reception}$ indique le champ magnétique perçu par l'antenne, Σ représente la surface de l'antenne et $\mathrm{d}\sigma$ un élément de surface. Cette antenne emploie la loi de l'induction électromagnétique de Faraday pour transformer le flux magnétique dans son environnement en force électromotrice (fem).

3. on parlera aussi de densité d'aimantation

En utilisant les équations de Maxwell et le théorème de Stokes, la fem provenant d'un volume V_{tot} s'écrit :

$$fem = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{V_{tot}} \vec{M}(\vec{r},t)\cdot\vec{B}^{reception}\mathrm{d}r \tag{1.15}$$

où $\mathrm{d}r = (\mathrm{d}x, \mathrm{d}y, \mathrm{d}z)$ représente la position de ce volume infinitésimal. La composante longitudinale $M_z(t)$ étant négligeable devant la composante transversale $M_{xy}(t)$, le signal sera principalement proportionnel à l'aimantation transversale [Haacke et al., 1999, p. 100]. Comme l'indique l'équation (1.13), ce signal est modulé par une porteuse de fréquence ω_0 ; il oscille donc à la fréquence de Larmor qui est relativement plus élevée. Pour sa lecture, le signal devra donc être démodulé pour revenir à sa bande de base qui est plus faible [Haacke et al., 1999, p. 102].

1.2 Le Formation de l'image

Le signal ainsi recueilli doit encore subir quelques opérations pour en arriver à l'image. Elles sont décrites dans les paragraphes suivants.

1.2.1 Le codage spatial

Le codage spatial fait intervenir une notion essentielle pour la formation d'une image par RMN. Il s'agit du *gradient de champ magnétique* qui est une variation spatiale linéaire de l'intensité du champ magnétique statique. Les gradients peuvent s'appliquer suivant chacune des trois directions de l'espace. Le champ statique étant orienté suivant $\vec{z}$ et en notant $\vec{r} = (x, y, z)$, les gradients peuvent être définies comme suit :

$$\begin{aligned}\vec{G}(t) &= \nabla B_z(\vec{r}) \\ &= \tfrac{\partial B_z}{\partial x}\vec{x} + \tfrac{\partial B_z}{\partial y}\vec{y} + \tfrac{\partial B_z}{\partial z}\vec{z} \\ &= G_x(t)\vec{x} + G_y(t)\vec{y} + G_z(t)\vec{z}\end{aligned} \tag{1.16}$$

L'utilisation des gradients permet donc de distribuer l'intensité du champ magnétique statique en fonction de la position spatiale désignée par $\vec{r}$:

$$B(\vec{r}) = B_0 + \vec{G(t)}\cdot\vec{r}. \tag{1.17}$$

La fréquence de résonance se trouve spatialement distribuée en conséquence ($\omega(\vec{r}) = \gamma B(\vec{r})$) ce qui laisse la possibilité de coder spatialement le signal de RMN et donc d'arriver à l'image. Le codage spatial se réalise en trois étapes détaillées dans les paragraphes suivants.

La sélection de coupe

Nous avons ouvert ce manuscrit en décrivant l'IRM comme une modalité d'imagerie tomographique ce qui implique de sélectionner des coupes du volume étudié. C'est la première étape du codage spatial. Elle se fait en combinant un gradient dit de sélection de coupe, qui modulera spatialement la fréquence de précession ($\omega(\vec{r})$), et une impulsion RF spatialement sélective réglée à la même fréquence spatialement modulée. Ainsi, seule l'aimantation résultant des protons de fréquence $\omega(\vec{r})$ sera basculée et contribuera au processus RMN. La direction de sélection de coupe est définie comme étant la direction perpendiculaire au plan de coupe d'intérêt [Haacke et al., 1999, p. 175], [Bernstein et al., 2004, p. 266]. Ainsi, pour un gradient de sélection de coupe appliqué suivant l'axe $\vec{z}$, une coupe *transverse* (ou *axiale*) sera excitée. Pour un gradient appliqué suivant l'axe $\vec{y}$, une coupe dite

coronale (ou *frontale*) sera sélectionnée. Enfin un gradient appliqué suivant l'axe $\vec{x}$ permettra de sélectionner une coupe dite *sagittale*. Ces trois plans de coupe constituent les plans de référence utilisée en imagerie médicale (figure 1.2).

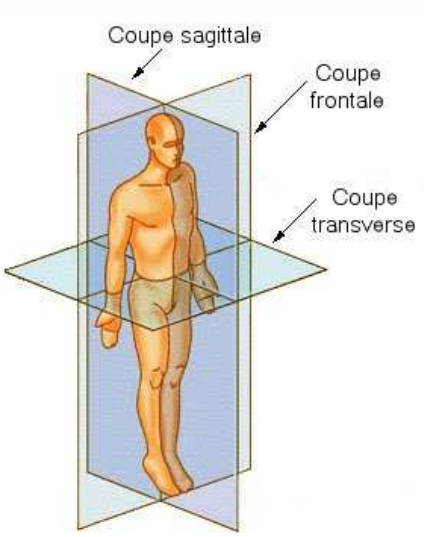


FIGURE 1.2 – *Représentation des trois plans de coupe élémentaires en imagerie médicale*

Pour une description analytique de la sélection de coupe, considérons un gradient appliqué suivant l'axe $\vec{z}$. Le champ magnétique spatialement distribué sera donc :

$$\vec{B}(z) = \vec{B_0} + G_z z \tag{1.18}$$

et la fréquence correspondante s'écrira :

$$\omega(z) = \omega_0 + \gamma G_z z \tag{1.19}$$

Pour exciter une coupe centrée en z_0 et d'épaisseur δz, un impulsion RF de bande passante $\delta\omega$ réglée pour correspondre à δz. La coupe couvrira donc l'intervalle $\left[z_0 - \frac{\delta z}{2}, z_0 + \frac{\delta z}{2}\right]$. Le réglage de l'impulsion RF se fait en la restreignant à la valeur 1 dans la bande de fréquence $\left[\gamma G_z z_0 - \gamma G_z \frac{\delta z}{2}, \gamma G_z z_0 - \gamma G_z \frac{\delta z}{2}\right]$ et à 0 ailleurs. La fonction *sinus cardinal* évoquée précédemment se prête bien à cette opération puisque sa transformée de Fourier est une fonction porte. L'épaisseur de coupe peut donc s'exprimer en fonction de la bande passante de l'impulsion RF et de l'amplitude du gradient :

$$\Delta z = \frac{\delta\omega}{\gamma G_z} = \frac{2\pi\delta f}{\gamma G_z} \tag{1.20}$$

Une interprétation graphique du processus de sélection de coupe est fourni à la figure 1.3. Notons qu'en pratique il sera possible de sélectionner de coupes dans des plans autres que les trois plans de référence précédemment mentionnés. Pour cela, il faudra utiliser des combinaisons linéaires des gradients G_x, G_y et G_z.

La sélection de coupe étant ainsi réalisée, les spins de la coupe excitée précessent à la même fréquence ω autour de $\vec{B_0}$. Pour les différencier, il faudra faire varier leur fréquence de rotation (ou de préces-

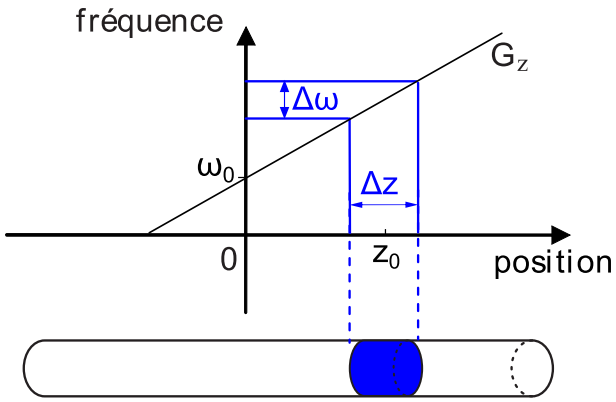


FIGURE 1.3 – *Illustration de la sélection de coupe par application simultanée d'un champ de gradient et d'une impulsion RF*

sion) et leur phase par l'application de gradients de codage en fréquence et en phase. En demeurant dans le cas où la sélection de coupe s'est faite à l'aide du gradient G_z, G_x indiquera le gradient de codage de fréquence et G_y celui de codage de phase.

Codage en phase

G_y, appliqué pendant une durée limitée τ, aura pour effet de modifier les fréquences de précession des spins ce qui induira un décalage de leurs phases. A la fin de l'application de G_y, les spins retrouveront leur fréquence de rotation commune alors que les différences de phase générées persisteront jusqu'à la réception du signal. En pratique, les spins situés suivant une même direction perpendiculaire à y (la direction de G_y) auront tous la même phase qui sera différente de celle de la ligne suivante. Ceci se traduira par un déphasage entre les différentes lignes du signal finalement reçu.

Codage en fréquence

C'est la dernière étape du codage spatial. G_x permettra de modifier les fréquences de rotation des spins dans la direction x pendant la durée de son application. Cette fois les spins situés suivant une même direction perpendiculaire à x précesseront tous à la même fréquence qui sera différente de celle de la ligne suivante. Dans cet état, chaque spin a donc une phase et une fréquence propres. Afin de profiter de ce état de différenciation parfaite des spins, le signal de RMN sera acquis simultanément que le gradient de codage de fréquence est appliqué. C'est pourquoi ce gradient de codage de fréquence est aussi nommée gradient de lecture.

Le codage spatial permet donc d'acquérir les données servant à former une image. Il convient de définir un espace adapté à leur stockage : il s'agit de l'espace *k*.

1.2.2 L'espace *k*

L'espace *k* (ou espace de Fourier) est un espace de fréquences spatiales qui permet de stocker les informations encodées spatialement pendant toute l'acquisition. Pour une description plus formelle, il nous faut considérer le volume infinitésimal représenté par dr introduit précédemment. La composante transversale de l'aimantation étant considérablement supérieure à la composante longi-

tudinale, la densité volumique de spin $\rho(\vec{r})$ définie comme suit :

$$\rho(\vec{r}) \propto M_{xy}(\vec{r},t)B_{xy}^{reception}\mathrm{d}r \tag{1.21}$$

peut être utilisée pour exprimer le signal du volume infinitésimal $\mathrm{d}S(\vec{r},t)$. Rappelons que le signal, modulé par ω_0 [voir equation (1.13)], doit être démodulé pour revenir à sa bande de base. Après démodulation $\mathrm{d}S$ s'écrit :

$$\mathrm{d}S(\vec{r},t) = \rho(\vec{r})\exp\left(-j\Theta(\vec{r},t)\right)\mathrm{d}r \tag{1.22}$$

où $\Theta(\vec{r},t)$ la phase du signal est égale à $\int_0^t \gamma B(\vec{r},\tau)\,\mathrm{d}\tau$ et $B(\vec{r},\tau) = \vec{G(\tau)}\cdot\vec{r}$. La phase du signal s'écrit donc :

$$\Theta(\vec{r},t) = \gamma\int_0^t \vec{G(\tau)}\cdot\vec{r}\mathrm{d}\tau \tag{1.23}$$

Si l'on définit $\vec{k(t)}$ tel que :

$$\vec{k(t)} = \frac{\gamma}{2\pi}\int_0^t G(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{1.24}$$

et que l'on combine (1.19), (1.20) et (1.21), le signal du volume infinitésimal devient :

$$\mathrm{d}S(\vec{r},t) = \rho(\vec{r})\exp\left(-j2\pi\vec{k(t)}\cdot\vec{r}\right)\mathrm{d}r \tag{1.25}$$

Le signal total du volume entier (Ω) s'écrira donc :

$$S(\vec{r},t) = \int_\Omega \rho(\vec{r})\exp\left(-j2\pi\vec{k(t)}\cdot\vec{r}\right)\mathrm{d}r \tag{1.26}$$

Cette expression indique que le signal $S(t)$ est la transformée de Fourier de la densité d'aimantation $\rho(\vec{r})$ et que $\vec{k(t)}$ est la variable duale de $\vec{r}$, $\vec{k(t)}$ s'exprimant en m^{-1}. Les variations temporelles de ce vecteur définissent la trajectoire de parcours de l'espace *k*. Cette trajectoire, qui dépend des gradients et du rapport gyromagnétique (1.21), permettra de stocker le signal codé tout en respectant le théorème de Nyquist-Shannon. Notons qu'il existe une relation entre le champ de vue (ou *Field Of View* (FOV)) exprimé en *millimètres* et la résolution des données. Ainsi pour une trajectoire cartésienne dans l'espace *k*, avec N_x le nombre de points acquis dans la direction de codage de phase et N_y le nombre de points dans la direction de codage de fréquence, la résolution fréquentielle vaudra :

$$\begin{cases} \delta k_x &= \frac{1}{FOV_x} \\ \delta k_y &= \frac{1}{FOV_y} \end{cases} \tag{1.27}$$

et la résolution spatiale :

$$\begin{cases} \delta x &= \frac{FOV_x}{N_x} \\ \delta y &= \frac{FOV_y}{N_y} \end{cases} \tag{1.28}$$

L'espace *k* est donc le dual de l'espace image et le passage entre eux se fera grâce à une transformation de Fourier. Il est considéré comme un espace de fréquences spatiales par analogie avec la dualité entre le temps (en *seconde*) et la fréquence (en *Hertz*). Les basses fréquences, qui contiennent essentiellement les informations de contraste, sont situées au centre [figure 1.4(a)]. Les hautes fréquences spatiales, qui contiennent les information de contours et de détails dans l'image, correspondent à la périphérie de l'espace *k* [figure 1.4(b)].

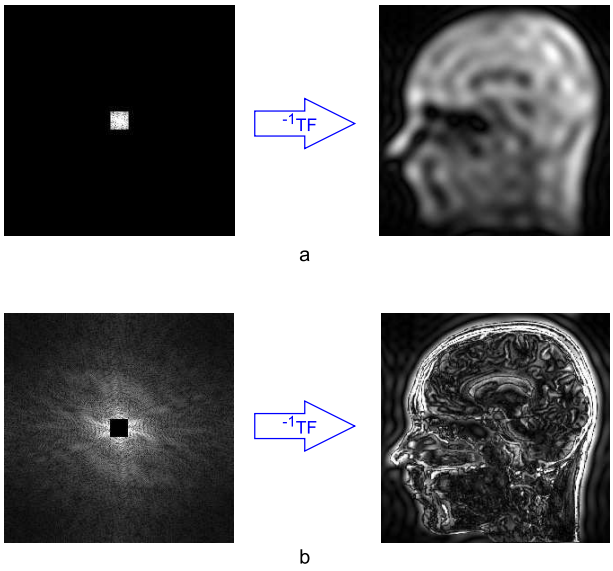


FIGURE *1.4* – *Images associées aux basses (a) et hautes fréquences (b) de l'espace k*

Après cette description de l'origine du signal et du processus de formation des images, il convient d'évoquer le bruit d'acquisition car il représente une partie intrinsèque des images acquises. Nous verrons plus loin que le niveau de signal sera associé au niveau de bruit pour former l'une des plus importantes métriques de qualité d'image.

1.3 Le bruit d'acquisition

Le bruit d'acquisition peut être défini comme l'ensemble des fluctuations statistiques des particules chargées induisant des variations aléatoires de potentiel captées par les antennes. [Johnson, 1927] a décrit ce phénomène comme étant le résultat de mouvements naturels des particules chargées dans le volume étudié et n'ayant aucune cohérence spatiale. Le phénomène du bruit a ensuite été caractérisé analytiquement par [Nyquist, 1928] et expérimentalement par [Johnson, 1928]. De leurs travaux, l'on peut retenir que le bruit d'acquisition résulte d'interactions électromagnétiques entre les particules chargées présentes dans l'environnement et le champ magnétique. Ces particules sont dotées d'une énergie cinétique soit à cause de leur température propre qui les rend mobiles, soit à cause de mouvements rotatoires auxquels elles sont soumises [Abragam and Proctor, 1958; Redfield, 1969] :

- les électrons, chargés négativement et qui ont une énergie cinétique due à leur température propre ;
- les ions, chargées positivement ou négativement qui ont aussi une énergie cinétique à cause de leur température propre ;
- les molécules dipolaires qui sont dotées d'un moment cinétique de rotation (*e.g.* les molécules d'eau H_2O).

Les interactions électromagnétiques sont semblables à celles décrites dans la section 1.1 impliquant les noyaux atomiques et étant à l'origine du signal de RMN. Cependant, pour un système conçu de façon optimale, la fem associée au bruit est beaucoup plus faible que le signal proprement dit : nous la noterons $n(t)$. Ce bruit, aussi dénommé bruit de *Johnson*, est donc essentiellement d'origine

thermique et sa variance $\mathrm{d}\Psi(\vec{r})$ pour un volume infinitésimal s'exprimera comme suit :

$$\mathrm{d}\Psi(\vec{r}) = 4k_B T(\vec{r})\mathrm{d}R(\vec{r})\mathrm{d}\omega \tag{1.29}$$

k_B est la constante de Boltzmann introduite dans le paragraphe 1.1.2, $T(\vec{r})$ représente la température du volume, $\mathrm{d}\omega$ représente la fréquence et $\mathrm{d}R(\vec{r})$ est la résistance électrique du milieu. $\mathrm{d}R(\vec{r})$ dépend de la conductivité du milieu ($\sigma(\vec{r})$), du champ électrique résultant de l'agitation thermique ($\vec{E}(\vec{r})$) et de l'intensité du courant électrique circulant dans l'antenne (I) :

$$\mathrm{d}R(\vec{r}) = \frac{\sigma(\vec{r})E^2(\vec{r})}{I^2}\mathrm{d}r \tag{1.30}$$

$\mathrm{d}R(\vec{r})$ peut aussi être perçu comme le coefficient de couplage thermoélectrique. En prenant en compte la bande passante d'acquisition ($\Delta\omega$) et en supposant que la température est constante, la variance du bruit devient :

$$\Psi(\vec{r}) = 4k_B \Delta\omega T_{eff} R_{eff} \tag{1.31}$$

où

$$T_{eff}R_{eff} = (T_{volume}R_{volume} + T_{ant}R_{ant} + T_{env}R_{env}) \tag{1.32}$$

Cette expression met en évidence trois principales sources susceptibles de contribuer au bruit d'acquisition à savoir le volume d'étude, l'antenne et l'environnement. La contribution la plus importante provient du volume étudié. La contribution propre à l'antenne pourra être significative pour des applications à faible champ magnétique. Quant au terme dépendant de l'environnement, il sera généralement négligeable sauf potentiellement à très haut champ ($\sim 7T$). En pratique, il est souhaitable de réduire le bruit devant le signal afin d'observer de façon effective le volume d'intérêt. L'équation 1.31 indique que la réduction du bruit ira de paire avec un choix judicieux de la bande passante d'acquisition et par une configuration fine de l'antenne utilisée. Notons que la réduction de la bande passante se fera aux dépens du temps d'acquisition.

1.4 Les séquences de base

En IRM le terme *séquence d'acquisition* désigne l'ensemble des opérations et combinaisons mises en œuvre pour acquérir les données, qu'il s'agisse de l'application des impulsions RF ou des gradients de champ magnétique. La notion de séquence implique une chronologie c'est pourquoi l'on parlera de chronogramme de séquence pour désigner le schéma de la séquence. Les séquences d'IRM découlent de deux séquences fondamentales : il s'agit de l'écho de spin (*spin echo*) et de l'écho de gradient (*gradient echo*).

1.4.1 Echo de spin

Introduite par [Hahn, 1950], l'écho de spin permet d'obtenir les différentes pondération T_1, T_2 et densité de protons par la simple modification de quelques paramètres d'acquisition. La succession d'évènements ou séquence est la suivante :

- application conjointe d'une impulsion RF de $90°$ et d'un gradient de sélection de coupe ,

- application d'un gradient de codage de phase qui provoque un déphasage des spins (section 1.2.1),
- application d'une impulsion RF de $180°$ dite de refocalisation car elle provoque le rephasage des spins, ce qui forme l'écho qui adviendra au TE,
- application d'un gradient de codage de fréquence ou gradient de lecture car il permet d'acquérir l'écho ainsi formé.

Cette succession d'évènements est répétée à intervalle de temps dénommé TR : à chaque TR, une nouvelle ligne de l'espace *k* sera donc remplie. L'on comprend donc que le TR va conditionner la durée totale de l'acquisition. Ces temps (TR et TE) sont les deux paramètres d'acquisition qui, par leur modification, permettront d'obtenir différentes pondérations du signal. Il faut souligner l'importance de l'impulsion de refocalisation car elle permet de corriger les effets d'inhomogénéité de champ magnétique qui conduisent à pondérer le signal en T_2^* plutôt qu'en T_2. Notons que le temps de relaxation longitudinale apparent T_2^* est plus court que le T_2. Pour appréhender ce qu'implique cette différence sur le signal, il faut remplacer le T_2 par le T_2^* (plus court) dans l'équation 1.13. Il devient aisé de s'apercevoir que, après l'impulsion de $90°$, le signal aura tendance à décroitre plus vite qu'il ne devrait $\left(\frac{1}{T_2^*} > \frac{1}{T_2}\right)$.

Parmi les variantes notables de l'écho de spin, nous pouvons mentionner l'écho de spin rapide qui porte des noms différents selon le constructeur (*Fast Spin Echo (FSE)* chez General Electric, *Turbo Spin Echo (TSE)* chez Siemens, *Rapid Acquisition with Relaxation Enhancement (RARE)* chez Philips). Elle se caractérise par l'acquisition de plusieurs échos pendant une répétition : on parle de train d'échos [Hennig et al., 1986]. Ceci nécessite d'appliquer plusieurs impulsions de refocalisation au cours du TR. L'espace k se rempli donc non plus ligne par ligne mais paquet de lignes par paquet de lignes.

Il convient aussi de citer une séquence qui a été spécifiquement introduite pour mesurer le temps de relaxation longitudinal : il s'agit de l'inversion-récupération. Elle implique l'application d'une impulsion d'inversion de $-180°$ précédent l'impulsion d'excitation de $90°$. Le délai entre l'application de l'impulsion d'inversion et celle d'excitation est appelée *Temps d'inversion* (TI). En imagerie, l'inversion-récupération doit être associée à la séquence d'écho de spin voire à celle d'écho de spin rapide. Notons que dans des applications de la RMN en chimie l'on se contentera juste d'associer l'impulsion d'inversion à celle d'excitation.

1.4.2 Echo de gradient

Historiquement, le développement des séquences d'écho de gradient a été motivé par la nécessité d'accélérer l'acquisition. Toutefois, les premiers développement remontent à [Mansfield et al., 1976]. Ainsi, l'écho de gradient sera donc utilisée pour des acquisitions volumiques. A la différence de l'echo de spin, l'écho de gradient ne comporte pas d'impulsion de refocalisation mais une impulsion d'excitation RF dont l'angle de bascule est généralement inférieur à $90°$. Ces angles de bascules ($< 90°$) tendent à diminuer la proportion d'aimantation basculée et le retour à l'état d'équilibre se fera plus rapidement. Cette particularité permet de réduire la durée des TR et TE employés. Puisqu'il n'y a pas d'impulsion de refocalisation, la formation de l'écho sera induite en appliquant

successivement un gradient de déphasage, accélérant le déphasage de l'aimantation transverse, puis un gradient de codage de fréquence de signe opposé permettant le rephasage des spins. L'on parlera de gradient de lecture bipolaire dont les deux lobes sont respectivement formés par le gradients de déphasage et celui de codage de fréquence. La succession des évènements est donc la suivante :

- application conjointe d'une impulsion RF de $90°$ et d'un gradient de sélection de coupe
- application d'un gradient de codage de phase qui provoque un déphasage des spins
- application d'un gradient de lecture bipolaire dont les actions concourent à créer l'écho à TE.

En pratique, le deuxième lobe du gradient de lecture sera plus long que le premier afin de permettre un échantillonnage optimal du signal. Il est à noter que la séquence d'écho de gradient met en évidence les effets T_2^* plutôt que le T_2 car les inhomogénéités de champ magnétique ne sont pas compensées.

De même que pour l'écho de spin, l'on peut mentionner une variante notable des séquence en écho de gradient qui est l'écho de gradient avec destruction de l'aimantation transversale résiduelle [Haase et al., 1986]. Il s'agit d'appliquer des impulsions RF et des gradients (conjointement ou exclusivement) afin de détruire l'aimantation transversale résiduelle. Ces impulsions et gradients de destruction sont communément appelés des *spoilers*. Un *spoiler* peut faire varier la phase de l'impulsion RF de façon aléatoire à chaque répétition, quand il s'agit d'une impulsion destructrices. Lorsqu'il s'agit d'un gradient destructeur, le *spoiler* provoque des variations aléatoires du gradients de sélection de coupe tout en prolongeant l'application du gradient de lecture . Elle porte différents acronymes en fonction des constructeurs d'appareil ; sur les système GE cette séquence se nomme *SPGR* pour *SPoiled GRadient echo*.

A ce stade du manuscrit, nous avons rappelé l'origine du signal de RMN, décrit les mécanismes de formation des images et introduit la notion de bruit d'acquisition. Nous avons décrit différents champs électromagnétiques qui interviennent dans le processus d'IRM à savoir :

- **le champ magnétique statique $\vec{B}_0$ permettant d'obtenir l'aimantation ,**
- **le champ magnétique tournant et dépendant du temps $\vec{B}_1$ permettant d'exciter les spins,**
- **le flux magnétique dépendant du temps $\vec{B}^{reception}$ qui contribue au signal,**
- **des champs magnétiques variables $\vec{G}_r(\vec{r})$ permettant de réaliser le codage spatial**

Notons que ces champs peuvent s'exprimer analytiquement suivant la loi de Biot-Savart. Leur génération (pour $\vec{B}_0$, $\vec{B}_1$ et $\vec{G}_r(\vec{r})$) et leur recueil (pour $\vec{B}^{reception}$) se fait suivant le principe de réciprocité [Hoult and Richards, 1976; Haacke et al., 1999; Hoult, 2000]. Dans la section suivante, l'instrumentation indispensable pour générer et recueillir ces champs sera décrite.

1.5 L'instrumentation élémentaire

Cette section décrit les éléments d'instrumentation associés aux différents champs électromagnétiques impliqués dans le processus d'IRM, que ce soit pour leur génération ou pour leur recueil. Elle met l'accent sur les aspects liés à la qualité des images à produire.

1.5.1 Aimant principal

Dans le paragraphe 1.1.2, nous avions indiqué qu'un champ magnétique statique est indispensable pour obtenir l'état d'équilibre des spins encore appelé l'aimantation. En pratique un aimant, qualifié de principal, est utilisé à cette fin. Très rudimentaires, des aimants permanents ferromagnétiques et des aimants résistifs étaient utilisés aux débuts de l'IRM. Ils étaient limités en intensité à 0.5T. La technologie a évolué pour permettre d'augmenter l'intensité du champ magnétique produit par les aimants. En effet, nous avons montré que le signal est proportionnel à l'aimantation transversale et donc à l'intensité du champ statique $\vec{B_0}$ (éq. 1.9). L'augmentation de l'intensité de $\vec{B_0}$ doit donc permettre de recueillir des signaux RMN plus intenses. Les aimants supraconducteurs sont donc très utilisés de nos jours avec des intensités de champ allant jusqu'à 7T pour les applications cliniques et jusqu'à 19T pour les applications pré-cliniques.

Critère de qualité

En plus de générer un champ magnétique à l'intensité voulue, un bon aimant doit pouvoir générer un champ spatialement homogène et temporellement stable.

Par convention l'homogénéité spatiale s'exprime en partie-par-millions (ppm) c'est-à-dire par rapport à l'intensité moyenne B_0 : il s'agit donc d'une grandeur relative. En pratique, elle se rapporte à un volume sphérique défini (en général 20 cm, 30 cm ou 50 cm). Une perte d'homogénéité peut être causée par une dérive de l'aimant ou encore par la présence d'un volume d'intérêt. Considérons un terme d'inhomogénéité de champ ΔB_0 ; il aura pour effet de déplacer la fréquence de résonance de $\Delta\omega_0 = \gamma\Delta B_0$ induisant ainsi un effet de déplacement chimique. Cette appellation est due au fait que cet effet se traduit dans l'espace image par l'étalement du voxel affecté sur ces voisins. Pour appréhender un autre effet de l'inhomogénéité sur l'image, il faut injecter le terme $\Delta\vec{B}_0(\vec{r})$dans l'expression du signal (éqs. 1.22 - 1.26) qui devient :

$$S(\vec{r},t) = \int_{V_{tot}} \rho(\vec{r}) \exp\left(-j\gamma\left(\vec{G}_r \cdot \vec{r} + \Delta\vec{B}_0(\vec{r})\right)t\right) \mathrm{d}r \tag{1.33}$$

Cette expression peut se réécrire :

$$S(\vec{r},t) = \int_{V_{tot}} \rho(\vec{r}) \exp\left(-j\gamma\vec{G}_r \cdot \left(\vec{r} + \frac{\Delta\vec{B}_0(\vec{r})}{\vec{G}_r}\right)t\right) \mathrm{d}r \tag{1.34}$$

Nous simplifierons (1.33) en posant $\vec{r'} \equiv \vec{r} + \frac{\Delta\vec{B}_0(\vec{r})}{\vec{G}_r}$ et $\vec{G'}_r(\vec{r}) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\vec{r}}\Delta\vec{B}_0(\vec{r})$. Ainsi, $\mathrm{d}r$ sera égal à :

$$\mathrm{d}r = \frac{\vec{G}_r}{\vec{G}_r + \vec{G'}_r(\vec{r})}\mathrm{d}r' = \lambda(\vec{r})\,\mathrm{d}r' \tag{1.35}$$

L'expression du signal devient :

$$S(\vec{r},t) = \int_{V_{tot}} \rho'(\vec{r'}) \exp\left(-j\gamma\vec{G}_r \cdot \vec{r'}t\right) \mathrm{d}r' \tag{1.36}$$

où

$$\rho'\left(\vec{r'}\right) = \lambda\left(\vec{r'} - \frac{\Delta\vec{B}_0\left(\vec{r}\right)}{\vec{G}_r}\right)\rho\left(\vec{r'} - \frac{\Delta\vec{B}_0\left(\vec{r}\right)}{\vec{G}_r}\right) \tag{1.37}$$

L'équation 1.36 montre que le terme d'inhomogénéité $\Delta\vec{B}_0\left(\vec{r}\right)$ induit la reconstruction de l'image $\rho'\left(\vec{r'}\right)$ au lieu de l'image $\rho\left(\vec{r}\right)$ qui était souhaitée. On parlera de distorsion géométrique car les structures de l'image affectée par l'inhomogénéité de champ divergeront de celles de l'image cible [voir (1.37)]. Dans l'espace dual ou espace k, cet effet se traduira par des changements d'échelle.

La stabilité temporelle du champ magnétique principal (et donc de l'aimant) s'exprime en ppm par unité de temps ($heure$ en général). Les valeurs d'homogénéité d'un aimant principal d'IRM doivent être spécifiées par le constructeur. Par exemple, pour un IRM 3T la limite supérieure de stabilité temporelle de l'aimant est de 0.1ppm/heure et l'homogénéité spatiale pour un volume sphérique de 40cm est égale à 0.25ppm. Dans une expérience d'IRM, le volume étudié occasionnera une perte d'homogénéité spatiale du champ statique. L'ajustement se fait grâce aux procédures de *shimming* qui consistent à compenser les variations globales de champ [Wilkins and Miller, 1989; Wen and Jaffer, 1995]. Le *shimming* peut être passif (i.e. la compensation est obtenue par l'action d'aimant ferromagnétique) ou actif (i.e. réalisé par l'action d'un système de bobines supplémentaires). Signalons qu'il peut subsister des variations locales, souvent causées par la composition du volume étudié, qui sont corrigées en post-traitement [Sekihara et al., 1984; Dawant et al., 1993; Hou, 2006].

Notons que pour un aimant bien conçu, les fuites périphériques de champ (*Fringe Field*) doivent aussi être parfaitement contenues. Cette opération de contention est indispensable afin d'éviter d'endommager les dispositifs situés dans l'environnement proche de l'appareil (dispositif de surveillance, injecteur, salle de programmation des acquisitions, etc). Un blindage est donc mis en place pour contenir ces fuites périphériques de champ. De façon analogue au *shimming*, il peut être actif ou passif.

1.5.2 Système des gradients

Il s'agit des bobines spécifiques nécessaires pour générer les gradients de champ magnétique utilisés pour le codage spatial du signal. Le passage de courants dans ces bobines, dites de gradients, induisent des champs magnétiques de faible intensité et spatialement variables ou gradients décrits dans la section 1.2. Pour une configuration optimale, les bobines de gradients pour l'axe $\vec{z}$ sont des *paires de Maxwell* et celles des axes $\vec{x}$ et $\vec{y}$ sont des *paires de Golay*. Ces configurations suivent la symétrie de l'imageur et sont basées sur les solutions analytiques pour la correction des inhomogénéités de champ. Les courants injectés dans les bobines sont très puissants (200 à 600 *Ampères*) et nécessitent une commutation [4] rapide ($\sim 1ms$) et précise.

4. La commutation des gradients est à l'origine des vibrations des bobines qui se manifestent sous forme du bruit acoustique qu'il est possible de percevoir pendant l'acquisition des images

Critère de qualité

Quelques qualités requises pour les bobines de gradients sont : une faible inductance, une faible résistance et une grande efficacité (i.e. la capacité à générer un champ d'intensité élevé par rapport au courant fourni). L'on cherchera aussi à minimiser les interactions des bobines de gradients avec leur voisinage proche et à optimiser leur cycle de fonctionnement (*duty cycle* en anglais). Enfin, le profil de champ variable généré par les bobines de gradient doit être uniforme ce qui revient à parler de linéarité des gradients.

- L'optimisation de l'inductance, de la résistance et de l'efficacité des bobines est réalisée pendant leur conception. Elle permet d'atteindre des temps de commutation rapides et d'augmenter la résolution potentielle des images.

- L'activation des bobines de gradients génère des flux variables dans le temps qui induisent des courants de fuite dans les conducteurs présents à proximité des bobines. On parle aussi de courants de Foucault (ou *Eddy currents*). Ces courants créent des variations locales des gradients et donc perturbent le codage spatial et le signal de RMN. On peut y remédier en diminuant la taille des bobines, en recourant à un blindage actif des gradients [Haacke et al., 1999, p. 846] ou encore en incluant les courants de Foucault dans le profil de courant envoyé aux bobines [Zhu and Macdonald, 1995].

- La non-linéarité des gradients est intrinsèquement liée à leur nature et à la conception et disposition des bobines. En effet, l'on peut montrer que la variation linéaire dans la direction z est toujours accompagnée de termes issus des directions x et y [Haacke et al., 1999, p. 848]. De même les variations dans la direction x et y sont toujours adjointes d'un terme provenant de la direction z. Ceci entraine des accumulations supplémentaires de phase pendant les opérations de codage spatial et se traduit dans les images par des déformations. La démonstration de ces effets est analogue à celle qui a été fournie pour les effets d'inhomogénéité spatiale du champ statique [équations (1.33 - 1.37)]. Pour cela, il faut remplacer le terme $\vec{G}_r \cdot \vec{r}$ par $\vec{G}_r \cdot \vec{f}(\vec{r})$ dans le processus de formation du signal. $\vec{f}(\vec{r})$ englobe les effets de non-linéarité qui influenceront la fréquence spatialement distribuée :

$$\omega(\vec{r}) = \omega_0 + \gamma \vec{G}_r \cdot \vec{f}(\vec{r}) \tag{1.38}$$

  Généralement, la correction de ces effets se fait en utilisant des tables de déplacement préétablies. Ces tables peuvent être calculées par analyse du champ en fonction de la géométrie des bobines [Du and Parker, 1996] ou encore selon une calibration avec un objet de caractéristiques connues [Wang et al., 2004a; Doran et al., 2005]. D'autres types de corrections, basées sur les équations du champ généré par les différentes bobines, peuvent être aussi appliquées. C'est le cas du *Gradwarp* disponible sur les machines du constructeur General Electric.

1.5.3 Système de transmission RF

Il s'agit de la partie de l'imageur qui génère et transmet les champs radio-fréquence indispensables pour exciter les spins du volume étudié (section 1.1.3) et pour sélectionner les coupes d'intérêt

(section 1.2.1). Ce système comporte principalement un générateur de fréquence, un programmateur d'impulsion, un amplificateur radio-fréquence et se termine par une antenne de transmission [figure 1.5 (a)].

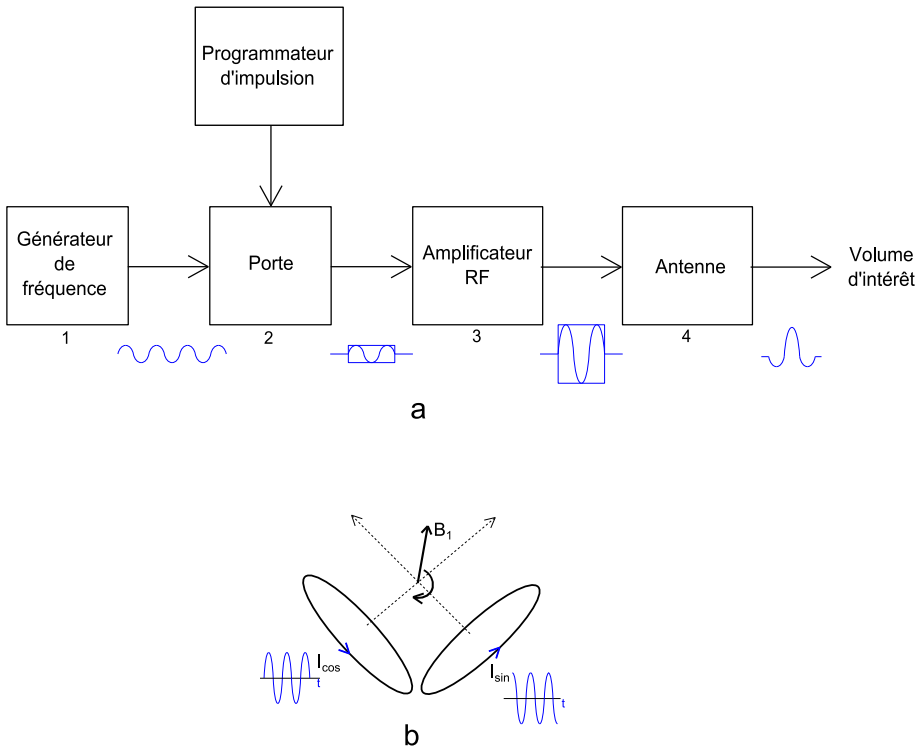


FIGURE 1.5 – *(a) Schéma du système de génération et de transmission des impulsions radio-fréquence. (b) Génération du champ magnétique RF tournant $\vec{B}_1$ à l'aide d'un dispositif en quadrature i.e. les courants alternatifs utilisés sont déphasés de* $90°$

Pour générer le champ tournant $\vec{B}_1$, un flux de courant alternatif est envoyé dans l'antenne de transmission. Pour cette dernière, il s'agit d'un dipôle électrique possédant une inductance L, une capacité c, et une résistance propre. Dans une expérience d'IRM cette résistance sera combinée à celle du volume étudié et en les associant à l'inductance et à la capacité, on parlera d'impédance de l'antenne (Z). En pratique, l'antenne suit une configuration dite en quadrature ce qui consiste à utiliser deux dipôles déphasés de $90°$ [figure 1.5 (b)]. En plus de générer un champ magnétique circulairement polarisé, le dispositif en quadrature permet de délivrer deux fois moins de puissance que l'utilisation d'un seul dipôle nécessiterait.

Critère de qualité

L'exigence principale imposée au système de transmission est de délivrer un champ radio-fréquence homogène et de minimiser le temps nécessaire pour faire basculer l'aimantation résultante du volume d'intérêt. Cet angle de bascule peut être exprimé en fonction de l'amplitude du champ et de sa durée d'application τ_{rf} :

$$\theta = \gamma B_1 \tau_{rf} \tag{1.39}$$

où l'amplitude du champ $\vec{B}_1$ est déterminée par la puissance de l'amplificateur RF qui s'exprime en fonction du courant électrique délivré et de l'impédance de l'antenne :

$$P_{amp} = I^2 Z = I^2 \sqrt{R^2 + \left(L\omega + \frac{1}{c\omega}\right)^2} \tag{1.40}$$

où R représente la résistance combinée de l'antenne et du volume d'intérêt.
Un défaut d'homogénéité du champ $\vec{B}_1$ entrainera une précession non uniforme des spins du volume.

1.5.4 Système de réception du signal

Ce système désigne la chaine de réception et de traitement du signal à partir de l'antenne qui le recueille jusqu'à l'entrée du convertisseur Analogique/Numérique. Après induction du signal électrique dans l'antenne, il subit une démodulation par le biais de la détection en quadrature [Hoult et al., 1984], [Haacke et al., 1999, p. 102-105], un filtrage et une amplification avant sa numérisation. La démodulation consiste à multiplier le signal par un sinusoïde de référence (sin ou cos) de fréquence égale à ω_0, ce qui permet de l'affranchir de la fréquence ω_0. La partie réelle du signal sera obtenue en le multipliant par un facteur de démodulation en *sinus* et la partie imaginaire par un facteur de démodulation en *cosinus*. Le composant électronique associé à cette opération est donc un multiplieur analogique. L'opération de filtrage qui suit la démodulation permet de ne conserver que la fréquence propre du signal laquelle est très faible devant la fréquence de Larmor. Comme l'indique son appellation, l'amplification permet d'augmenter l'amplitude du signal démodulé avant sa numérisation.

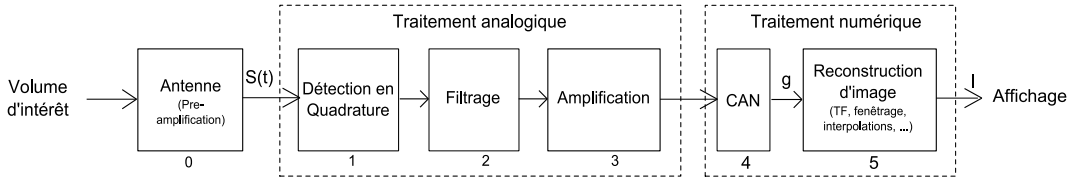


FIGURE 1.6 – *Système de réception et de traitement du signal : S(t) désigne le signal, g désigne les données associées de l'espace k et I l'image résultante.*

Antenne de réception

De même que pour la transmission, une antenne de réception est un circuit électronique RLC avec les caractéristiques décrites au paragraphe 1.5.3. La réception peut se faire à l'aide d'un élément de réception ou au moyen d'un réseau d'éléments de réception. Ces deux modes de réception permettent de définir deux types d'antenne :

- les antennes à élément de réception unique que nous appellerons aussi antenne en quadrature,
- et les antennes en réseau phasé ou antennes multi-éléments.

Ces deux types d'antennes peuvent être conçus suivant une configuration géométrique volumique [figure 1.7 (c)]. Dans le cas exclusif des antennes multi-éléments, les récepteurs peuvent aussi être

disposés suivant une configuration surfacique [figure 1.7 (b)] ou linéaire [figure 1.7 (a)].

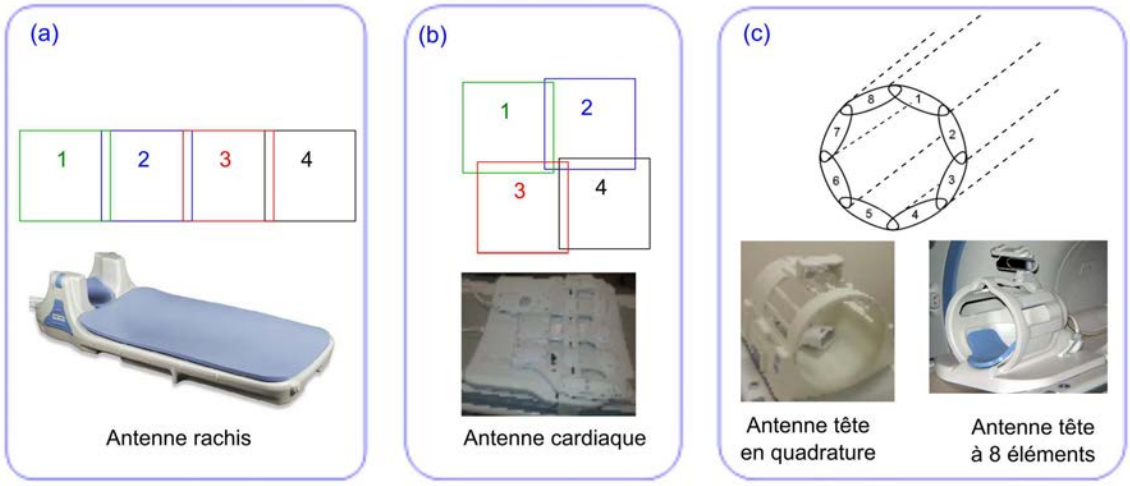


FIGURE 1.7 – *Configuration géométrique des antennes. (a) La configuration linéaire peut se retrouver pour les premières versions des antennes rachis qui sont de nos jours conçues suivant une configuration surfacique. (b) Les antennes cardiaque ou torse à 8 éléments de réception sont des exemples d'antenne à configuration surfacique. (c) l'antenne tête en quadrature et l'antenne tête à 8 éléments de réception sont deux exemples d'antenne à configuration volumique.*

Les illustrations de configuration géométrique montrent qu'en général les éléments de réception constituant une antenne multi-éléments se recouvrent partiellement, ce qui requiert une brève explication. Roemer et al. montre que deux éléments de réception voisins et réglés à la même fréquence de résonance peuvent être modélisés par un montage en série d'un déphaseur et d'un transformateur électrique. Le déphaseur traduit les différences de position entre des deux récepteurs relativement au volume d'intérêt. La modélisation par un transformateur est lié au principe même d'induction électromagnétique dans les deux récepteurs. En tant que tel, ces deux récepteurs possèdent des inductances propres et une inductance mutuelle que l'on désigne sous l'appellation de *couplage inductif* ou *couplage antenne-antenne*. En raison de l'inductance mutuelle entre ces récepteurs, un courant alternatif circulant dans l'un des récepteurs aura tendance à générer une force contre-électromotrice (fcem). Cette fcem induira un contre-courant dans l'autre récepteur.

L'interaction antenne-antenne entraine des propriétés de résonance différentes pour les deux récepteurs. Par conséquent, la réponse fréquentielle de cette paire de récepteurs sera composée de deux pics de résonance à des fréquences différentes de la fréquence attendue. De plus, l'inductance mutuelle engendre des fuites de flux magnétique et donc de signal effectif. Ainsi que l'indique la littérature, cette inductance mutuelle dépend de la distance entre les deux circuits [Roemer et al., 1990], [Mispelter et al., 2006, p. 516-523]. Il est donc possible de la réduire en jouant sur leur recouvrement ce qui permet d'optimiser l'efficience des antennes. Soulignons que cette disposition permet de réduire sensiblement le couplage inductif mais qu'elle ne l'élimine pas complètement. Des pré-amplificateurs à faible impédance d'entrée seront utilisés en plus afin de négliger le couplage inductif.

Quelque soit le type d'antenne ou sa configuration géométrique, une de ses grandeurs intrinsèques est sa *sensibilité spatiale*. Elle représente la capacité de l'antenne à se coupler à l'aimantation transversale M_{xy} devant être recueillie. Pour simplifier la notation, nous la noterons $b\,(\vec{r})$ en remplacement de $B_{xy}^{reception}$ dans l'équation 1.21. La sensibilité spatiale peut aussi être perçue comme la portée de l'antenne ce qui est illustré par la figure 1.8. Il est intéressant de noter que la loi de Biot-Savart permet d'exprimer analytiquement la sensibilité spatiale d'une antenne en fonction de la position spatiale :

$$\mathrm{d}b(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{\vec{\mathrm{d}l} \times \vec{r}}{r^3} \tag{1.41}$$

où μ_0 est la perméabilité du vide et $I\vec{\mathrm{d}l}$ représente le courant électrique induit dans un élément infinitésimal du récepteur. Cette expression analytique met en évidence le type de relation qui existe entre la sensibilité d'une antenne et la position spatiale de l'échantillon produisant du signal, tel que l'illustre la figure 1.8 (b).

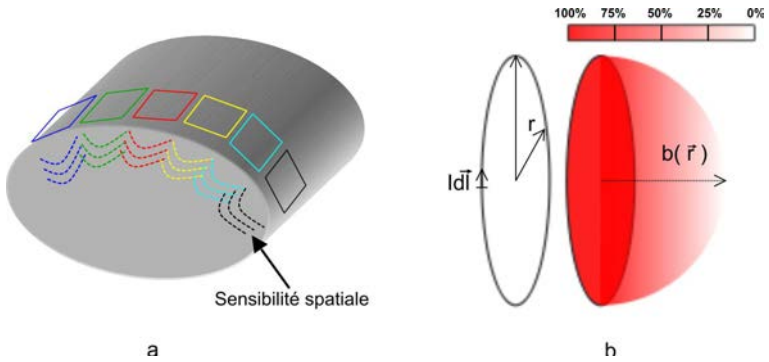


FIGURE 1.8 – *(a) Sensibilité spatiale des éléments de réception du signal. (b) Illustration de la dépendance spatiale en $\frac{1}{r^2}$ du profil de sensibilité*

Concernant les antennes multi-éléments, l'autre paramètre d'intérêt concerne les interactions du bruit acquis par chaque élément de réception. Il s'agit de la *matrice de corrélation de bruit* ou *matrice de covariance de bruit* qui s'exprime à partir des covariances du bruit acquis par les différents éléments de réception. En utilisant l'expression de la variance du bruit donnée par les équations 1.29 et 1.30, les termes de cette matrice peuvent s'écrire :

$$\mathrm{d}\Psi_{pq}(\vec{r}) = 4k_B T(\vec{r}) \mathrm{d}R_{pq}(\vec{r}) \mathrm{d}\omega \tag{1.42}$$

où les indices p et q désignent les éléments d'antennes. Dans ce cas, la résistance du milieu $\mathrm{d}R_{pq}(\vec{r})$ n'est pas liée à un seul récepteur mais prend aussi en compte les contributions des autres récepteurs ainsi que les interactions entre récepteurs. Par extension de l'équation 1.30, elle se formule analytiquement comme suit :

$$\mathrm{d}R_{pq}(\vec{r}) = \frac{\sigma(\vec{r}) \vec{E}_p(\vec{r}) \cdot \vec{E}_q^*(\vec{r})}{I^2} \mathrm{d}r \tag{1.43}$$

où $\vec{E}^*(\vec{r})$ est la conjuguée du champ électrique $\vec{E}(\vec{r})$. Le terme total de résistance R_{eff}, qui intervient dans le calcul du niveau de bruit, prendra donc en compte les résistances associées aux éléments de réception comme s'ils étaient isolés (R_{pp}) et les résistances communes des éléments d'antennes agissant ensemble (R_{pq}, $p \neq q$). Grâce à la modélisation électronique mentionnée ci-dessus, R_{eff} se

calculera en intégrant l'information de déphasage, notée ϕ_p, entre les éléments de réception :

$$R_{eff} \propto \sum_{p=1}^{N_{ant}} \sum_{q=1}^{N_{ant}} R_{pq} cos(\phi_p - \phi_q) \tag{1.44}$$

Les travaux de [Roemer et al., 1990] et de [Redpath, 1992] décrivent les termes communs de résistances comme résultant de corrélations en terme de bruit entre les éléments de réception. L'on parle aussi de *couplage résistif* ou *couplage antenne-échantillon*. La matrice de covariance comprend donc des termes qui traduisent les corrélations de bruit entre les éléments de réception (termes hors diagonale) ainsi que la variance du bruit capté par chaque récepteur (termes de la diagonale). L'on peut ainsi affirmer que les termes de la matrice de covariance de bruit montrent l'influence que les éléments de réception ont les uns par rapport aux autres.

Il est intéressant de noter que dans le cas d'utilisation d'une antenne multi-éléments, le processus de formation de l'image est plus complexe que ce qu'indique le schéma fourni à la figure 1.6. Dans ce cas, le processus doit intégrer la combinaison des différentes images acquises par chaque antenne tel que l'illustre la figure 1.9.

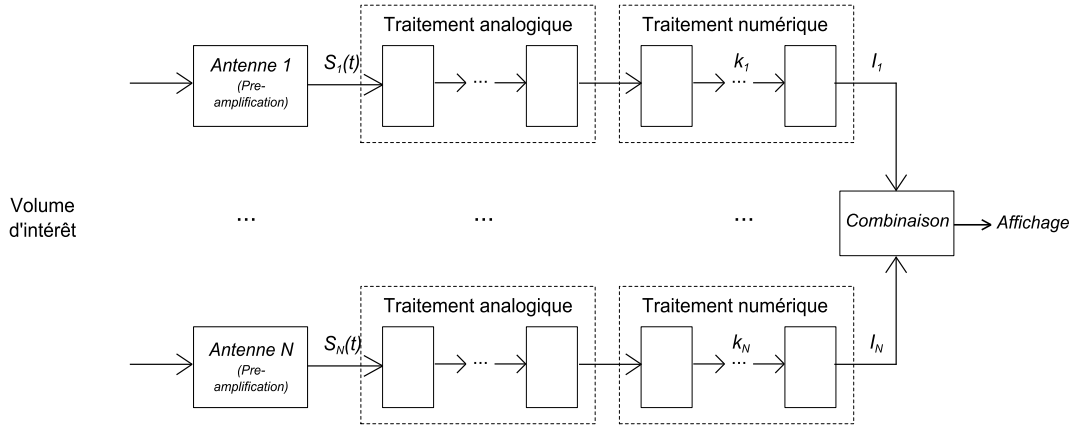


FIGURE 1.9 – *Schéma du système de réception et de traitement du signal pour une antenne multi-éléments*

Critère de qualité

Les exigences primaires de qualité des antennes de réception sont de deux ordres : il s'agit d'assurer l'uniformité du profil de sensibilité de l'antenne et d'obtenir un signal effectif plus élevé que le bruit d'acquisition. L'on appelle rapport signal-à-bruit (*Signal-to-Noise Ratio* en anglais) (SNR) le rapport du niveau de signal au niveau de bruit. En utilisant les expressions analytiques du signal (éq. 1.21) et du bruit (éq. 1.32), ce rapport peut être formulé pour une antenne à un élément de réception unique comme suit :

$$SNR \propto \frac{\omega M_{xy}\left(\vec{r}\right) b\left(\vec{r}\right) V_{tot}}{\sqrt{4 k_B \Delta\omega T_{eff} R_{eff}}} \tag{1.45}$$

où V_{tot} représente le volume d'intérêt et le terme $T_{eff}R_{eff}$ peut être réduit à $T_{volume}R_{volume}$, en considérant que l'antenne est la plus optimale possible et en négligeant la contribution de l'environnement électronique. La sensibilité spatiale de l'antenne a donc une influence capitale sur le

SNR des images car elle module le signal. Des défauts de sensibilité se traduisent généralement par une chute du signal dans les images reconstruites. En ce qui concerne le bruit d'acquisition, la conception d'une antenne de réception inclura toujours diverses optimisations de façon à le réduire. Ainsi, l'on cherchera à réduire la résistance du circuit constituant l'antenne ce qui implique principalement une bonne optimisation électronique. Cette considération a mené au développement d'antennes refroidies [Wright et al., 2000; Kwok and You, 2006; Ginefri et al., 2007] voire d'antennes supraconductrices [Okada et al., 1995; Ma et al., 2003] avec différentes contraintes à considérer. Une autre stratégie d'optimisation des antennes en terme de SNR porte sur la transmission des signaux acquis et consiste à utiliser des pré-amplificateurs à faible bruit [Roemer et al., 1990; Reykowski et al., 1995].

Il est possible de considérer que deux observations contribuent fortement à l'introduction des antennes multi-éléments. En effet, l'équation 1.42 permet de se rendre compte qu'en réduisant la taille du volume couvert, la résistance du milieu diminuera. Ceci aura pour effet de diminuer le niveau de bruit dans l'image résultante. En utilisant plusieurs récepteurs de taille réduite, l'on arrivera donc à réduire le volume couvert par chacun d'eux, diminuant ainsi le terme R_{volume} et donc le bruit recueilli. De plus, il est possible d'améliorer l'amplitude du signal reçu en diversifiant les canaux d'acquisition avec toutefois une réduction de sensibilité spatiale suivant la taille du récepteur. Ces deux considérations peuvent contribuer à améliorer le SNR de l'image acquise. Rappelons que, pour une antenne multi-éléments, les termes de covariance de l'équation 1.42 remplacerons le terme de variance de bruit au dénominateur de l'équation 1.43. Ainsi le niveau de bruit des images reconstruites sera régi par la matrice de covariance du bruit capté par les différents éléments de réception. De même que pour une antenne simple, les sensibilités spatiales conserveront leur influence sur le signal. Ces deux paramètres considérés comme intrinsèques influenceront donc la qualité des images, ainsi que l'illustre la figure 1.10.

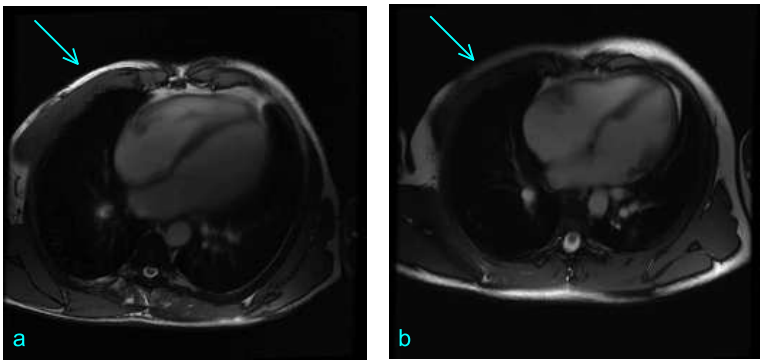


FIGURE *1.10* – *Illustration d'un artéfact d'image lié à la perte de sensibilité spatiale d'un élément de réception dont la position est indiquée par la flèche (b). En comparaison avec l'image normale (a), on observe une perte de signal causée par un défaut de sensibilité d'une des antennes.*

Nous venons donc de présenter les éléments fondamentaux d'instrumentation en IRM avec les exigences de qualité auxquelles elles sont soumises. Nous avons également fait mention des problèmes de qualité d'image que peuvent entrainer leurs dysfonctionnements. Il convient de retenir que, comme pour tout autre type d'instruments, ces éléments sont susceptibles de subir des dérives temporelles par rapport à leur ligne de base. Par conséquent, il importera de déter-

miner des moyens de surveillance de ces éléments d'instrumentation. L'on retiendra également l'existence de deux paramètres caractéristiques des antennes en réseau phasé, nommément les sensibilités spatiales et la matrice de covariance de bruit. Comme le montrera la section à suivre, ces derniers auront une importance capitale pour la reconstruction des images.

1.6 La reconstruction

Cette section aborde la question de la reconstruction des images acquises en exposant le problème de façon générale. L'idée fondamentale de cette formulation sera d'ailleurs la même quelque soit la modalité d'imagerie, à savoir modéliser l'opération de transformation d'un phénomène physique en signal numérique. Pour une description exhaustive, le lecteur intéressé pourra se référer aux références bibliographiques [Bertero, 1998] et [Filipovic, 2011]. Elles exposent de façon remarquable le problème de reconstruction en imagerie en général et en IRM en particulier, à partir de formulations mathématiques. La description générale proposée dans les paragraphes suivants est primordiale pour comprendre les développements rapportés surtout en ce qui concerne les antennes multi-éléments. Dans cette section, la description restera volontairement très générique et ne mentionnera pas les spécificités d'acquisition qui existent pour les antennes multi-éléments. Plus loin dans ce manuscrit, le chapitre 4 s'ouvrira sur une section présentant ces spécificités.

En utilisant une antenne en quadrature, la reconstruction des images peut être perçue sous sa forme la plus simple avec essentiellement une transformation de Fourier inverse comme évoqué au paragraphe 1.2.2. Le processus d'acquisition et de formation d'image a d'ailleurs été schématisé dans la figure 1.6. En ce qui concerne les antennes multi-éléments, nous avons indiqué que le processus se complexifie avec la nécessité de combiner les images des différents récepteurs. Dans les deux cas, la reconstruction peut être décrite suivant la même formalisation mathématique de l'opérateur d'encodage des données. La description proposée fait du cas d'utilisation de récepteurs multiples le cas général.

1.6.1 Formulation du problème

Considérons donc une antenne constituée de N_{ant} éléments de réception et g_p, $p = 1 \cdots N_{ant}$ les matrices de données brutes de dimension (N_{k_x}, N_{k_x}) qui leur sont associées. Notons I_p les images complexes reconstruites à partir de ces matrices ; elles sont de dimension (N_x, N_y) pour chaque élément d'antenne. Pour le formalisme, nous regrouperons les données brutes g_p ($p = 1 \cdots N_{ant}$) correspondant aux éléments de réception au sein d'un vecteur $\mathbf{g}$ de dimension $\left(1, N_{k_x} \times N_{k_y} \times N_{ant}\right)$. De même $\mathbf{I}$ désignera un vecteur regroupant les pixels des images I_p. Compte tenu de la dualité entre les données de l'espace k et ceux de l'espace image (équations 1.21 à 1.26), les données brutes associées à une antenne p peuvent s'écrire :

$$g_p\left(\vec{k}\right) = \sum_r \left(M\left(\vec{r}\right) b_p\left(\vec{r}\right) + n_p\left(\vec{r}\right)\right) \exp\left(j2\pi\vec{k}\cdot\vec{r}\right) \tag{1.46}$$

où l'opérateur d'intégration est remplacé par la somme à cause de la numérisation. Dans un premier temps nous négligeons le terme lié au bruit ; l'écriture matricielle associée à l'équation 1.46 est la

suivante :

$$\begin{bmatrix} g_1\left(\vec{k}\right) \\ \vdots \\ g_{N_{ant}}\left(\vec{k}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1\left(\vec{r}\right)\exp\left(j2\pi\vec{k}\cdot\vec{r}\right) \\ \vdots \\ b_{N_{ant}}\left(\vec{r}\right)\exp\left(j2\pi\vec{k}\cdot\vec{r}\right) \end{bmatrix} M\left(\vec{r}\right) \tag{1.47}$$

Nous choisissons de symboliser l'information d'aimantation $M\left(\vec{k}\right)$ contenues dans les voxels d'image par le vecteur ρ de dimension $(1, N_x \times N_y)$. Notons $\mathbf{b}$ un vecteur regroupant les profils de sensibilité complexe $b_p\left(\vec{r}\right)$ des éléments d'antenne. Les sensibilités spatiales et l'opérateur de transformation de Fourier, qui représente le codage spatial réalisé à l'aide des gradients, sont regroupées en un opérateur d'encodage noté $\mathbf{E}$. Le système d'équations 1.47 peut être réécrit sous forme matricielle :

$$\mathbf{g} = \mathbf{E}\rho \tag{1.48}$$

L'équation 1.48 représente ce qui est désigné en algèbre linéaire sous la dénomination de *problème direct*. En revanche, reconstruire les images revient à résoudre l'inverse de ce problème direct : l'on parle alors de *problème inverse* [Bertero, 1998]. L'inversion matricielle apparait comme le moyen le plus évident pour la résolution du problème avec des conditions de solvabilité portant sur le rang de la matrice d'encodage [Stroud and Booth, 2003]. Les connaissances d'algèbre linéaires indiquent que les problèmes inverses sont des problèmes *mal posés* par antinomie aux problèmes *bien posés* au sens d'Hadamard [5]. Autrement dit, un problème *mal-posé* est soumis à au moins une des trois conditions suivantes :

(i) non existence *i.e.* la solution n'existe pas pour toutes les données,
(ii) non unicité *i.e.* la solution n'est pas unique,
(iii) non stabilité *i.e.* la solution ne dépend pas de façon continue des données.

Bertero démontre que le problème de reconstruction est toujours mal posé pour la plupart des modalités d'imagerie. En effet, des régions de valeurs nulles dans une image peuvent tout à fait correspondre à des structures existantes dans l'objet à imager (i). De plus différentes partie d'un objet peuvent se confondre en une même structure dans l'image correspondante (ii). Enfin, de petites variations dans l'objet à imager peuvent se traduire par de fortes variations dans l'image correspondante (iii) : on parle de propagation d'erreur ou d'instabilité numérique. La première étape dans la résolution du problème consiste à le discrétiser, ce qui n'arrange en rien son caractère *mal posé*. En effet, la discrétisation du problème passe par son conditionnement qui se traduit par un nombre permettant d'évaluer la dépendance de la solution par rapport aux données du problème. Le nombre de condition d'un système linéaire se calcule comme le produit de la norme de la matrice qui le désigne par la norme de la matrice inverse, soit dans notre cas :

$$Cond = \left|\left|E^{-1}\right|\right| \, ||E|| \tag{1.49}$$

Si ce nombre est élevé, le système sera qualifié de *mal conditionné* ; à l'inverse un problème *bien conditionné* sera caractérisé par un nombre de conditions tendant vers 1. Bertero montre que plus un

5. Jacques Hadamard (1865-1963) pensait que les modèles mathématiques de phénomènes physiques devraient répondre aux trois conditions de surjectivité (existence de solution), d'injectivité (unicité de la solution) et de dépendance continue avec les données du problème. Cette troisième condition signifie qu'une petite variation des données ne doit entrainer qu'une petite variation de la solution

problème *mal posé* est discrétisé, plus grand est le nombre de conditions du système correspondant. Cette notion de conditionnement du système est très importante car un système mal conditionné aura tendance à amplifier le caractère mal posé du problème, surtout au sens de la condition (iii) ci-dessus. Afin d'illustrer cette notion de stabilité numérique, l'exemple pratique suivant est proposé.

Exemple : dans cet exemple pratique les données du problèmes sont les suivants :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 10 & 7 & 8 & 7 \\ 7 & 5 & 6 & 5 \\ 8 & 6 & 10 & 9 \\ 7 & 5 & 9 & 10 \end{bmatrix}$$

et :

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 32 & 23 & 33 & 31 \end{bmatrix}$$

La solution x s'obtient en faisant intervenir l'inverse de la matrice de transformation, soit :

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} 32 & 23 & 33 & 31 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 10 & 7 & 8 & 7 \\ 7 & 5 & 6 & 5 \\ 8 & 6 & 10 & 9 \\ 7 & 5 & 9 & 10 \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Nous introduisons une légère perturbation dans le système en ajoutant un vecteur $\epsilon = \begin{bmatrix} 0.001 & -0.001 & 0.001 & -0.001 \end{bmatrix}$ à $\mathbf{y}$. Cette perturbation induit une erreur quadratique moyenne de 3.3×10^{-5} dans le terme $\mathbf{y}$. la nouvelle solution x' vaut :

$$\begin{aligned} x' &= \begin{bmatrix} 32.001 & 22.999 & 33.001 & 30.999 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 10 & 7 & 8 & 7 \\ 7 & 5 & 6 & 5 \\ 8 & 6 & 10 & 9 \\ 7 & 5 & 9 & 10 \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} 1.082 & 0.864 & 1.035 & 0.979 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

L'erreur quadratique moyenne induite dans la solution est égale à 0.082. Ainsi l'erreur relative de 3.3×10^{-5} introduite dans les données du problème s'est amplifiée d'un facteur 2461, ce qui traduit la condition (iii) portant sur l'instabilité numérique d'un problème mal posé. Si l'on s'intéresse au conditionnement du système linéaire équivalent, le nombre de condition calculé suivant l'équation 1.49 est égal à 2984. Cette valeur indique que le système est mal-conditionné.

Cette petite démonstration est utile pour appréhender la propagation de bruit dans la reconstruction, telle qu'elle sera abordée plus loin dans la section 4.1.2.

De ce qui précède on comprend que la reconstruction consistera à chercher l'approximation idéale à l'objet étudié *i.e.* la solution qui minimisera leur résidu. Pour réaliser cette minimisation, il est commun d'utiliser la norme dont la définition générique est la suivante.

$$\|X\|_p = \left(\sum_k |X_k|^p \right)^{\frac{1}{p}} \tag{1.50}$$

En général, la norme L^2 (p=2) ou norme euclidienne est utilisée : ceci revient à calculer l'écart en moyenne quadratique. Minimiser la norme du résidu reviendra à linéariser le système et donc à le rendre plus commode à résoudre. Les différentes approches de résolution du problème peuvent être scindées en deux catégories :

- l'approche déterministe pour laquelle on peut citer la méthode des moindres carrés
- et l'approche probabiliste pour laquelle on peut distinguer la méthode du maximum de vraisemblance (le bruit est considéré comme étant stochastique et le signal effectif est considéré déterministe) et l'approche bayesienne (le bruit et le signal sont tous deux considérés comme résultant d'un processus stochastique).

Dans le cadre de nos travaux, la méthode des moindres carrés et celle du maximum de vraisemblance sont d'un intérêt élevé pour les développements.

1.6.2 Méthode des moindres carrés

Dans l'approche déterministe le bruit dans sa nature stochastique n'est pas prise en compte ; c'est ce que traduit le système formulé dans l'équation 1.48. Pour une reconstruction basée sur la méthode des moindres carrés, La solution idéale (ρ_{mc}) sera celle qui minimisera la norme euclidienne du résidu entre les données et le modèle.

$$\rho_{mc} = argmin \|\mathbf{E}\rho - \mathbf{g}\|_2 \tag{1.51}$$

En pratique, la minimisation se fait en utilisant l'équation de Euler-Lagrange qui consiste à chercher les zéros de la dérivée de la fonction.

$$\mathbf{E}^*\mathbf{E}\rho = \mathbf{E}^*\mathbf{g} \tag{1.52}$$

La littérature indique que la solution parfaite est celle qui minimise l'écart quadratique moyen (éq. 1.51) mais aussi dont la norme est la plus faible. Cette solution est obtenue en utilisant l'inverse de la matrice de transformation au sens de *Moore-Penrose* ($\mathbf{E}^\dagger$) : l'on parle aussi d'inverse généralisé ou de pseudo-inverse [Bertero, 1998] :

$$\rho = \mathbf{E}^\dagger\mathbf{g} = \left(\mathbf{E}^T\mathbf{E}\right)^{-1}\mathbf{E}^T\mathbf{g} \tag{1.53}$$

Afin d'aider à la résolution de systèmes mal conditionnés, il est commun d'introduire des connaissances *a priori* concernant l'objet d'étude ou le système d'imagerie. Ces connaissances *a priori* permettent d'imposer à la solution des contraintes qui lui garantiront d'atteindre une certaine régularité au sens de propriétés intrinsèques à l'objet d'étude : il s'agit de la régularisation. Cette régularisation est d'autant plus importante pour la méthode des moindres carrés qu'elle ne tient pas compte

du bruit acquis. Il importe donc de contraindre la solution à tendre vers l'objet étudié. L'énergie de la solution supputée est souvent utilisée comme contrainte de régularisation ; elle se calcule comme le carré de sa norme euclidienne. Dans la littérature, l'on peut aussi retrouver la méthode des multiplicateurs de Lagrange qui est un parfait exemple de résolution sous contraintes [Liu, 1972]. En imagerie, il est commun de combiner la contrainte sur l'énergie de la solution avec la méthode des multiplicateurs de Lagrange pour régulariser la reconstruction :

$$min\left(\|\mathbf{E}\rho - \mathbf{g}\|_2 + \mu\|\rho\|_2\right) \tag{1.54}$$

1.6.3 Méthode du maximum de vraisemblance

En réalité les termes représentants le bruit acquis par les différents éléments de réception doivent être pris en compte. En les regroupant au sein d'un vecteur $\mathbf{n}$ de dimension $(1, N_x \times N_y \times N_{ant})$, la formulation matricielle fournie en 1.48 devient :

$$\mathbf{g} = \mathbf{E}\rho + \mathbf{n} \tag{1.55}$$

La densité de probabilité du bruit peut donc être prise en compte et le problème peut être résolu suivant l'approche probabiliste notamment la méthode du maximum de vraisemblance. Notons $p_{\mathbf{n}}$ cette densité de probabilité du bruit qui est communément considéré gaussien. la solution est celle qui maximise la probabilité des données conditionnellement à l'objet $p_{\mathbf{n}}\left[\mathbf{g}|\rho\right]$:

$$\rho_{mv} = argmax\left[p_{\mathbf{n}}\left(\mathbf{g}|\rho\right)\right] = argmax\left[p_{\mathbf{n}}\left(\mathbf{g} - \mathbf{E}\rho\right)\right] \tag{1.56}$$

Le bruit d'acquisition gaussien est caractérisé par sa matrice de covariance de bruit $\mathbf{\Psi}$ dont on se sert pour exprimer la probabilité conditionnelle :

$$p_{\mathbf{n}}\left(\mathbf{g}|\rho\right) \propto exp\left(-\mathbf{\Psi}^{-1}\left(\mathbf{g} - \mathbf{E}\rho\right)\left(\mathbf{g} - \mathbf{E}\rho\right)\right) \tag{1.57}$$

En pratique, la résolution passe par la minimisation d'une fonctionnelle qui se calcule comme l'opposé du logarithme népérien de cette probabilité conditionnelle, soit :

$$\rho_{mv} = argmin\|\mathbf{\Psi}^{-1}\left(\mathbf{E}\rho - \mathbf{g}\right)\|_2 \tag{1.58}$$

De même que pour la méthode des moindres carrés, la résolution passe par l'utilisation de l'équation de Euler-Lagrange et la solution s'écrit :

$$\rho = \left(\mathbf{E}^T\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{E}\right)^{-1}\mathbf{E}^T\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{G} \tag{1.59}$$

En somme, le processus de reconstruction des images acquises en IRM exploite les grandeurs intrinsèques des antennes telles que les sensibilités spatiales et la matrice de covariance du bruit. La description fournie dans cette dernière section vient compléter celles présentées tout au long de ce chapitre, qu'il s'agisse des signaux d'intérêt ou de l'instrumentation principale. Il convient de souligner que la connaissance de ces différents processus est un préalable à toute considération concernant la qualité des images voire au contrôle des performances des

appareils. Ayant précédemment fait remarquer la nécessité de surveiller le fonctionnement de l'instrumentation, il s'agit maintenant de se pencher sur les modalités de cette surveillance. Dans cette optique, le chapitre suivant portera sur la question du contrôle des appareils d'IRM et présentera l'état des connaissances sur le sujet.

Chapitre 2

État-de-l'art du contrôle qualité en IRM

Dans le chapitre précédent, nous avions décrit les mécanismes de formation du signal et d'obtention des images par résonance magnétique. Nous avons aussi décrit différents éléments d'instrumentation indispensable à un appareil d'IRM. Les exigences de qualité pour ces éléments d'instrumentation ont aussi été présentés avec les erreurs que des dysfonctionnements peuvent entrainer dans les images. Notons que certaines de ces erreurs, encore appelées artéfacts, peuvent être corrigées après la recsonstruction des images surtout lorsqu'elles sont induites par le volume étudié.

Toute proportion gardée, l'on peut considérer le système IRM comme tout autre instrument de mesure physique. Rappelons tout de même que ce système a la particularité de regrouper l'instrumentation nécessaire pour générer le signal (aimant, système de transmission RF) et celle requise pour le mesurer (système des gradients, système de réception RF). Quelque soit l'instrument de mesure considéré, il est primordial de s'assurer de sa justesse de mesure et de sa précision. En général, la précision est associée à la sensibilité de l'instrument à de faibles fluctuations du type des erreurs aléatoires. La précision de mesure peut donc être évaluée à partir d'une étude de répétabilité plus communément dénommée reproductibilité. Quant à la justesse de mesure, elle est associée à l'erreur systématique de l'instrument de mesure et peut s'évaluer si l'on connait les caractéristiques réelles de l'objet étudié. La calibration d'un instrument de mesure permet donc d'avoir une référence sur sa justesse et sa précision.

Afin de s'assurer que l'instrument considéré ne dérive pas de cette référence, il importe de mettre en place des mesures de contrôle permettant de détecter des changements de fonctionnement pouvant être préjudiciables. Soulignons que dans le cas d'un appareil d'imagerie médicale en général, et d'IRM en ce qui nous concerne, les dérives peuvent occasionner des erreurs de diagnostic et se répercuter négativement sur la prise en charge d'un patient. Par ailleurs, une accumulation progressive de défauts finirait par entrainer de sérieux dysfonctionnements pouvant causer l'immobilisation de l'appareil concerné. Ainsi le suivi de performance des appareils d'IRM s'impose comme une nécessité et doit faire partie de toute démarche d'assurance qualité. Ce chapitre fera donc l'état des lieux des connaissances sur le contrôle qualité en IRM, en mettant l'accent sur des notions essentielles telles que les fantômes et les métriques de contrôle.

2.1 Définitions

Le contrôle qualité peut se définir comme un ensemble d'opérations permettant de déterminer la conformité (ou la non-conformité) d'un produit, ou d'un dispositif, à des normes ou à des spécifications. En IRM, des travaux portant sur le contrôle qualité ont été initiés dès les années 1990 par les sociétés de radiologie et de physique médicale en Europe (projet EUROSPIN, *Institute of Engineering and Physics in Medicine* (IEPM)) et aux USA (*American College of Radiology* (ACR), *American Asociation of Physicits in Medicine* (AAPM), *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA)). Ces travaux ont permis de définir les motivations et les objectifs du contrôle qualité en IRM [Podo et al., 1988; Rousseau et al., 2002], les mesures physiques à réaliser et les fantômes adéquats [Price et al., 1990; Lerski et al., 1988; Lerski, 1998]. En ce qui concerne les motivations, il peut s'agir de :

- définir des standards de qualité permettant de comparer objectivement les performances de différents appareils que ce soit du même constructeur (étude intra-constructeur) ou de constructeurs différents (étude inter-constructeur),
- vérifier que les performances des appareils sont conformes aux spécifications des constructeurs
- suivre l'évolution temporelle des performances des appareils.

La première motivation ci-dessus énumérée peut s'avérer très utile dans le processus de sélection et d'acquisition d'un nouvel appareil. Une telle investigation nécessite de réaliser les tests en utilisant des ressources matérielles (fantômes, antennes, séquences) et humaines identiques pour tous les appareils à comparer. En effet, l'on peut raisonnablement espérer s'affranchir de biais inter-opérateur si les mesures sont réalisées par un opérateur unique. Cependant, comme le souligne [Rousseau et al., 2002], une telle démarche peut se révéler fastidieuse voire impossible à mettre en place. Quelques exemples peuvent être édifiants pour comprendre ce point de vue. En effet il est très compliqué de s'assurer que les installations à comparer bénéficient de conditions identiques en termes d'imperméabilité radio-fréquence (qualité de la cage de Faraday). Les environnements électromagnétiques peuvent être aussi très différents d'un site à un autre (présence ou absence de dispositifs de surveillance, d'injecteurs, etc). Les conditions thermiques devraient être aussi sensiblement équivalentes, ce qui est rarement le cas. Par conséquent, notre travail ne s'inscrira pas dans ce premier cadre.

En ce qui concerne la deuxième motivation, à la réception d'un nouvel appareil, il est indispensable de réaliser les tests d'acceptation qui permettent de s'assurer de la conformité d'un appareil aux spécifications du constructeur. Och et al. décrit différentes mesures physiques qui peuvent être réalisées dans ce cadre. Les tests principaux sont :

- les tests de conformité de la cage de Faraday qui assure le blindage radio-fréquence. Ces tests peuvent être réalisés en utilisant un dispositif expérimental composé d'un générateur de signaux, d'une antenne émettrice placée à l'extérieur de la salle, et d'une antenne réceptrice placé à l'intérieur ;
- les test d'homogénéité du champ magnétique. Trois techniques principales ont été décrites pour ces mesures, la plus répandue étant la technique basée sur le cartographie de différence de phase ;
- les tests de l'amplitude des gradients de champ magnétique ;
- les tests de calibration des impulsions radio-fréquence.

Quant au suivi de l'évolution temporelle des performances des appareils, il s'inscrit à moyen ou à long terme et se fait par le biais de mesures quantitatives indiquant la qualité des images : nous les nommerons *métriques de contrôle*. Ces métriques, qui sont principalement issues des travaux initiaux sur le contrôle qualité en IRM [Price et al., 1990; Lerski et al., 1988], sont mesurables à partir d'images acquises sur des objets de test. En pratique, il s'agira de réaliser une surveillance périodique des variations de ces métriques et différents outils statistiques se prêteront très bien à cet exercice. Une démarche de suivi d'un appareil peut être initiée à tout moment de son cycle de vie. En raison la coexistence d'appareils de générations différentes, la démarche de suivi d'un IRM sera souvent initialisée bien après l'installation de l'appareil. Dans ce contexte, il est indispensable de définir les performances de référence de l'appareil, ce qui se fera pendant un période dite de référence. Comme les sections suivantes le montrerons, les fantômes seront communément associables à des catégories de métriques.

2.2 Les fantômes

En IRM, un objet de test ou fantôme peut se définir comme un matériel contenant des substances à noyaux atomiques actifs et qui permet de simuler les propriétés RMN d'un volume organique. Un fantôme peut donc être utilisé dans le cadre d'études *in vitro* préalablement à des études pré-cliniques (modèle animal) ou cliniques (sujet humain). Un fantôme bien construit présente l'intérêt d'être stable dans le temps (stabilité chimique et thermique) et donc d'assurer une certaine reproductibilité des images. Par conséquent, un fantôme est tout indiqué pour réaliser des acquisitions dans le cadre d'une procédure de contrôle qualité car il ne doit pas présenter de variabilité propre, permettant ainsi de concentrer l'analyse sur la variabilité du système d'acquisition.

Les travaux publiés notamment par l'AAPM [Price et al., 1990] et le consortium EUROSPIN [Project, 1988] servent de fondement à la conception des fantômes utilisés pour le contrôle qualité en IRM. Ces travaux ont permis de définir les formes idéales des fantômes, les matériaux adéquats pour la construction des contenants, la composition des contenus et la gamme de valeur des temps de relaxation. Ainsi, la géométrie des fantômes sera associée à la symétrie des antennes pour lesquelles ils sont dédiés. L'on retrouvera donc des fantômes de forme cylindrique ou sphérique pour des antennes volumiques [figures 2.1 (a) et 2.1 (b)]. Quant aux antennes surfaciques comme l'antenne cardiaque ou l'antenne torse, des fantômes de formes alternatives seront souvent disponibles pour réaliser le contrôle. Dans cette optique, la figure 2.1 (c) montre la photographie d'un fantôme dont la forme rappelle celle d'un torse.

Le contenu des fantômes se retrouve sous forme de solution aqueuse (sulfate de cuivre) ou de solution gélifiante (agarose) dopées par des composants paramagnétiques. Plusieurs études réalisées au début des années 1990 ont permis de définir les types de composés chimiques adéquats pour la fabrication des solutions aqueuses ou des substances gélifiantes [Madsen and Fullerton, 1982; De Luca et al., 1987]. La contrainte principale pour ces substances porte sur la conductivité du matériau utilisé. En effet, une substance de conductivité électrique élevée pourrait fournir des

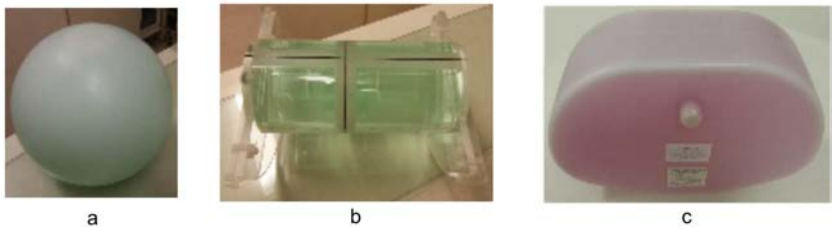


FIGURE 2.1 – *Exemples de fantômes utilisés par le constructeur pour les besoins de maintenance du système. (a) Ce fantôme sphérique produit un signal uniforme et est communément utilisé pour des tests de contrôle de l'antenne tête à 8 éléments de réception. (b) Ce fantôme cylindrique, qui contient des formes géométriques, peut être utilisé pour contrôler les performances de l'antenne tête en quadrature. (c) Ce fantôme, de forme semblable à celle d'un torse, peut être utilisé pour contrôler l'antenne torse ou l'antenne cardiaque qui possèdent chacun éléments de réception*

images avec un SNR excessivement élevé et ne correspondant pas à la réalité des performances de l'appareil. Afin de se prémunir d'artéfacts, la composition des contenants doit également répondre à une exigence de compatibilité en terme de susceptibilité magnétique avec la substance produisant le signal. Ainsi les contenants seront presque souvent fabriqués en Plexiglas, en PMMA ou encore en ou autre matériau non-magnétique.

Concrètement, deux approches se distinguent pour les fantômes de contrôle qualité. La première est basée sur l'utilisation de plusieurs fantômes, chacun étant dédié à la mesure d'une métrique ou d'un groupe de métriques de contrôle qualité : nous parlerons d'approche multi-objet. Historiquement, cette approche découle des travaux EUROSPIN et se base sur l'utilisation de cinq fantômes différents. Les fantômes commercialisés par la société rennaise Spin Safety s'inscrivent pleinement dans cette logique (figure 2.2). Les contenant de ces fantômes sont principalement des cylindres de 200 mm de diamètre et de 100 mm de longueur - pour le TO1, le TO2 et le TO4 [1] - et de 150 mm pour le TO3.



FIGURE 2.2 – *Fantômes issus des travaux EUROSPIN utilisés dans les procédures de contrôle qualité basées sur l'approche multi-objet.*

1. TO pour *Test Object*

La deuxième approche consiste à utiliser un seul fantôme contenant plusieurs structures destinées à mesurer différentes métriques ou différents groupes de métriques de contrôle qualité : nous parlerons d'approche mono-objet. Les fantômes de contrôle qualité promus par l'ACR s'inscrivent dans cette approche mono-objet. C'est le cas du *large phantom* de l'ACR [2] qui contient des structures de tests dont la plupart est disposée suivant la symétrie du plan axial du fantôme [figure 2.3 (a)]. Ces structures sont dédiées à la mesure de métriques spécifiques. De même que pour les fantômes de la gamme SPINSAFETY®, le contenant est un cylindre. Son diamètre extérieur est de 203.2 mm et sa longueur de 173.4 mm. En raison de ces dimensions qui s'apparentent à celle d'une tête humaine, cet objet est souvent dénommé *fantôme tête*.

Il convient aussi de mentionner les fantômes de la gamme Magphan® développés par *The Phantom Laboratory, Inc.* qui s'utilisent dans le cadre de procédures de contrôle qualité suivant une approche mono-objet [Goodenough and Weaver, 1988; Goodenough, 2001]. Pour ces fantômes, les différents éléments sont regroupés suivant une structure cubique de 100 mm d'arête, laquelle est insérée dans un contenant sphérique ou cylindrique. De même que pour les fantôme présentés précédemment, les contenants ont un diamètre égal à 200 mm. Ils se déclinent sous une forme sphérique [figure 2.3 (b)] ou cylindrique [figure 2.3 (c)]. A cause de leurs dimensions et de leur forme géométrique, il est très pratique d'utiliser ces différents fantômes avec une antenne tête. Cette particularité est liée au fait que les premiers travaux ont été initiés dans les années 1990 alors que l'imagerie cérébrale représentait la majorité de l'activité en IRM. De nos jours, tous ou presque tous les centres d'imagerie sont équipés d'une antenne tête, laquelle est souvent utilisée pour les besoins de maintenance des systèmes. Un suivi périodique des performances des appareils peut donc presque toujours se réaliser en utilisant ces fantômes avec une antenne tête. Le choix d'une antenne en quadrature ou d'une antenne multi-éléments dépendra de la stratégie et des besoins du centre d'imagerie.

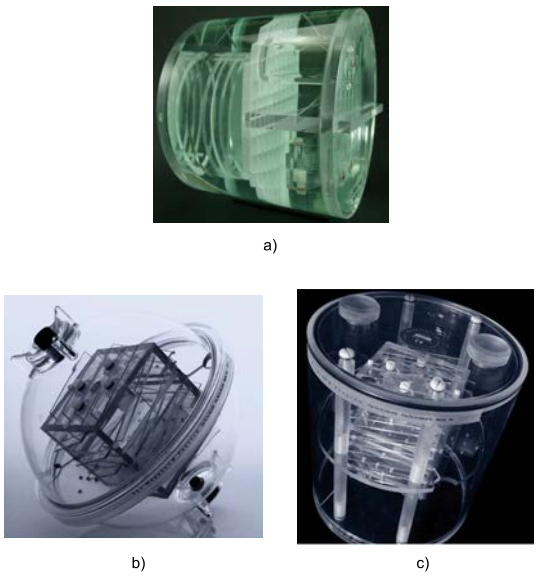


FIGURE 2.3 – *Fantômes de procédure de contrôle qualité suivant une approche mono-objet. a) Fantôme développé par l'American College of Radiology. b) et c) Fantômes de la gamme Magphan® développés par The Phantom Laboratory, Inc..*

2. appellation d'origine

Une description exhaustive s'attaquerait aux structures de test incorporées dans les fantômes qui viennent d'être présentés. Toutefois, il serait plus judicieux de mener ce type de description en même temps que les métriques sont présentées. En effet, les relations étroites existantes entres les structures de tests et les métriques favorisent ce type de présentation exhaustive commune.

2.3 Les métriques

Les métriques utilisées pour le suivi de performance des appareils d'IRM peuvent être regroupées en trois catégories distinctes :

(i) les métriques liées au signal

(ii) les métriques géométriques

(iii) les métriques propres à la RMN

En général, chaque métrique ou catégorie de métriques est associée à une structure-type qu'il conviendra aussi de décrire succinctement. Par ailleurs ces métriques sont aussi presque toutes dotées de limites d'action lesquels sont des valeurs qui, lorsqu'elles sont franchies, traduisent une défaillance des appareils du moins en ce qui concerne la métrique suivie. L'on parlera d'échec de mesure ou d'échec du test. Autant que cela sera possible, il conviendra de présenter les limites d'actions associées aux métriques.

2.3.1 Les métriques liées au signal

Les métriques liées au signal permettent de caractériser le fonctionnement des appareils en termes de signal et de bruit. Dans le cadre du contrôle qualité, l'utilisation d'un fantôme homogène est recommandée pour réaliser ces mesures dont la principale est le rapport signal-à-bruit (SNR). A noter que pour certaines métriques de cette catégorie, il existe des exceptions quant au type de structure de test : elles seront décrites. Le calcul des métriques liées au signal se fait en utilisant des statistiques du premier ordre tels que la moyenne et l'écart-type. Afin d'écrire les expressions analytiques nécessaires, nous adopterons le formalisme suivant :

– μ désigne l'opération de moyenne, soit

$$\mu(X) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} X_k \tag{2.1}$$

– σ désigne l'opération de l'écart-type, soit

$$[\sigma(X)]^2 = \mu(X^2) - [\mu(X)]^2 \tag{2.2}$$

Le SNR

L'intérêt de cette métrique comme indicateur de performance du système de réception du signal a été évoqué précédemment (section 1.5.4). Si une expression analytique du SNR a également été fournie précédemment (équation 1.45), il est en pratique hautement complexe de quantifier le terme du dénominateur qui traduit la variance du bruit d'acquisition. En effet, le niveau de signal peut

être calculé comme l'intensité moyenne des voxels du volume d'intérêt (ou des pixels de la région-d'intérêt dans le cas d'une acquisition 2D). Rappelons que, chaque voxel ΔV acquis contient les informations d'aimantation $M_{xy}(\vec{r})$ et de sensibilité spatiale de l'antenne $b(\vec{r})$, comme l'indiquent les développements analytiques présentés au chapitre précédent :

$$S_{\Delta V} = \omega M_{xy}(\vec{r})\, b(\vec{r})\, \Delta V \tag{2.3}$$

où ω est la fréquence. Il est important de noter que ces quatre termes sont associées aux paramètres d'acquisition. En effet, la largeur de la bande passante d'acquisition $\Delta\omega$ influencera directement l'intensité du signal recueilli. Ensuite, la taille du voxel ΔV est directement liée à la résolution spatiale (Δx, Δy, eq. 1.28) et à l'épaisseur de coupe (Δz, eq. 1.20) prescrites ($\Delta V = \Delta x \Delta y \Delta z$). Il est donc aisé de comprendre qu'une épaisseur de coupe élevée ($\Delta z \nearrow$) contribuera à augmenter le signal du voxel et qu'une résolution spatiale élevée ($\Delta x \Delta y \searrow$) induira la tendance inverse. Un gain de résolution se fera donc forcément au détriment de l'intensité du signal et vice versa, d'où la nécessité de compromis entre le rapport signal-à-bruit et la résolution spatiale attendus. En ce qui concerne le terme d'aimantation $M_{xy}(\vec{r})$, le paragraphe 1.1.4 indique qu'il dépend des propriétés relaxométriques de l'organe ou du volume étudié (T1, T2, densité de protons). Les paramètres de séquence (TR, TE, angle de bascule) vont aussi influencer l'aimantation. Notons aussi que l'aimantation est intrinsèquement limitée par sa valeur initiale M_0 et donc liée à l'intensité du champ magnétique principal B_0 (eq. 1.9). Comme explicité au paragraphe 1.5.4, le terme de sensibilité spatiale $b(\vec{r})$ dépend exclusivement de l'antenne et de sa position relative au volume d'intérêt. Ainsi, en nous plaçant dans le cadre d'une acquisition 2D, la moyenne des intensités des pixels d'une région d'intérêt (*Region-Of-Interest* (ROI)) de l'image (I) fournit une mesure satisfaisante du niveau de signal RMN (figure2.4).

$$Signal = \mu(I)_{ROI} \tag{2.4}$$

Partant de l'image de signal uniforme dédiée à la mesure des métriques liées au signal, il est recommandé de placer une ROI de taille égale à 80% de la région produisant tout le signal. Cette recommandation permet de s'affranchir des effets de bord potentiels.

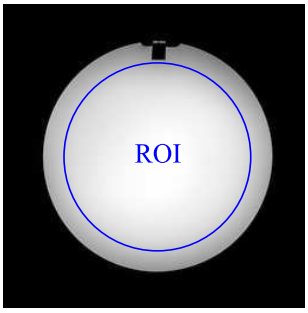


FIGURE 2.4 – *Image typique utilisée pour l'estimation du niveau de signal avec une région d'intérêt (ROI) de mesure.*

Quant à la variance du bruit, l'utilisation de sa formule analytique exprimée en 1.42 entrainerait une complexification du dispositif expérimental, avec des mesures de températures et de résistances. Notons qu'il n'est pas garanti que ces dernières restent constantes pendant le processus d'imagerie d'où la nécessité de les relever tout au long de l'acquisition. Afin de s'affranchir de cette complexité,

des méthodes basées sur l'utilisation directe des images ont donc été introduites pour estimer le niveau de bruit [NEMA, 2008].

Acquisitions multiples Puisqu'il s'agit d'un processus stochastique, la technique de référence consiste à exploiter les fluctuations temporelles des images. En pratique, une série d'images (> 200) est acquise avec des paramètres de calibration et d'acquisition identiques, puis les variations stochastiques sont mesurées au moyen de l'écart-type des images. L'écart-type se calculera pixel-à-pixel et produira une matrice représentant les fluctuations stochastiques (figure 2.5).

$$Bruit_{mult}\left(\vec{r}\right) = \sigma\left(I\left(\vec{r}\right)\right) \tag{2.5}$$

Afin de quantifier le SNR dans la ROI de mesure, l'on pourra exploiter une valeur unique du niveau de bruit en calculant la moyenne des pixels de l'image $Bruit_{mult}\left(\vec{r}\right)$ au sein de la ROI (figure 2.5).

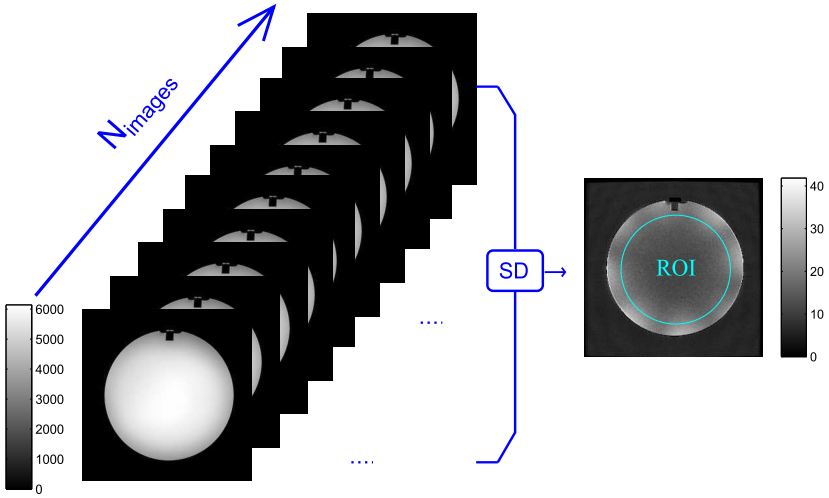


FIGURE 2.5 – *Estimation du bruit d'acquisition à partir d'une série d'images acquises à l'aide d'une antenne multi-éléments, avec des paramètres d'acquisition identiques. L'écart-type calculé pixel-à-pixel permet d'obtenir la matrice représentant le bruit. Dans cet exemple 90 images ont été utilisées, le niveau de bruit est 150 fois inférieur au signal.*

Si cette technique constitue la référence pour l'estimation du bruit d'acquisition, elle reste fastidieuse à appliquer à cause du nombre d'images requis pour obtenir une estimation acceptable du bruit. En effet, la littérature disponible sur les données aléatoires indique que la précision de calcul de leur variance dépend fortement du nombre de données prises en compte [Bendat and Piersol, 2000]. Parmi les travaux publiés à ce sujet, l'on peut mentionner ceux de [Robson et al., 2008] qui portent en partie sur l'influence du nombre d'échantillon employés dans le calcul de la variance du bruit en IRM. Ces travaux indiquent que l'erreur de calcul est de l'ordre de 2% pour un nombre d'échantillons supérieur ou égal à 2000 et qu'elle est de l'ordre de 1% au delà de 8000. De plus l'erreur d'estimation du niveau de bruit est supérieure à 5% pour moins de 200 échantillons utilisés. La technique sera donc limitée par le temps nécessaire pour acquérir un nombre suffisant d'images permettant de minimiser l'erreur de calcul.

Acquisition exclusive du bruit La deuxième technique fondamentale consiste à annuler l'étape d'excitation RF dans le processus de formation du signal RMN. Ainsi, l'information électrique recueillie correspond exclusivement au bruit thermique tel que défini à la section 1.3. L'on parle d'*acquisition de bruit* et nous noterons I_{noRF} l'image résultante. Le niveau de bruit sera évalué à partir de l'écart-type des pixels de cette image. Dans cette technique comme dans la précédente, les niveaux de bruit et de signal seront évalués au sein de ROI identiques. De même que pour l'image effective, l'image de bruit ainsi acquise sera sous forme complexe. Notons tout de même que l'affichage standard en IRM porte sur la magnitude des images complexes. Dans ce cas, la littérature indique que les pixels ne sont plus distribués suivant une loi normale ou Gaussienne mais plutôt suivant la loi de Rayleigh [Edelstein et al., 1984; Henkelman, 1985]. De ce fait, les variances de pixels de ces images sont assujetties à un facteur d'échelle défini par rapport aux données natives complexes. Un exemple pratique est proposé ci-dessous pour illustrer cet état de fait.

> **Exemple :** cet exercice peut se reproduire en utilisant un logiciel de calcul tel que MATLAB pour lequel nous fournissons les commandes à utiliser [3]. Il commence par la génération de données aléatoires complexes X_{compl} comportant 256×256 échantillons. Il se poursuit par le calcul de la magnitude X_{mag} de ces données complexes. Un profil unidimensionnel de chacune de ces deux matrices est affiché dans les figures 2.6 (a) et 2.6 (b) respectivement. Par la suite, les histogrammes respectifs de la matrice complexe et de sa magnitude sont calculés. L'on peut se rendre compte des différences entre la distribution gaussienne que suivent les données complexes [figure 2.6 (c)] et la distribution de Rayleigh que suivent leurs magnitudes [figure 2.6 (d)]. Un calcul simple permet de se rendre compte de l'existence d'un facteur d'échelle sensiblement égal à $\frac{4-\pi}{2}$ entre la variance des données aléatoires complexes et celle de leurs magnitudes.
>
> $$\sigma^2\left(X_{mag}\right) = \frac{4-\pi}{2} \times \sigma^2\left(X_{compl}\right)$$

En accord avec la théorie, cet exemple appuie l'existence d'un facteur multiplicatif égal à $\frac{4-\pi}{2}$ qui s'applique à la variance des pixels des images en magnitude, au regard de la véritable variance des images complexes acquises. Il est indispensable d'en tenir compte dans l'estimation du niveau de bruit utilisé pour calculer le SNR. Ce niveau de bruit, noté $Bruit_{noRF}$ se calculera donc comme suit :

$$Bruit_{noRF} = \frac{\sigma(I_{noRF})_{ROI}}{\sqrt{\frac{4-\pi}{2}}} \tag{2.6}$$

L'acquisition de l'image I_{noRF} (figure 2.7) requiert l'accès au système de pilotage radio-fréquence. Pour des raisons de sécurité et selon les contrats passés avec les constructeurs, ce système de pilotage

3. Script :

```
N = 256 ;
ComplexNoise = randn(N)+ i*randn(N) ;
MagnitudeNoise = abs(ComplexNoise) ;
Hist1 = hist( real(ComplexNoise( :)) , 100 ) ;
Hist2 = hist( MagnitudeNoise( :),100 ) ;
var( real(ComplexNoise( :)) )/var( MagnitudeNoise( :) ) ;
```

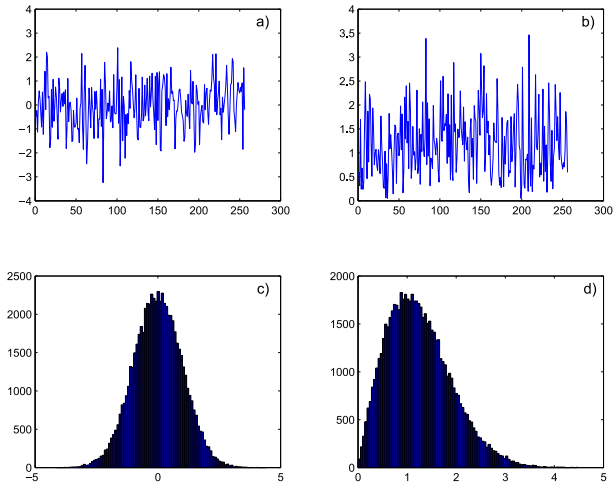


FIGURE 2.6 – *Représentation de données aléatoires complexes et de leurs magnitudes : (a) partie réelle d'un profil de ligne extrait de la matrice complexe ; (b) profil de ligne extrait de la magnitude de cette matrice. (c) L'histogramme des pixels de la matrice complexe (partie réelle) indique une distribution gaussienne et (d) celle des pixels de la magnitude indique une distribution de suivant la loi de Rayleigh.*

ne sera pas toujours accessible dans les services d'IRM. Ainsi, l'utilisation de cette technique peut se révéler impossible.

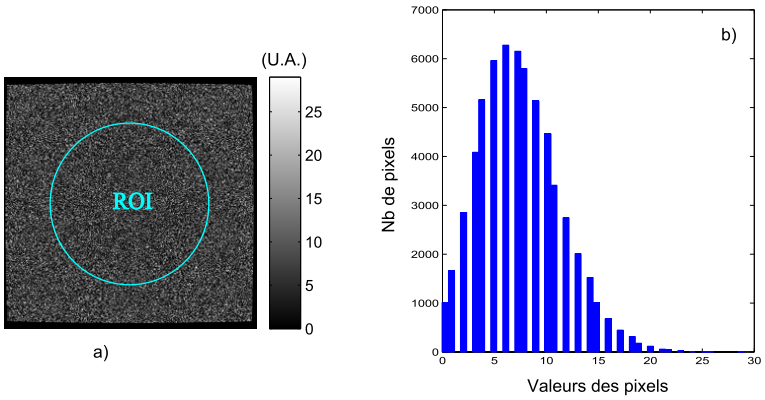


FIGURE 2.7 – *(a) Image en magnitude du bruit d'acquisition recueilli par annulation de l'excitation RF. (b) L'histogramme des pixels indique qu'ils sont distribués suivant la loi de Rayleigh.*

Fond de l'image En guise d'alternative aux deux techniques susmentionnées, l'estimation du bruit peut aussi se faire en utilisant le fond de l'image reconstruite en magnitude. Il serait envisageable d'extraire entièrement le fond de l'image et d'utiliser les pixels correspondants pour mesurer le niveau de bruit. Cependant, la présence endémique d'artéfacts peut constituer un frein à cette approche. En pratique, une ROI sera placée dans une partie du fond de l'image en évitant les zones de présence d'artéfacts telles que la direction de codage de phase, tel que l'illustre la figure 2.8 (a). Cette technique pâtit du nombre de pixels utilisés pour l'estimation du niveau de bruit. En effet, il ne sera possible d'exploiter que des ROIs de taille plus réduite que celle employée pour les deux techniques précédentes. Ainsi, les mesures réalisées à l'aide de cette technique seraient moins précises que pour les deux techniques précédentes. Pour pallier à ce défaut, l'on peut envisager de placer plusieurs ROIs dans le fond de l'image. En raison des risques d'englober des zones d'artéfacts, il ne sera souvent pas possible de disposer de plus de 4 ROI. La figure 2.8 (b) affiche un cas idéal où 4 ROIs sont

placées mais où subsiste la possibilité d'en placer plus. Qu'une ROI ou quatre soit utilisées, notons que le nombre de pixels utilisés demeurera insuffisant pour garantir une estimation précise. Suivant cette technique, le niveau de bruit ($Bruit_{fond}$ [4]) s'estimera donc comme l'écart-type des pixels ainsi sélectionnés [Kaufman et al., 1989]. Les images reconstruites en magnitudes étant souvent utilisées pour ces mesures, il conviendrait d'appliquer le facteur d'échelle de $\frac{4-\pi}{2}$ qui s'applique à la variance, en raison du changement de la loi distribution des pixels [NEMA, 2008]. Ainsi, le niveau de bruit vaudra :

$$Bruit_{fond} = \frac{\sigma(Im)_{ROIbruit}}{\sqrt{\frac{4-\pi}{2}}} \tag{2.7}$$

ou

$$Bruit_{fond^+} = \frac{\sigma(Im)_{4ROIbruit}}{\sqrt{\frac{4-\pi}{2}}} \tag{2.8}$$

si 4 régions d'intérêt sont utilisées au lieu d'une.

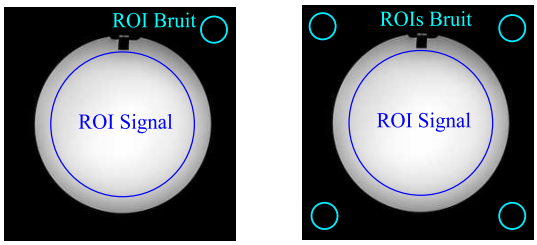


FIGURE 2.8 – *(a) Illustration de la technique de mesure du SNR basée sur l'utilisation d'une ROI du fond de l'image. (b) Illustration d'une variante de la technique avec le choix de quatre ROIs dans le fond de l'image*

Différence d'images La technique de différence d'images est souvent présentée comme une approximation de la technique de référence utilisant une série d'images multiples acquises dans des conditions identiques [Sijbers et al., 1998]. Signalons qu'une concordance a souvent été mise en évidence entre cette technique de différence et celle utilisant des acquisitions multiples [Reeder et al., 2005; Dietrich et al., 2007]. Dans le cas présent, il s'agit d'acquérir deux images avec des calibrations identiques et de calculer la matrice de bruit en soustrayant ces images. L'hypothèse sous-jacente à cette technique de mesure est que la soustraction de deux images dont les pixels sont distribués suivant une loi de Rayleigh, permet d'obtenir des données distribués suivant une loi gaussienne centrée. Nous proposons un autre exemple pratique pour vérifier cette hypothèse.

> **Exemple :** Les commandes à utiliser pour reproduire cet exercice à l'aide d'un logiciel tel que MATLAB sont similaires à ceux de l'exercice précédent. Deux matrices de données aléatoires gaussiennes sont donc générés comme précédemment et leur magnitudes sont calculés. Elles sont ensuite soustraites et les histogrammes correspondant aux trois matrices en présence sont calculées. La figure 2.9 affiche les profils centraux correspondant à ces trois matrices de données (figures de la première ligne) et leurs histogrammes (figures de la deuxième ligne). Le profils des données obtenues par soustraction de deux

4. La variante de cette technique avec 4 ROI au lieu d'une seule sera notée $Bruit_{fond^+}$

matrices originelles et leur histogramme indique qu'elles sont distribuées suivant une loi gaussienne et que leur moyenne est nulle.

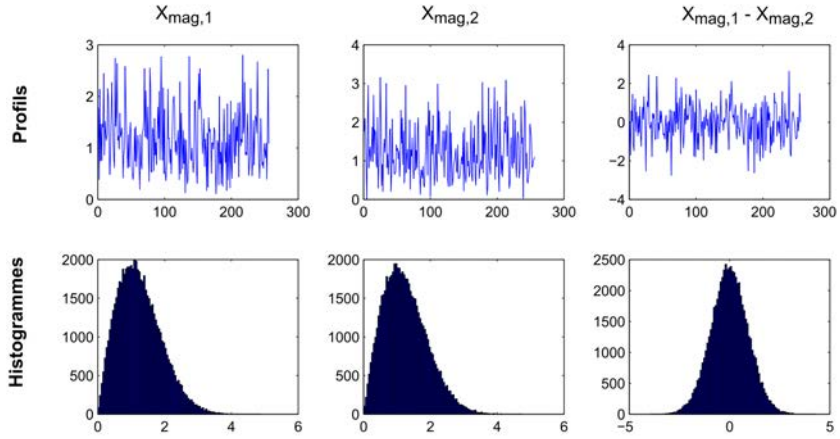


FIGURE 2.9 – *Distributions de deux matrices de données en magnitude et de leur différence : (1^{re} ligne) profils de ligne central extraits des matrices d'intérêt ; (2^{me} ligne) histogrammes associés.*

Cette soustraction de deux images acquises dans les même conditions doit donc permettre de supprimer toute inhomogénéité ou tout signal stationnaire [Sijbers et al., 1998]. Le niveau de bruit peut donc se mesurer en calculant l'écart-type des pixels d'une ROI placée sur cette image de différence (éq. 2.9). L'utilisation du facteur d'échelle décrit précédemment étant inutile en raison de la loi de distribution des pixels de l'image de différence.

$$Bruit_{diff} = \left(\frac{\sigma(I_1 - I_2)}{\sqrt{2}} \right)_{ROI} \tag{2.9}$$

Le terme $\sqrt{2}$ provient du calcul de la variance appliqué à la différence de ces deux images supposées identiques. Exploitant encore les deux images acquises, le niveau de signal s'évalue à partir de leur moyenne.

$$Signal = \left(\frac{\sigma(I_1 + I_2)}{2} \right)_{ROI} \tag{2.10}$$

Cette technique présente l'avantage d'annuler le signal stationnaire qui peut subsister entre les deux acquisitions. De même que pour la technique basée sur l'exploitation d'une série d'images, le nombre de pixels impliqué dans le calcul est suffisamment élevé pour garantir de réaliser des mesures avec moins de 2% d'erreur.

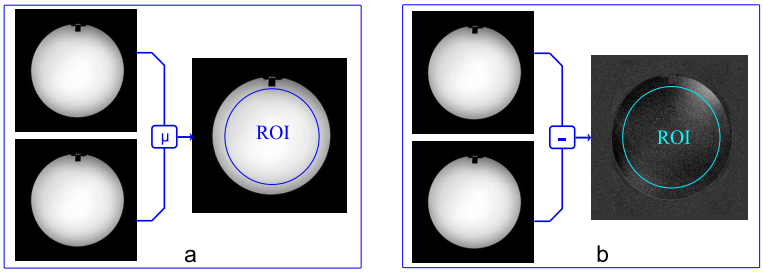


FIGURE 2.10 – *Illustration de la technique de mesure du SNR basée sur la différence de deux images acquises dans des conditions identiques. (a) Calcul de l'image de mesure du signal, (b) calcul de l'image de mesure du bruit.*

Ces différents modes de mesure réalisés à partir des images ($iSNR$) produisent des valeurs sans unité. Toutefois, il est possible de les convertir en une unité traduisant la réalité du système IRM [McRobbie, 1992, 1996]. Ainsi que l'indiquent les travaux publiés par McRobbie, cette conversion fait appel à des paramètres tels que le nombre d'excitations RF (N_{ex}), la taille du voxel (ΔV), le nombre de points acquis dans la direction de codage de phase (N_x dans notre formalisme) et la bande passante de réception par pixels ($\Delta\omega_{pix} = \frac{\Delta\omega}{N_x}$). McRobbie désigne le résultat de cette conversion par l'appellation *SNR absolu*. Cet *SNR absolu* s'exprime en $Hz^{1/2}ml^{-1}T^{-1}$ (Hertz par millilitre par Tesla) et la formule associée est la suivante :

$$aSNR = \frac{iSNR \times \sqrt{\Delta\omega_{pix}}}{\Delta V \times \sqrt{N_{ex} \times N_x}} \tag{2.11}$$

Cette section s'est ouverte sur une relation entre le signal effectif et différents paramètres dont des paramètres spécifiques aux appareils et des paramètres de séquence. De façon analogue, il existe une relation entre le bruit acquis et des paramètres tels que les ceux de la séquence. Ainsi le nombre d'excitations radio-fréquence (N_{ex}) effectuées réduira le niveau de bruit stochastique acquis par effet de moyennage. En ce qui concerne le rapport signal-à-bruit d'un voxel défini (ΔV), [Haacke et al., 1999] montre une relation de proportionnalité avec des paramètres tels que le nombre d'excitations, les dimensions de la matrice d'acquisition et la bande passante de réception $\Delta\omega$:

$$SNR_{\Delta V} \propto \Delta V \sqrt{\frac{N_{ex}N_xN_yN_z}{\Delta\omega}} \tag{2.12}$$

Limites d'action La littérature concernant l'utilisation de cette métrique pour les besoins du contrôle qualité n'offre aucun renseignement sur de quelconques limites d'action. Ceci peut s'expliquer par les dépendances existant entre le SNR et les paramètres de séquence, la dépendance à l'antenne utilisée (section 1.5.4) voire à l'intensité du champ magnétique (éqs. 1.9, 1.45). Les limites d'action doivent donc être définie en fonction du cas considéré.

L'uniformité d'images

L'évaluation de l'uniformité d'image est aussi à classer dans cette catégorie de métriques liées au signal. Cette métrique se mesure à partir de l'image d'un objet homogène et traduit donc la capacité d'un appareil à restituer un signal constant. En pratique, il s'agit de quantifier la différence entre le maximum et le minimum des pixels de l'image ou d'une certaine région de l'image. Le résultat est communément affiché en pourcentage d'uniformité. l'uniformité des images peut être principalement affectée par l'inhomogénéité des champs radio-fréquence, par les courants de Foucault ou encore par les inhomogénéités du champ magnétique statique. Dans une moindre mesure, la réponse des filtres de la chaîne de réception ainsi que des erreurs dans le traitements du signal peuvent aussi influencer cette métrique.

Différentes techniques ont été décrites dans la littérature notamment celles décrites par la NEMA [nem, b] et par l'AAPM [Price et al., 1990]. Il est important de mentionner que le document de référence produit par la NEMA à ce sujet décrit différentes techniques d'évaluation de l'uniformité

des images [nem, b]. La première, qui permet de produire une carte en niveau de gris des pourcentages d'uniformité, produit un résultat très informatif car étant visuel et quantitatif. Les deux autres techniques produisent chacune une grandeur quantitative unique représentant l'uniformité ou la non-uniformité. Dans le cadre d'une procédure de contrôle qualité à finalité de suivi périodique, les centres d'imagerie semblent être plus réceptifs à une grandeur quantitative générique plutôt qu'à une carte. En effet, il est plus facile de visualiser l'évolution temporelle d'une grandeur générique à travers un graphe ou courbe de suivi, que celle d'une carte. Nous allons donc nous intéresser principalement à ces deux dernières techniques.

De même que pour le SNR, la notion de *région de mesure* est très importante car il est pertinent de rapporter l'uniformité à une région spécifique. Par exemple, pour une image acquise en utilisant un fantôme homogène cylindrique de 40 cm de diamètre, il sera fort utile d'indiquer l'uniformité au sein de régions de 10 cm de diamètre, de 20 cm de diamètre, de 30 cm de diamètre, etc. Pour une utilisation générique, le document de référence de la NEMA indique que la taille de la ROI de mesure devrait être égale à 85% de la région produisant le signal. Les documents de l'AAPM indiquent que la taille de la ROI de mesure peut être comprise entre 75% et 80% de la taille de la région produisant le signal. Dans le cadre de ce travail, la ROI utilisée est égale à 80% de la région produisant le signal. Selon les travaux de la NEMA, cette approche basée sur l'utilisation d'une ROI unique de mesure ne sera pertinente que si l'antenne utilisée est une antenne de volume, multi-élément ou en quadrature. Lorsqu'il s'agit d'une antenne de surface multi-éléments (voir figure 1.7), Il est recommandé d'exploiter plusieurs ROI de l'image acquise [nem, a]. Une illustration de l'approche exploitant une ROI de mesure et de celle basée sur plusieurs ROI est proposée à la figure 2.11.

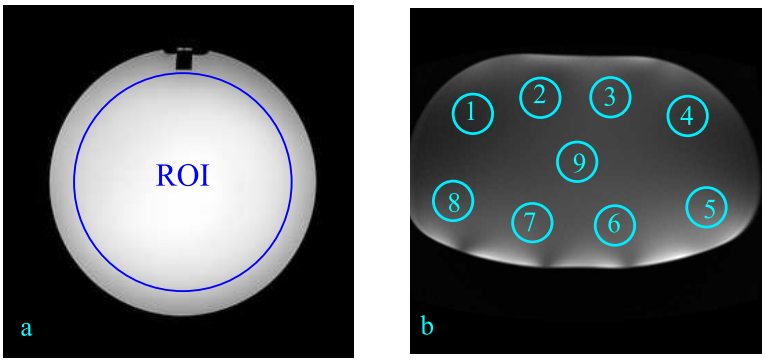


FIGURE 2.11 – *ROI de mesure pour l'évaluation de l'uniformité des images. (a) Une ROI égale à 80% de la région produisant le signal est souvent utilisée. (b) Pour des antennes de surface, il est possible d'exploiter plusieurs ROIS.*

Nos deux techniques d'intérêt pour évaluer l'uniformité d'une image I reposent sur l'utilisation des extrema des pixels dans la ROI de mesure que nous noterons I_{max} et I_{min}. L'écart des pixels, notée Δ, sera calculée comme :

$$\Delta = \frac{I_{max} - I_{min}}{2} \tag{2.13}$$

et la valeur "médiane", notée $\overline{I}$, comme :

$$\overline{I} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \tag{2.14}$$

La première technique fournira un Pourcentage de non-Uniformité d'Images (PnUI) en multipliant le rapport de $\frac{\Delta}{\bar{I}}$ par 100, ce qui pourra s'exprimer en fonction des extrema de pixels comme :

$$PnUI = 100 \times \left(\frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} \right)_{ROI} \tag{2.15}$$

La deuxième technique fournira un *Pourcentage d'Uniformité des Images* (PUI) en soustrayant le PUI de 100%, la valeur optimale. Ceci s'exprimera en fonction des extrema de pixels comme :

$$PUI = 100 \times \left(1 - \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} \right)_{ROI} \tag{2.16}$$

La méthode proposée par l'ACR pour le contrôle qualité en IRM mentionne explicitement le calcul du PUI comme métrique d'uniformité des images [ACR, 1998, 2004].

Limites d'action En utilisant une antenne volumique pour l'acquisition des images, certains travaux ont défini une limite inférieure de 80% pour le PUI, la région de mesure étant inférieure ou égale à 200 mm [Price et al., 1990]. Si l'on se réfère aux travaux publiés par l'ACR, il conviendrait de distinguer les acquisitions à 1.5T de celles à 3T. Ainsi, le manuel de contrôle qualité de l'ACR indique une limite à 90% pour les images acquises à l'aide d'une antenne "tête" volumique à 1.5T et à 82% pour celles acquises à l'aide du même type d'antenne à 3T, la région de mesure étant toujours inférieure ou égale à 200 mm [ACR, 2004].

Le Contraste

Le contraste peut se définir comme la différence d'intensité de signal entre deux régions d'une image. L'importance de cette métrique pour le contrôle qualité des appareils d'IRM vient du fait que cette modalité d'imagerie est très bien résolue en contraste. En effet, grâce à leurs temps de relaxation différents, les tissus se distinguent aisément dans les images acquises en IRM. Le véritable enjeu est d'évaluer la capacité des appareils à garantir cette différenciation en présence du bruit d'acquisition. La métrique employée à cet effet est le rapport contraste sur bruit ou *Contrast-to-Noise Ratio* (CNR). De même que le contraste est défini comme la différence d'intensité de signal entre deux régions d'image, le CNR peut se définir comme la différence de SNR entre deux régions. La structure de test nécessaire pour mesurer cette métrique doit contenir des compartiments produisant des signaux d'intensités différentes. En pratique, ceci revient à disposer de solutions avec des propriétés de relaxation différentes. Au sein de la gamme SPINSAFETY, le fantôme TO4 se prête bien à la mesure de cette métrique car elle peut accueillir des tubes contenant des substances de propriétés relaxométriques différentes. Quant au fantôme de l'ACR, un compartiment contenant une solution pondérée en T_2 y est incorporé. Rappelons que la solution principale contenue dans le fantôme est pondérée en T_1 ; l'image contenant le compartiment "T_2" fera apparaître une région de signal dont l'intensité sera différente de celle du fantôme dans sa globalité (voir figure 2.15).

De même que pour le SNR pour lequel l'évaluation du bruit peut se faire suivant différentes techniques, le CNR peut être évalué de différentes façons. Toutefois, la technique la plus utilisée se base sur l'évaluation du bruit à partir du fond de l'image telle que décrit ci-dessus et illustré

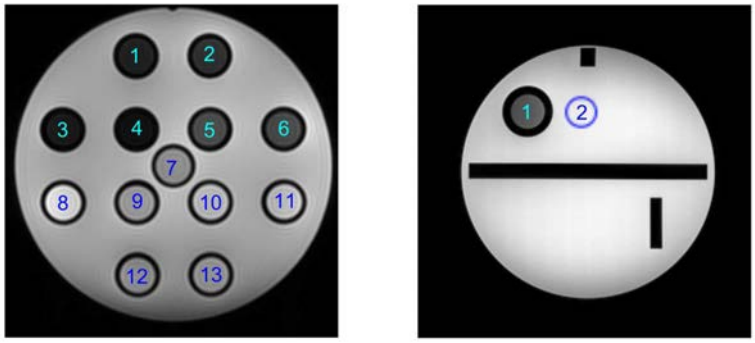


FIGURE 2.12 – *Images de structures de test de contraste : (a) image de l'objet T04 de la gamme SPINSAFETY montrant 13 régions de signal d'intensités différentes ; (b) image d'une coupe passant par le compartiment "T_2" du fantôme de l'ACR.*

par la figure 2.8. Ainsi, le CNR est communément calculé comme le rapport entre la différence de niveaux de signal de deux régions et le niveau de bruit calculé comme l'écart-type des pixels d'une ROI du fond de l'image [Hendrick et al., 1984; Haacke et al., 1999]. Sans ignorer le terme d'échelle à appliquer au calcul du niveau de bruit en raison de la loi distribution à laquelle obéissent les images en magnitude, le CNR peut se formuler comme suit :

$$CNR = \sqrt{\frac{4-\pi}{2}} \times \frac{\mu(I)_{ROI1} - \mu(I)_{ROI2}}{\sigma(I)_{ROIbruit}} \tag{2.17}$$

Dans le cas où il est possible de calculer le niveau de bruit dans chacune des régions considérées, [Hendrick et al., 1984] mentionne la formule de calcul suivante :

$$CNR = \frac{\mu(I)_{ROI1} - \mu(I)_{ROI2}}{\sqrt{Bruit(ROI1)^2 + Bruit(ROI2)^2}} \tag{2.18}$$

Pour les raisons identiques à celles évoquées pour le SNR, il n'existe pas de limites d'action établies pour cette métrique. Il faudra les définir suivant les cas considérés.

L'évaluation du *ghosting*

Le *ghosting* est un artéfact très commun en IRM ; il résulte d'erreurs de phase et se traduit par l'apparition de signaux non-pertinents dans certaines régions du champ de vue. Il s'agit de régions dans lesquels ces signaux ne devraient pas être normalement présents comme le fond de l'image. C'est le genre d'erreur qui peut subvenir dans une photographie prise sur un sujet mouvant. De façon analogue, cet artéfact intervient pendant l'imagerie d'organes mus par des mouvements physiologiques telles que la respiration ou le battement cardiaque. Ces effets dues aux mouvements physiologiques sont très bien documentés [Haacke et al., 1999; Bernstein et al., 2004]. Outre ces situations propres à la physiologie du volume d'intérêt, le *ghosting* peut aussi être induit par des défauts liés à l'instrumentation à savoir des erreurs dans le codage de phase [figure 2.14 (b)] ou encore un problème de détection en quadrature du signal [figure 2.14 (c)].

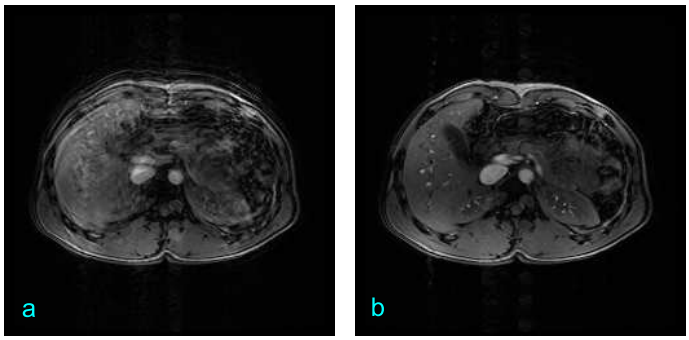


FIGURE 2.13 – *(a) Image présentant des signaux fantômes causées par le mouvement respiratoire. (b) Image abdominale présentant des signaux fantômes causées par le flux sanguin dans l'aorte.*

Structure de test La littérature renferme une description précise du type d'objet de test pouvant servir à évaluer la présence de cet artéfact [Price et al., 1990]. Il peut juste s'agir d'une structure cylindrique de diamètre relativement modeste (20 mm - 50 mm), une bouteille par exemple [figure 2.14 (a)]. Notons que ce type de structure de test peut être intégré à un ensemble, dans le cadre d'une démarche mono-objet.

Mesure de la métrique Quelque soit le type d'objet utilisé, la présence de l'artéfact s'évaluera à partir d'une ROI positionnée sur l'emplacement réel de la structure d'intérêt (*ROI Signal*) et de ROIs voisines positionnées dans la direction de codage de phase et suivant la symétrie centrale de l'image [figure 2.14 (d)]. Notons que la description de cette dernière position de ROI suppose que des marqueurs sont utilisés pour repérer la position relative de l'objet de test. Le pourcentage de *ghosting* (PG) sera calculé en utilisant les moyennes de pixels des différentes ROI :

$$PG = 100 \times \frac{\mu(ROISignal) - \mu(ROIGhost)}{\mu(ROISignal)} \tag{2.19}$$

Le fantôme TO5 de SPINSAFETY est conçu suivant ce modèle ; l'utilisation des images associées se fera suivant la description fournie ci-dessus et symbolisée par l'équation 2.19. En ce qui concerne le fantôme tête de l'ACR, il n'existe pas de structure semblable. A la place, il est recommandé d'utiliser les mêmes images que pour le SNR et le PUI. Dans ce cas, le pourcentage PG se calculera en utilisant la région centrale de signal, une région dans le fond de l'image et une troisième ROI positionnée dans l'axe de l'image suivant la direction de codage de phase [figure 2.14 (e)]. L'expression analytique associée est la suivante :

$$PG = 100 \times \frac{\mu(ROIGhost) - \mu(ROIFond)}{\mu(ROISignal)} \tag{2.20}$$

L'on notera que la première approche semble plus appropriée à cette métrique car elle permet de réaliser l'évaluation des deux sources potentielles de *ghosting* indiquées ci-dessus. Cette approche permet aussi d'intégrer un grand nombre de pixels dans la mesure, ce qui améliore sa précision statistique.

Limites d'action Quelque soit l'approche utilisée pour quantifier le *ghosting*, la limite supérieure indiquée dans la littérature est de 5% [Price et al., 1990; ACR, 2004].

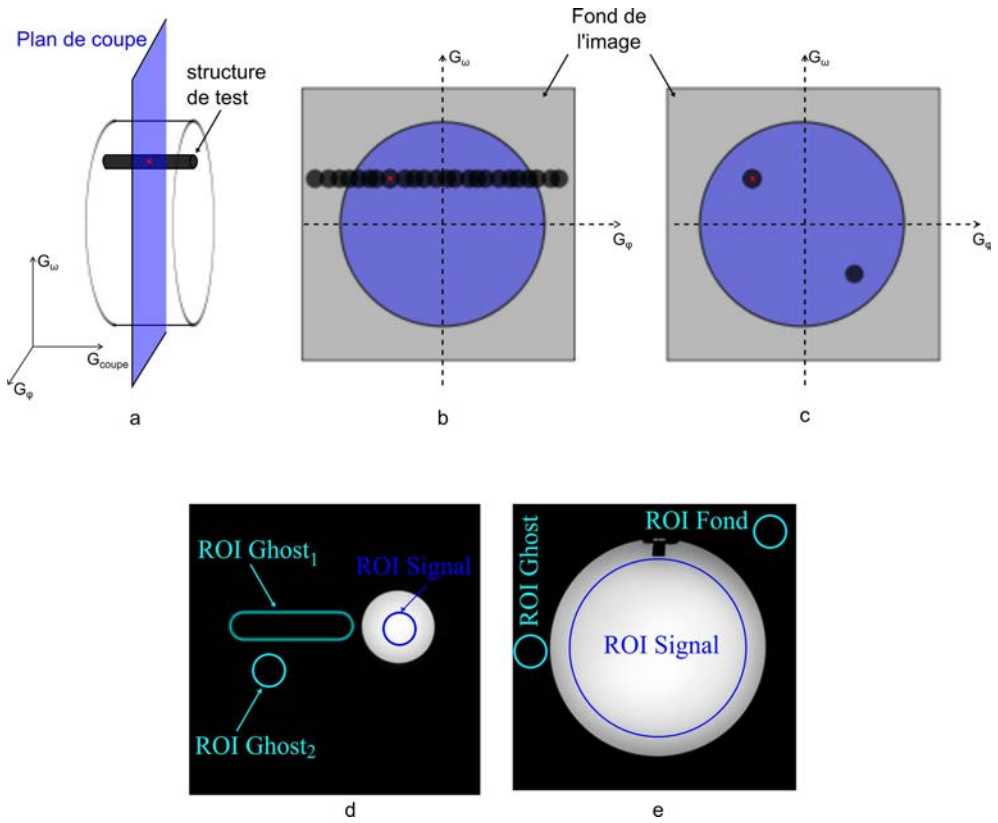


FIGURE 2.14 – *(a) Type de structure de test utilisée pour l'évaluation du ghosting. (b) Effets d'erreurs de phase sur le codage spatial de l'image ; les signaux fantômes sont présents le long de la direction de codage de phase (G_ϕ). (c) Effets d'erreurs dans la détection en quadrature. (d) Image du fantôme TO5 montrant les différentes ROI utilisées pour l'évaluation du ghosting : $ROIGhost_1$ sera dédiée à évaluer les erreurs de phase liées au codage spatiale et $ROIGhost_2$ aux erreurs liées à la détection du signal. (e) Image du fantôme de l'ACR montrant la position des différentes ROI utilisées pour évaluer le niveau de ghosting.*

2.3.2 Les métriques géométriques

Dans cette catégorie peuvent se classer les métriques telles que la précision géométrique, la précision de l'épaisseur de coupe, la précision de position de coupe et la résolution spatiale. Chacune de ces métriques est associée à un type de structure de test particulier.

La précision géométrique

Le test de précision géométrique, encore appelé test de linéarité géométrique, a pour but d'évaluer le niveau des déformations géométriques présentes dans les images. Rappelons que la notion de déformations géométriques a été abordée à la section 1.5, avec une mise en relation entre déformations géométriques et des paramètres tels que le champ magnétique principal et les gradients. Il peut s'agir de déplacement de points de l'image [figure 2.15 (b)], de changement d'échelle [figure 2.15 (c)] ou encore d'une combinaison des deux évènements [figure 2.15 (d)].

Dans le cadre du suivi périodique des appareils d'IRM, il s'agira d'évaluer le pourcentage de déformation globale (δD) des images en comparant les dimensions mesurées sur l'image (D_{mes}) aux

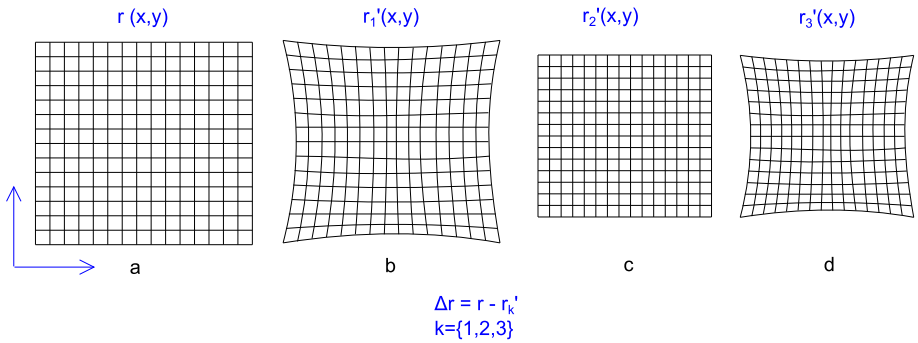


FIGURE 2.15 – *Illustration de déformations géométriques. (a) forme normale ; (b) déplacement de points ; (c) changement d'échelle ; (d) combinaison des deux types de distorsions*

dimensions réelles du fantôme (D_{rel}) :

$$\delta D = 100 \times \left| \frac{D_{rel} - D_{mes}}{D_{rel}} \right| \tag{2.21}$$

Une simple opération de soustraction permettra de traduire ces pourcentages de déformation en terme de précision géométrique des appareils :

$$Prec_{Geo} = 100 \times \left(1 - \frac{D_{rel} - D_{mes}}{D_{rel}} \right) \tag{2.22}$$

De part la nature tomographique de l'IRM, il conviendrait de réaliser l'évaluation de précision géométrique dans chacun des trois plans de référence en imagerie médicale. Ceci nécessiterait d'acquérir les images dans ces trois plans et rendrait la procédure de contrôle qualité chronophage. En pratique, il faudra opter pour une alternative permettant d'avoir une évaluation de la précision géométrique en tenant compte des trois orientations des gradients.

Structure de test Pour une procédure de contrôle qualité suivant une approche mono-objet, par exemple celle de l'ACR, la mesure des dimensions du fantôme se fera prioritairement dans un plan dédié indiqué par une structure particulière telle que la grille qui est insérée dans le plan médian du fantôme ACR [figure 2.3 (a)]. La longueur et le diamètre du fantôme (valeurs réelles respectives 148 mm et 190 mm) seront ainsi mesurées à partir des images acquises. Dans le cas d'une procédure multi-objet basée sur les objets de la gamme SPINSAFETY®, le fantôme TO2 (voir figure 2.2) est dédié à cette mesure. La précision géométrique est évaluée à partir de la mesure des dimensions du contenant cylindrique et d'une structure carrée incorporée dans le fantôme. L'on notera que les deux structures internes susmentionnées (la grille de 144 mm de coté pour le fantôme ACR, le carré de 172.5 mm de diagonale pour le TO2) peuvent très bien se prêter à l'évaluation de distorsion du type de changements d'échelle des images.

Limites d'action Price et al. indique une limite de distorsions de $\pm 5\%$ pour une région de mesure supérieure à 250 mm. Pour une région de mesure inférieure ou égale à 250 mm, l'ACR mentionne une limite égale à $\pm 2mm$ sur les dimensions mesurées dans les images [ACR, 1998, 2004]. Ceci équivaut à une tolérance de $\pm 1\%$ sur le diamètre et de $\pm 1.3\%$ sur la longueur du fantôme. Traduite en terme de précision géométrique, la limite inférieure acceptable sera donc de 98% pour un champ de mesure $\leq$ 250 mm et de 95% pour une région de mesure $\geq$ 250 mm.

La précision d'épaisseur de coupe

L'épaisseur de coupe représente l'épaisseur de la région, suivant la direction de sélection de coupe ($\vec{z}$ dans l'exemple de la section 1.2.1), qui contribue au signal formant l'image. Ainsi que le montre le chapitre précédent, l'épaisseur d'une coupe excitée est liée à l'impulsion RF et à l'amplitude du champ de gradient appliqués. Sa définition analytique est liée à la notion de profil de coupe, un profil de coupe pouvant être défini comme la réponse d'un appareil à un point source en mouvement dans le plan de reconstruction. Le profil de coupe est donc assimilable à la fonction d'étalement du point ou *Point Spread Function* (PSF). L'épaisseur d'une coupe se définit analytiquement comme la largeur à mi-hauteur du profil associé.

Structures de test - techniques de mesure La mesure de l'épaisseur de coupe nécessite d'utiliser des structures de test adaptées dont différents types ont été proposés dans la littérature [Price et al., 1990; Lerski, 1993; NEMA, 2010]. Ces structures de test conditionnent la technique de mesure de l'épaisseur de coupe. Il s'agit des structures de type *cales* associées à la technique dite des cales et des structures de type *rampes de signal* lesquelles sont associées à la technique des rampes de signal. La technique des cales exploite les profils d'image acquis sur des cales solides ne produisant pas de signal et inclinés d'un angle α par rapport au plan de coupe. Le profil de signal sera obtenu en calculant la dérivée première du profil d'image passant par la cale. L'épaisseur de coupe sera ensuite mesurée en divisant la largeur à mi-hauteur du profil, en mm (L_{mm}), par la tangente de l'angle d'inclinaison de la cale [figure 2.16 (a)]. Cette technique nécessite donc une opération mathématique qu'est la dérivée et l'on parlera de mesure indirecte de l'épaisseur de coupe. Quant à la technique des rampes de signal, des lames d'épaisseur très fines ($\leq 1mm$) peuvent fournir directement un profil de coupe dont la largeur à mi-hauteur convertie en mm (L_{mm}) servira à mesurer l'épaisseur de coupe [figure 2.16 (b)]. Quelque soit la technique, l'épaisseur de coupe sera obtenue comme suit :

$$EC = \frac{L_{mm}}{\tan(\alpha)} \tag{2.23}$$

Tel que rapporté par une étude comparative issue de la littérature, ces deux techniques présentent chacun un avantage et un inconvénient l'un par rapport à l'autre [Lerski, 1989]. En effet, la technique des cales implique un post-traitement qui peut se révéler fastidieux alors que la technique des rampes de signal permet une mesure directe de l'épaisseur de coupe à partir des images. Cet avantage de la technique des rampes implique qu'elle peut être intégrée dans une procédure de contrôle qualité applicable partout et sans exception. En revanche, la technique des rampes de signal ne permet pas de mesurer des épaisseurs de coupe inférieures à 2 mm alors qu'aucune limitation de ce type n'existe pour la technique des cales [Lerski, 1989]. En raison du paradigme actuel, l'IRM tendrait de plus en plus vers des épaisseurs de coupe millimétriques voire sub-millimétriques. Néanmoins, cette limitation de la technique des rampes ne rend pas rédhibitoire son utilisation dans une procédure de contrôle qualité adaptée à tout centre d'IRM. En effet, dans le cadre d'une procédure de contrôle qualité, l'épaisseur de coupe est un paramètre qui peut être raisonnablement fixé à des valeurs supérieures à 2 mm. Il est intéressant de souligner que l'étude de [Lerski, 1989] a contribué à définir l'épaisseur optimale pour les lames utilisées dans la technique des rampes de signal ($\leq 1mm$) sur la base d'une relation entre la tailles des lames associées et les erreurs de mesures.

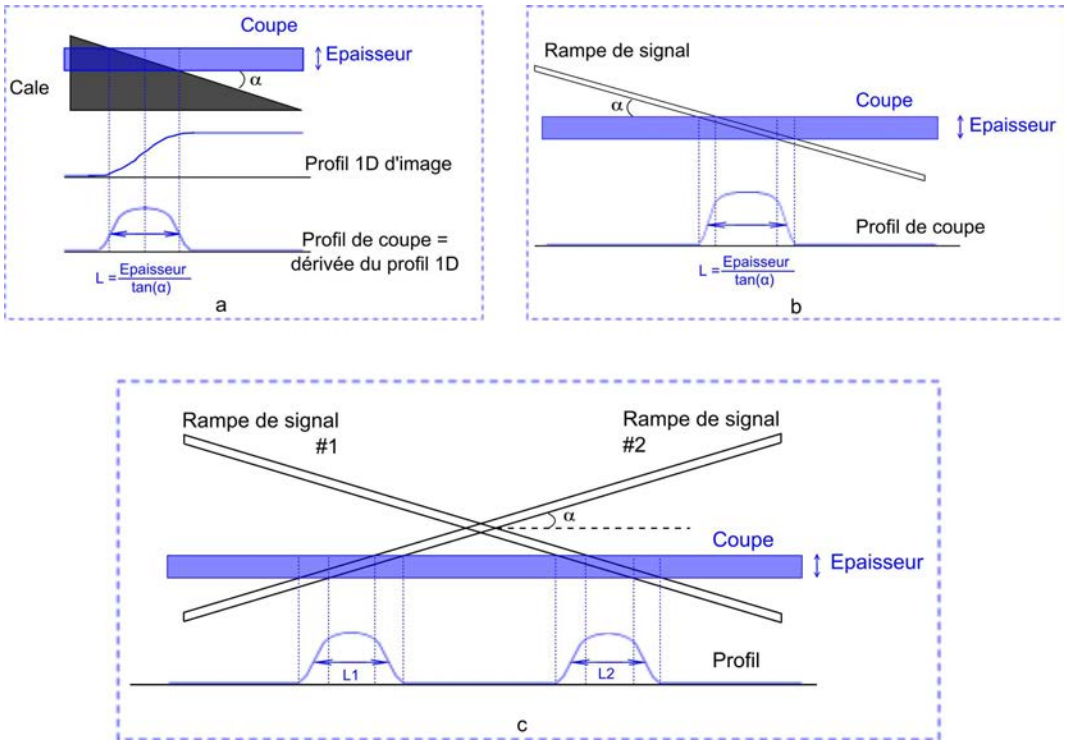


FIGURE 2.16 – *Illustration des mesures de l'épaisseur de coupe suivant (a) la technique des* cales *(b) et la technique des* rampes de signal. *(c) Deux rampes de signal sont incorporées dans le fantôme dans le plan coronal de l'ACR ; elles sont donc perpendiculaires au plan d'acquisition, le plan transverse. Les deux largeurs à mi-hauteur L1 et L2 seront utilisées pour mesurer l'épaisseur de coupe.*

Les éléments nécessaires à l'utilisation de ces deux techniques de mesure, à savoir des cales et de rampes de signal, sont intégrés dans le fantôme TO2 de la gamme SPINSAFETY®. Quant au fantôme de l'ACR, il n'est équipé que de rampes de signal ce qui permet l'utilisation exclusive de la technique des rampes de signal. La structure de test correspondante est un bloc de plexiglas comportant deux fentes fines croisées qui produisent des rampes de signal. Il importe de souligner que l'utilisation de deux structures (deux cales ou deux rampes croisées suivant la disposition de la figure 2.16 c)) permet de minimiser les erreurs de mesure potentiellement liées à une inclinaison du fantôme, ainsi que le démontrent les travaux publiés par la NEMA à ce sujet [NEMA, 2010]. Comme l'indique les illustrations de la figure 2.16, la mesure finale de l'épaisseur de coupe requiert de connaitre l'angle d'inclinaison (α) des cales ou des rampes. En pratique cette information ne sera que très rarement divulguée par les fabricants des fantômes, ceux-ci privilégiant l'option de communiquer une relation empirique entre la largeur à mi-hauteur mesurée et l'épaisseur de coupe supputée. Ainsi, le guide d'utilisation des fantômes de la gamme SPINSAFETY® n'indique pas de valeur pour l'angle d'inclinaison α mais stipule plutôt que l'épaisseur de coupe sera obtenue en divisant la largeur à mi-hauteur par 2.

$$EC = \frac{L_{mm}}{2} \tag{2.24}$$

Quant au manuel d'utilisation du fantôme tête de l'ACR, il ne mentionne pas non plus l'angle α mais indique que l'épaisseur de coupe sera obtenue en utilisant une formule combinant les deux largeurs

à mi-hauteur en mm $L1_{mm}$ et $L2_{mm}$ [ACR, 2004, p. 98] :

$$EC = 0.2 \times \frac{L1_{mm} \times L2_{mm}}{L1_{mm} + L2_{mm}} \tag{2.25}$$

Cette approche peut se comprendre à l'aune de la volonté de ces institutions de vulgariser les techniques de mesure des métriques de contrôle qualité. L'erreur absolue commise sur l'épaisseur de coupe par un appareil d'IRM peut donc être évaluée en confrontant l'épaisseur de coupe mesurée dans l'image (EC_{mes}) à la valeur prescrite (EC_{rel}) :

$$\delta EC = 100 \times \left| \frac{EC_{mes} - EC_{rel}}{EC_{rel}} \right| \tag{2.26}$$

De même que pour la précision géométrique, la précision de l'épaisseur de coupe pourra être évaluée en soustrayant cette erreur de la valeur 100% :

$$Prec_{EC} = 100 \times \left(1 - \left| \frac{EC_{mes} - EC_{rel}}{EC_{rel}} \right| \right) \tag{2.27}$$

Limites d'action Les premiers travaux de l'AAPM indique la valeur de $\pm 1mm$ pour des coupes d'épaisseur supérieure à 5 mm. Selon les recommandations de l'ACR, la limite de tolérance devra être de $\pm 0.7mm$ pour une prescription d'épaisseur de coupe égale à 5 mm. Cette valeur correspond à une tolérance sur la précision de l'ordre de $\pm 14\%$.

La précision de position de coupe

La position de coupe peut se définir comme l'emplacement du milieu de la coupe *i.e.* le milieu de largeur à mi-hauteur du profil de coupe. De même que l'épaisseur de coupe, la position d'une coupe est fortement liée au gradient de champ magnétique utilisée pour la sélection. Notons que sa précision peut tout aussi être affectée par des facteurs extrinsèques telles que les erreurs de manipulation pendant le positionnement des plans de coupes ou encore une inclinaison de la table d'examen. En ce qui concerne le contrôle qualité, l'évaluation de la précision de position de coupe est un indicateur de qualité pour la calibration des gradients.

Structures - techniques de mesure Les structures utilisées pour mesurer l'épaisseur de coupe peuvent aussi servir à évaluer la précision de la position de coupe. D'autres types de structures de test ont été rapportées dans la littérature, notamment les tiges croisées qui sont intégrées au sein du fantôme T03 de SPINSAFETY® [Price et al., 1990; Lerski and De Certaines, 1993]. Ces tiges fixes s'intersectent suivant un angle θ et servent de repère pour le positionnement de coupes. Dans une acquisition multi-coupes, si une première coupe est positionnée à l'intersection des tiges, la suivante devrait être située à une distance définie par l'espacement inter-coupe (Esp_{rel}) qui est prescrit avec les autres paramètres d'acquisition (TR, TE, FOV, ...). Dans les images associées à ces coupes la distance entre les deux tiges pourra être mesurée (d) et, en appliquant des règles de trigonométries impliquant l'angle de croisement des tiges (θ), il sera possible de calculer l'espacement inter-coupe (Esp_{mes}) :

$$Esp_{mes} = \frac{d}{2} \times \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \tag{2.28}$$

Une illustration de cette technique est fournie à la figure 2.17 (a). La précision de position de coupe sera évaluée en confrontant la valeur mesurée à la valeur prescrite :

$$\delta PC = 100 \times \frac{Esp_{mes} - Esp_{rel}}{Esp_{rel}} \tag{2.29}$$

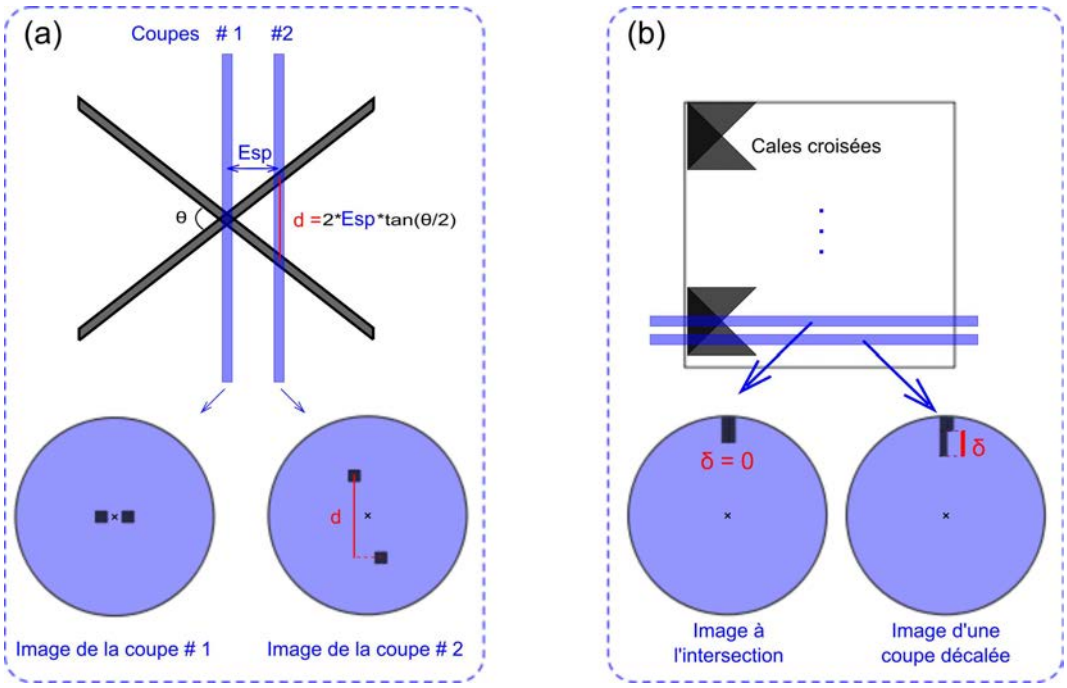


FIGURE 2.17 – *Illustration de l'évaluation de la position de coupe suivant (a) la techniques des tiges croisées et (b) celle des cales.*

Contrairement aux fantômes de la gamme SPINSAFETY®, le fantôme tête de l'ACR ne contient pas ce type de structure. A la place l'évaluation de la précision sur la position de coupe se fait à partir de cales croisées ($\theta = 90°$) disposées dans le plan sagittal du fantôme. Dans ce cas, le plan de coupe d'intérêt doit être orthogonal à celui des cales. Si une coupe est parfaitement placée à l'intersection des cales, les formes correspondantes seront de taille égales dans l'image. Dans le cas où la coupe est effectivement positionnée à l'intersection des cales et que les images indiquent un décalage substantiel (δ) entre les formes correspondantes, il s'agira d'un manque de précision dans la position de coupe [figure 2.17 (b)]. Cette technique est relativement simple à implémenter car elle ne nécessite pas forcément d'acquérir plusieurs coupes et ne requiert pas d'opérations autres que la soustraction des longueurs des deux cales mesurées dans les images.

$$\delta PC = L_{cale1} - L_{cale2} \tag{2.30}$$

Limites d'action En utilisant la technique des tiges croisées, il est convenu que la limite de tolérance sur l'écart de position de coupe doit être de $\pm 2mm$ [Price et al., 1990; Lerski and De Certaines, 1993]. Cette valeur comprend la marge d'erreur qui peut être due au positionnement des coupes. Quant à la technique promue par l'ACR, la limite de tolérance, incluant la marge d'erreur liée à l'opérateur, est de $\pm 4mm$. En excluant les erreurs éventuelles liées aux opérateurs (mauvais alignement du fantôme, mauvais positionnement des coupes), un manque de précision dans la po-

sition des coupes peut être liée à des non-uniformité de champs (gradient ou impulsion d'excitation).

La résolution spatiale

La résolution spatiale ou résolution spatiale à haut contraste est une mesure de la capacité d'un appareil d'imagerie à discriminer des structures présentes dans les images. Dans le chapitre précédent, nous avions indiqué que la résolution spatiale est intrinsèquement limitée par le champ de vue et la taille de la matrice d'acquisition (section 1.2.2, éq. 1.28). Pour les besoins du contrôle qualité, l'on ne cherchera donc jamais à quantifier des résolutions inférieures à cette limite intrinsèque. En traitement d'image, la résolution spatiale s'évalue à partir d'outils comme la fonction d'étalement du point (PSF), de la fonction d'étalement de ligne (*Line Spread Function* (LSF)) ou encore de la function de transfert de modulation (*Modulation Transfer Function* (MTF)). En imagerie, ils ont été introduits depuis les années 1970 et sont depuis utilisés dans la plupart des modalités d'imagerie médicale [Rossmann, 1969; Judy, 1976]. La PSF peut se définir comme la réponse d'un dispositif d'imagerie à une source ponctuelle [figure 2.18 (a)]. La largeur à mi-hauteur de cette réponse permettra de définir la capacité de l'appareil d'imagerie à discriminer deux sources voisines [figure 2.18 (b)].

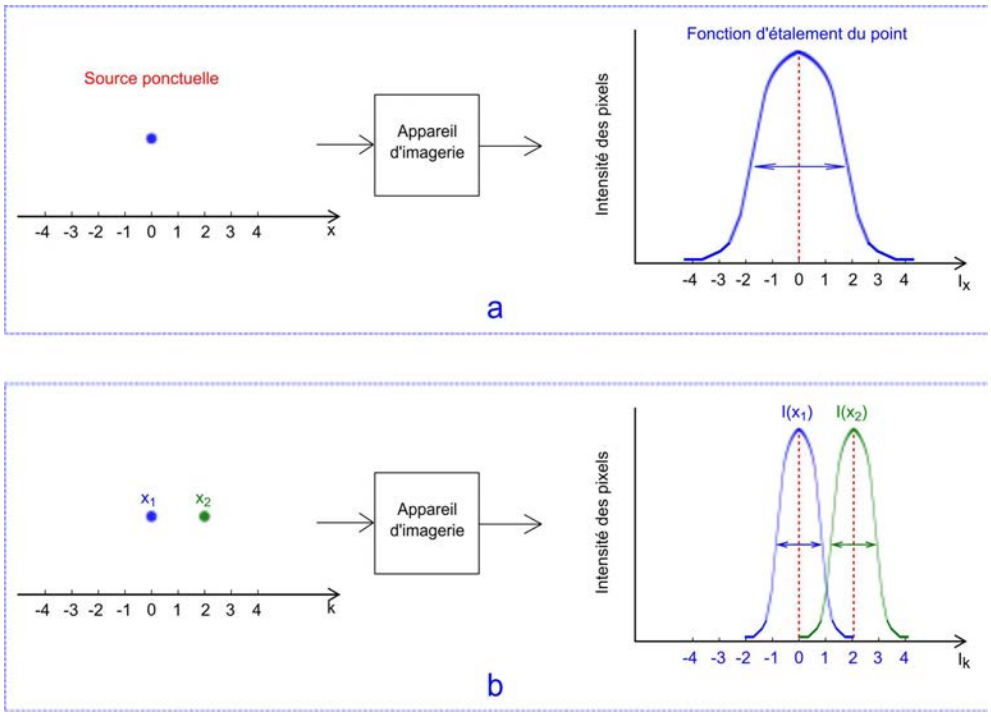


FIGURE 2.18 – *(a) Illustration de le fonction d'étalement du point (PSF). (b) La résolution spatiale est définie par la largeur à mi-hauteur de cette function d'étalement.*

Par ailleurs, ces outils peuvent se définir les uns à partir des autres. En effet, la LSF peut être obtenue par une intégration de la PSF et la MTF peut être obtenue à partir de la transformée de Fourier de la LSF. Si l'évaluation de la résolution spatiale par le biais de la LSF renvoie un résultat en *mm*, la MTF fournira la résolution spatiale en *paires de lignes par mm*.

Structures de test La mise en œuvre de ces techniques nécessite d'avoir des structures de test adaptées lesquelles sont incorporées dans les fantômes. C'est notamment le cas des paires de lignes intégrées dans les fantômes MAGPHAN® et qui permettent d'exploiter la MTF [Goodenough, 2001]. Les blocs carrés insérés dans le TO2 de la gamme SPINSAFETY® permettent d'utiliser la LSF et la MTF pour évaluer la résolution spatiale [Lerski, 1993].

Cependant, ces techniques se révèlent relativement complexes à mettre en œuvre dans le cadre de procédures de contrôle qualité, ce qui peut constituer un frein à la réalisation des contrôles. De plus, les structures de type "paires de ligne" peuvent pâtir de la présence d'artéfacts comme ceux liés à la troncature pendant la transformation de Fourier (*Ringing*). Pour remédier à ces situations, des techniques basées sur une évaluation visuelle ont donc été introduites [Price et al., 1990]. Un fantôme de résolution adapté à une évaluation visuelle peut être composée de réseaux réguliers de trous de différents diamètres (*e.g.* de 0.5 mm à 2 mm) creusés dans un bloc de plexiglas [figure 2.19 (a)]. Pour l'évaluation, il s'agira donc de relever la plus petite taille de de trou observable dans les images, tout en gardant à l'esprit la limitation intrinsèque liée aux paramètres d'acquisition choisis (FOV, matrice). Ce type de structure est intégré dans le fantôme tête de l'ACR sous la forme de trois réseaux de trous de diamètres successifs 1.1 mm, 1.0 mm et 0.9 mm [figure 2.19 (b)]. La disposition typique de ces trous de résolution permet de réaliser l'évaluation dans les directions de codage de phase et de codage de fréquence.

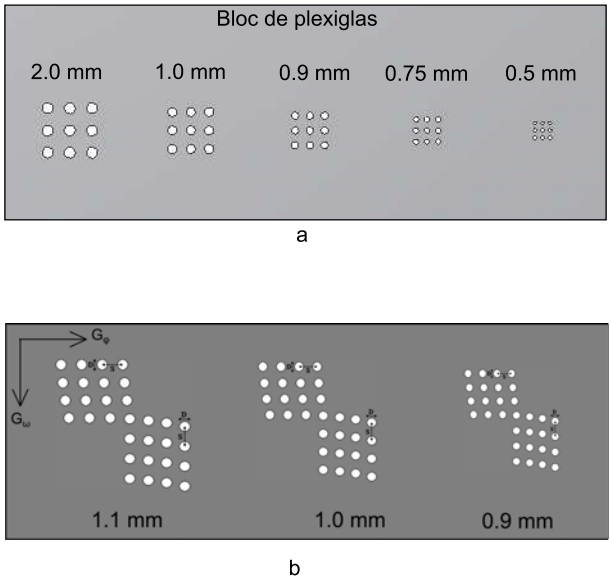


FIGURE 2.19 – *(a) Type de structure de test utilisée pour une évaluation visuelle de la résolution spatiale. (b) Illustration de la structure de résolution spatiale insérée dans le fantôme de l'ACR. Les trous situés sur le réseau supérieur gauche sont dédiés à l'évaluation de la résolution spatiale suivant la direction de codage de phase(G_ϕ) ; les trous du réseau inférieur droit sont dédiés à l'évaluation de la résolution spatiale suivant la direction de codage de fréquence (G_ω).*

Limites d'action La tolérance sur cette mesure sera indiquée par la résolution spatiale prescrite. Par exemple pour un champ de vue fixé à 250 mm et une matrice d'acquisition de 256×256, la résolution spatiale prescrite est de 0.97 mm. L'on s'attendra donc à relever une résolution spatiale sensiblement égale à 1 mm, l'impossibilité d'atteindre cette valeur pouvant être considéré comme

un critère d'alerte. Soulignons que d'éventuelles erreurs de précisions géométriques auront un impact certain sur la résolution spatiale. Dans une telle situation la calibration des gradients et/ou l'inhomogeneité du champ magnétique principal devront être scrutées. Par ailleurs, les problèmes de résolution spatiale peuvent aussi être associés à une mauvaise compensation des courants de Foucault [Haacke et al., 1999].

2.3.3 Les métriques liées à la RMN

En ce qui concerne la RMN, le contrôle qualité porte sur la précision et la reproductibilité de mesure des temps de relaxation (T_1, T_2). L'importance croissante des temps de relaxation pour le diagnostic clinique peut se comprendre à l'aune de l'essor de l'imagerie quantitative. En effet, la propension des temps de relaxation à dépendre de pathologies est à l'origine de l'utilisation clinique des IRM, ainsi que nous l'avons indiqué au début du chapitre 1 [Damadian et al., 1974]. De nos jours, la gamme d'applications cliniques pour lesquels la quantification de ces temps permet un diagnostic s'élargit, ainsi que le montre la revue de la littérature réalisée par [Cheng et al., 2012]. Il convient de signaler que le contraste décrit dans la section 2.3.1 peut aussi être classé dans cette catégorie car il est régi par les temps de relaxation et par la densité de protons. En raison de sa technique de mesure, nous avons choisi de la faire figurer dans la catégorie des métriques liées au signal.

Pour les besoins du contrôle qualité, le fantôme-type destiné à la mesure des temps de relaxation est un tube contenant une solution aqueuse ou un gel et dont les valeurs des temps de relaxation sont déterminées à l'avance [Project, 1988; de Certaines et al., 1993]. Parmi les fantômes de la gamme SPINSAFETY, le fantôme TO4, formé d'un réceptacle cylindrique pouvant accueillir 13 tubes remplis de solutions aqueuses, permet de réaliser ces mesures (figure 2.20). L'utilisation de plusieurs tubes s'explique par l'intérêt de disposer d'une gamme de temps T_1, T_2 correspondant à une réalité physiologique [Walker et al., 1988; Price et al., 1990] :

$100 \text{ ms} < T_1 < 1500 \text{ ms}$
$50 \text{ ms} < T_2 < 400 \text{ ms}$

Ces différentes valeurs des temps de relaxations sont obtenues par modification de la concentration des substances ioniques paramagnétiques qui rentrent dans la fabrication des gels [Walker et al., 1989]. Suite aux premiers travaux du projet EUROSPIN, la fabrication des objets a été transférée à la société écossaise Diagnostic Sonar Ltd. De nos jours, cette société commercialise un fantôme avec 18 tubes remplis de gels d'agarose avec une gamme de temps de relaxation fidèle à la gamme originelle. La littérature disponible pour les temps de relaxation indique qu'ils dépendent de facteurs extrinsèques comme la température [Madsen and Fullerton, 1982; Lerski and De Certaines, 1993] ou l'intensité du champ magnétique [Bottomley et al., 1984]. La calibration de ces fantômes est donc toujours subordonnée à l'intensité du champ magnétique. Le préalable pour évaluer la précision et la reproductibilité des temps de relaxation est de les mesurer. Différentes techniques ont été rapportées dans la littérature et ce sujet est en constante évolution. Le lecteur intéressé pourra se référer aux références bibliographiques suivantes [Mewton et al., 2011; Cheng et al., 2012; Clique et al., 2013]. L'on pourra aussi se référer au chapitre 22 de [Haacke et al., 1999] dans lequel les techniques de quantification des temps de relaxation sont parfaitement expliquées. En bref, les dépendances du signal d'écho de spin en fonction de ces temps de relaxation et de la densité de spin permet d'appréhender



FIGURE 2.20 – *Fantôme utilisé pour contrôler les capacités relaxométriques des appareils d'IRM. Le réceptacle cylindrique accueille 13 tubes remplis de gel dont les temps de relaxation sont mesurés.*

les techniques de mesure. Pour rappel, ces relations ont été explicitées au chapitre 1. En intégrant les paramètres d'acquisition tels que le temps de répétition TR et le temps d'écho TE, l'on peut réécrire le signal RMN à acquérir comme suit :

$$\rho(TR, TE) = \rho_0 \exp\left(-\frac{TE}{T_2}\right)\left(1 - \exp\left(-\frac{TR}{T_1}\right)\right) \tag{2.31}$$

En raison des propriétés mathématiques de la fonction exponentielle, il sera possible de déduire la valeur des temps de relaxation si les paramètres d'acquisition sont judicieusement choisis. Ainsi, une approximation acceptable du signal en fonction de la densité de spin peut être obtenue si un TR relativement long (*e.g.* $TR \approx 5 \times T_1$) et un TE relativement court (*e.g.* $TE \approx 10^{-3} \times T_2$) sont choisis :

$$\rho(TR >> T_1, TE << T_2) \approx \rho_0 \tag{2.32}$$

Une approximation du signal en fonction du temps de relaxation longitudinale T_1 peut être obtenue si le TR est choisi relativement court ($TR \approx 10^{-3} T_1$) ainsi que le TE ($TE \approx 10^{-3} \times T_2$) :

$$\rho(TR << T_1, TE << T_2) \approx \rho_0 \frac{TR}{T_1} \tag{2.33}$$

De même, une approximation du signal en fonction du temps de relaxation transversale T_1 peut être obtenue si le TR est choisi relativement long et que le TE est de l'ordre du T_2 supputé (TE $\approx T_2$) :

$$\rho(TR >> T_1, TE \approx T_2) \approx \rho_0 \exp\left(-\frac{TE}{T_2}\right) \tag{2.34}$$

En combinant ces trois équations l'on pourra aisément déduire les temps de relaxations. Ceci suggère qu'en trois acquisitions les temps de relaxation peuvent être calculés. Cependant Haacke et al. montre qu'une telle approche génère des erreurs de mesure qui ne sont partiellement compensées que si l'on choisi des paramètres de séquence excessivement long. Sachant que la durée de l'acquisition est subordonnée à la valeur du TR, cette approche apparait inadaptée pour les besoins du contrôle qualité.

Dans la pratique courante du contrôle qualité, la technique la plus répandue pour mesurer le T_1 exploite des images en écho de spin acquises à différents TR. Cette approche permet d'échantillonner la courbe de repousse de l'aimantation longitudinale décrite dans la section 1.1.4. Cependant, elle peut être chronophage suivant l'échantillonnage de la courbe *i.e.* le nombre d'images acquises. Une alternative plus rapide consiste à utiliser des acquisitions en inversion-récupération associée à l'écho de spin rapide. En ce qui concerne la mesure pratique du T_2, de multiples images en écho de spin acquises à des TE différents sont utilisés. Le calcul final du T_1 (respectivement du T_2) nécessite d'effectuer une régression exponentielle des images acquises aux différents TR (respectivement TE).

De même que pour quelques métriques présentées ci-dessus, la précision sera évaluée en confrontant les valeurs mesurées aux valeurs réelles *i.e.* celles issues de la calibration réalisée lors de la fabrication du fantôme :

$$Prec_{T_{1,2}} = 100 \times \left| \frac{T_{1,2,mes} - T_{1,2,reel}}{T_{1,2,reel}} \right| \tag{2.35}$$

2.4 Synthèse

En somme deux approches peuvent être envisagées pour réaliser un suivi périodique global des appareil d'IRM : une approche mono-objet et une approche multi-objet, chacune recélant d'avantages et d'insuffisances. L'on peut penser à l'avantage en terme de gain de temps que l'approche mono-objet semble avoir sur celle multi-objet. L'on peut aussi penser à l'avantage en nombre de métriques que l'approche multi-objet semble avoir sur celle mono-objet. En guise de synthèse, nous proposons une revue de la littérature qui permet de jeter un éclairage édifiant sur ces points. En effet différentes études de faisabilité ont été publiées depuis l'introduction du contrôle qualité en IRM. Grâce au suivi de 17 appareils de gammes et de marques différentes réalisé pendant 8 ans, McRobbie and Quest a montré la prépondérance de métriques liées au signal, comme le SNR, et de métriques géométriques, comme la précision géométrique, pour détecter des dérives de performance. A l'opposé les tests de résolution spatiale à bas ou à haut contraste ne semblent pas du tout refléter des changements de performance des appareils. Il convient également de mentionner Ihalainen et al. dont l'étude, suivant une approche multi-objet, a porté sur 6 appareils avec la prise en compte de 11 métriques. Cette dernière étude permet aussi de se rendre compte de la très faible sensibilité de métriques telles que l'évaluation du *ghosting* ou encore la résolution spatiale.

Cette étude a le mérite d'être objective quant à la nature chronophage de procédures de tests basées sur une approche multi-objet, ainsi qu'une partie de sa discussion le stipule [Ihalainen et al., 2004]. Il convient de noter l'importance de mesurer des métriques liées à la RMN telle que le relève ce travail. Toutefois, les différents auteurs s'accordent sur le caractère non-systématique d'inclure ces métriques dans des routines de suivi global périodique notamment en raison du temps qui peut être requis pour les mesurer [Firbank et al., 2000; Ihalainen et al., 2004; Chen et al., 2004]. L'étude publiée par Firbank et al. abonde en ce sens en observant que les métriques liées à la RMN semblent plus tenir un rôle majeur dans une procédure de contrôle spécifique que dans une démarche de suivi global des appareils. Dans un registre différent, Chen et al. indique qu'une approche mono-objet présente l'intérêt d'allier le gain de temps et l'utilisation d'une panoplie satisfaisante, non forcément exhaustive, de métriques pour réaliser un suivi générique des appareils. Cette observation semble être partagée [Di Nallo et al., 2006]. En effet, l'étude publiée par Di Nallo et al. souligne l'importance

pour une routine de suivi d'incorporer un nombre limité de métriques avec un compromis acceptable entre la durée d'exécution et la pertinence des mesures. Les argumentation et contre-argumentation proposées par [Sobol et al., 2008] vont aussi dans le sens de tenir compte de ce compromis dans l'élaboration des procédures de suivi d'appareils d'IRM.

Si la nécessité de réaliser un suivi générique des appareils est unanimement reconnue, une question se pose quant à la spécificité des métriques mesurables dans le ce cadre. De multiples retours d'expérience des suivis de performance laissent penser que des aspects de qualité, telles que ceux liés à l'homogénéité du champ magnétique produit par l'aimant principal, sont à peine pris en compte en utilisant ces métriques [Sobol et al., 2008]. Par exemple, un défaut de précision sur l'épaisseur de coupe ne permettra que très rarement de caractériser un défaut de calibration de l'amplitude des gradients car cette grandeur est également liée aux impulsions gérées par le système de transmission RF. Quant aux mesures de fidélité géométrique, elles permettent d'évaluer la linéarité globale des gradients. Cependant, elles ne semblent pas pouvoir renseigner sur des non-linéarités localisées [Wang et al., 2004a]. Des questions du même ordre se posent aussi pour les antennes en réseau phasé pour lesquelles les tests de suivi global ne semble pas parvenir à détecter les dysfonctionnements [Sobol et al., 2008]. Les questions soulevés par ces différents auteurs suggèrent la nécessité de compléter les contrôles génériques de performance avec des tests spécifiques aux éléments principaux de l'instrumentation.

Cette synthèse est intéressante pour comprendre l'orientation de nos travaux qui sont engagés pour élaborer une procédure de suivi périodique du fonctionnement général des appareils et pour concevoir des tests spécifiques pour les antennes en réseau phasé. De plus, les développements qui seront rapportés dans le chapitre à suivre seront toujours motivés par des considérations présentées dans cette synthèse.

Deuxième partie

Contrôle qualité et Applications

Chapitre 3

Contrôle périodique des IRM

Après avoir rappelé les objectifs et les principales motivations du contrôle qualité en IRM, le chapitre précédent s'est attelé à décrire les fantômes et les métriques qui peuvent être mis en œuvre dans une procédure visant à effectuer un suivi périodique des appareils d'IRM. En ce qui concerne les fantômes et leur utilisation pour réaliser les tests de contrôle qualité, une dualité a été mise en évidence par le biais de l'approche mono-objet et de l'approche multi-objet. Le chapitre 2 s'est refermé en évoquant des études de faisabilité qui ont rappelé les exigences des centre d'IRM en termes de gain de temps et de praticabilité. Ceci nous suggéré une certaine appétence pour les procédures de contrôle qualité basée sur une approche mono-objet. Dans ce chapitre, nous allons décrire l'étude et l'implémentation d'une procédure permettant de réaliser un suivi hebdomadaire des performances globales d'IRM en nous basant sur une approche mono-objet.

Afin de jeter un certain éclairage sur la plupart des choix et orientations effectuées, il est important de rappeler que les travaux rapportés dans ce chapitre s'inscrivent pleinement dans le cadre du partenariat de recherche et développement entre la société ALARA Solutions et le laboratoire IADI. Les développements sont soumis aux exigences des centres d'IRM susceptibles d'êtres clients de la société ALARA Solutions, tout en étant motivés par une recherche continuelle de pertinence scientifique. C'est donc tout naturellement que le vocable technique ayant cours au sein de l'entreprise sera employé. A titre d'exemple, la procédure de contrôle qualité sera considérée comme une suite de différents Protocole d'Exécution Technique (P.E.T.) [1]. Ce chapitre portera sur la description des matériels et des méthodes employés et la présentation des résultats obtenus dans le cadre de tests multi-sites, ainsi qu'une discussion portant sur le retour d'expérience de ces tests. Le cahier de charges encadrant les travaux est fourni en préambule.

3.1 Cahier de charges

En prélude à tout développement, il est judicieux de modéliser la procédure de suivi vers laquelle l'on souhaiterait tendre, ce qui permet d'identifier les différents aspects sur lesquels peuvent porter des améliorations. En IRM, comme dans toute autre modalité d'imagerie, une procédure de contrôle commence par l'acquisition des images à partir d'un ou de plusieurs fantômes. Selon la démarche des centres, ces images doivent être prises en charge par un système de gestion et d'archivage de données.

1. A ne pas confondre avec la *PET : Positon Emission Tomography* modalité d'imagerie médicale fonctionnelle qui n'a aucune relation avec nos travaux

S'en suit le traitement et l'analyse des images acquises afin d'en extraire les métriques de contrôle. Afin de s'inscrire dans une démarche de surveillance, ces métriques doivent être analysées par un opérateur. Enfin, il est primordial de consigner le résultat des mesures afin de pouvoir les diffuser le cas échéant. Ce compte-rendu des mesures peut se faire en utilisant un tableur de données, une base de données dédiée ou encore un rapport de mesure encore appelé rapport de performance. Cet enchainement de tâches est schématisé dans la figure 3.1.

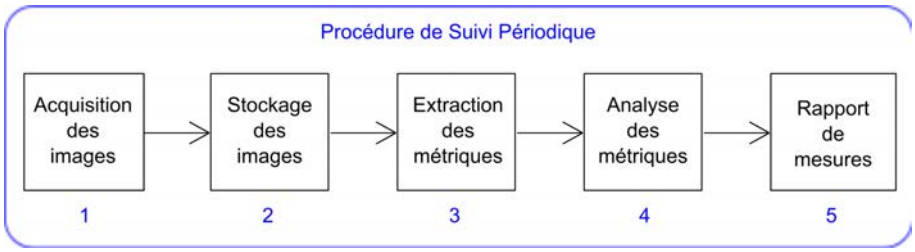


FIGURE 3.1 – *Modélisation de la procédure de contrôle périodique.*

Ce qui précède suggère que la procédure de contrôle qualité sera composée de différents protocoles : un protocole d'acquisition, un protocole de stockage des données, un protocole d'analyse d'images pour l'extraction des métriques et un protocole d'analyse de ces métriques. L'approche envisagée est d'inclure les centres d'IRM dans le processus *i.e.* à au moins une des étapes de réalisation. Pour cela, les deux, ou l'une des deux, premières étapes apparaissent comme les plus évidentes. Les développements doivent donc tenir compte de cette approche, par exemple en débouchant sur un protocole d'acquisition simple, robuste et non chronophage. Par ailleurs, il conviendra de définir la périodicité de réalisation des tests.

Comme rappelé dans l'introduction du manuscrit, les centres d'IRM sont astreints à une gestion drastique du temps. C'est donc naturellement que leur première exigence envers une procédure de contrôle qualité est la maitrise de son temps d'exécution. Cette première exigence tend à orienter la procédure vers une approche mono-objet pour des raisons évidentes de perte de temps que peut engendrer l'acquisition d'images à partir de plusieurs fantômes. Une attention particulière doit aussi être portée à d'autres aspects de l'acquisition des images afin de tendre vers un gain de temps, en l'occurrence le positionnement du fantôme.

L'exigence de maitrise du temps ne saurait exonérer la procédure de contrôle qualité de la nécessité de mesurer des métriques de contrôle qualité qui soient scientifiquement pertinents et qui soient sensibles à des changements de performance des appareils. A ce propos la synthèse de littérature concluant le chapitre précédent peut servir de fondement pour limiter le nombre de métriques à introduire dans la procédure. De plus, la littérature scientifique s'est considérablement enrichie depuis l'introduction des premières méthodes de contrôle qualité. Par conséquent l'on peut raisonnablement s'interroger sur certaines techniques de mesure communément utilisées pour certaines métriques.

La reproductibilité des mesures et leur robustesse font partie des exigences auxquelles toute procédure de contrôle qualité est astreinte : c'est l'essence même du contrôle qualité. L'optimisation

du positionnement du fantôme va dans ce sens. Une autre piste d'amélioration porte sur l'extraction des métriques laquelle est généralement réalisée de façon semi-automatique par un opérateur humain entrainé, par exemple un physicien médical, un ingénieur biomédical ou un manipulateur en électroradiologie. Certains tests tels que ceux de résolution spatiale à haut et à bas contraste sont même réalisés suivant une approche visuelle. D'autres, tels que ceux portant sur l'évaluation de la précision géométrique et d'épaisseur de coupe, sont basés sur des ajustements de fenêtre d'affichage laissés à la discrétion de l'opérateur. Tout ceci peut se concevoir dans la mesure où, dans les centres d'IRM, ces tests sont susceptibles d'être effectués en utilisant des stations de travail ne laissant aucune marge de manœuvre. Une certaine subjectivité ainsi que de probables erreurs de manipulations ne sont donc pas à exclure. Il importe donc d'éviter que ces mesures semi-automatiques n'induisent des faux-positifs dans le suivi de performance des appareils. La solution proposée est l'automatisation du processus d'extraction des métriques en utilisant des outils appropriés de traitement d'images.

Dans le but de détecter des changements de performance des appareils, les métriques de contrôle extraites des images doivent pouvoir faire l'objet d'un suivi rigoureux. Pour la plupart des métriques, des limites de tolérance ont été proposées par l'ACR. Cependant, pour une métrique fondamentale telle que le SNR il est délicat de définir des limites par défaut. Pour des protocoles d'acquisition avec les mêmes paramètres, le niveau de SNR peut être différent d'un appareil à un autre. Il faut donc trouver et mettre en place des outils statistiques permettant de définir les limites de tolérance de façon effective.

En ce qui concerne le compte-rendu des mesures, l'approche privilégiée par la société est le rapport de performance. Ce document doit contenir le résultat des mesures réalisées sur une période temporelle définie. En effet, il semble statistiquement pertinent d'analyser les évolutions de performance sur des périodes regroupant un nombre satisfaisant de mesures (ensemble de métriques mesurées pour un contrôle) plutôt que de scruter chaque test.

3.2 Matériel et méthodes

Dans cette phase de développements un appareil d'IRM 3T du CHU de Nancy a été exclusivement considéré. L'exigence de gain de temps apparait parfaitement compatible avec l'implémentation d'une approche mono-objet. C'est donc le fantôme tête de l'ACR qui a été choisi pour la procédure. En raison de la géométrie du fantôme, l'utilisation d'antennes tête a été favorisée. Des antennes de type "birdcage" à élément de réception unique, que nous nous sommes convenus de nommer antenne en quadrature, sont communément utilisées pour les besoins du contrôle qualité. Toutefois, les développements doivent aussi tenir compte de l'utilisation d'antennes multi-éléments ce qui explique qu'une antenne à 8 éléments de réception ait aussi été utilisée.

La question d'un positionnement optimal du fantôme s'est posée dès les premiers travaux sur le contrôle qualité. Aussi l'ACR recommande-t-elle l'achat d'un support de fantôme ou berceau conçu par une de ses entreprise partenaires (Portal Medical Inc.) qui commercialise aussi ses fantômes. Pour les besoins de nos tests préliminaires, nous avons choisi de concevoir nos propres supports de fan-

tôme. Ils ont été conçus au sein du Centre d'Investigation Clinique - Innovation Technologique de Nancy et fabriqués à partir de résine de polyuréthane lequel est un matériau parfaitement amagnétique. Pour garantir la reproductibilité du positionnement, un niveau à bulle a été systématiquement utilisé. Plus loin, nous montrerons qu'une vérification logicielle du positionnement de fantôme a aussi été intégrée au processus.

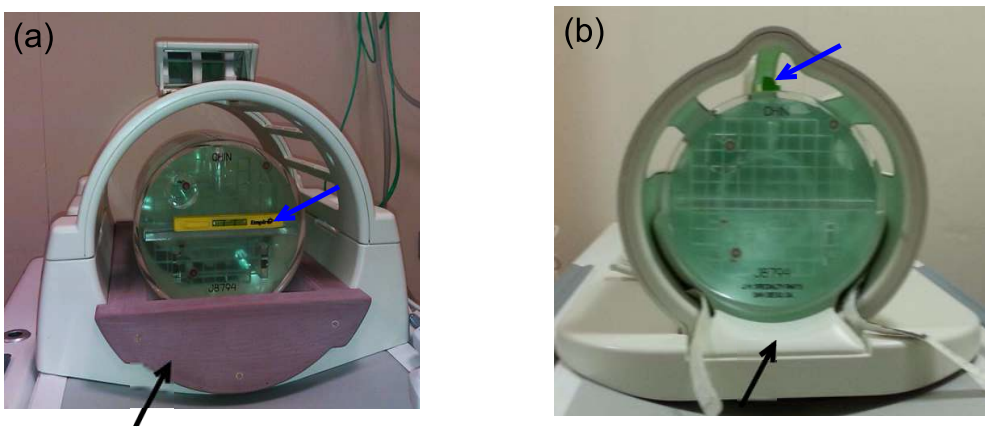


FIGURE 3.2 – *Dispositif expérimental pour l'acquisition des images de contrôle (a) avec l'antenne tête en quadrature et (b) avec l'antenne tête à 8 éléments de réception. Les niveaux à bulle sont pointés par des flèches bleues et les supports utilisés sont indiqués par les flèches noires.*

3.2.1 Acquisition des images

En ce qui concerne la formation des images, les séquences d'écho de spin décrites dans les travaux de l'ACR ont été retenues. Le choix de l'écho de spin a été motivé par la volonté d'utiliser une séquence de base qui soit compatible pour des appareils d'IRM de marque ou de gamme différentes. Soulignons qu'opter pour l'écho de gradient aurait pu répondre à cette dernière attente. Néanmoins, il a été décidé de conserver les séquences d'écho de spin de l'ACR avec leurs paramètres dans un souci de comparabilité avec la littérature. La première des séquences proposées par l'ACR permet d'obtenir une image de localisation acquise dans le plan sagittal médian du fantôme qui comprend deux paires de cales. Une illustration de ces deux structures a été fournie à la figure 2.17. Les paramètres d'acquisition sont les suivants :

- séquence d'écho de spin, plan sagittal, 1 coupe,
- TR/TE = 200/20 ms, FOV/Matrice = 250 mm/256×256,
- épaisseur de coupe = 20 mm ;
- la durée de l'acquisition est de 56 secondes.

Cette image sagittale est utilisée pour positionner les coupes axiales qui serviront à mesurer les métriques de contrôle qualité. En effet, suivant la description du fantôme tête de l'ACR (chapitre 2), les structures de test sont insérées dans différents plans axiaux au sein du fantôme. Afin de pouvoir les imager, il convient de positionner les coupes en conséquence. Les deux paires de cales mentionnées ci-dessus servent de repère pour le positionnement des coupes. En raison de l'espacement entre ces eux cales (105 mm), 11 coupes axiales de 5 mm d'épaisseur peuvent être prescrites pour couvrir l'ensemble des structures de test. la première coupe est placée à l'intersection des deux cales de la

première paire et la dernière coupe est positionnée à l'intersection des deux cales de la deuxième paire. Les paramètres d'acquisition des images axiales sont donc les suivants :

- séquence d'écho de spin, plan sagittal, 11 coupes
- TR/TE = 500/20 ms, FOV/Matrice = 250 mm/256×256,
- épaisseur de coupe = 5 mm, espacement des coupes = 5 mm
- la durée de l'acquisition est de 2 minutes et 16 secondes.

Dans le but d'étudier la technique de mesure du SNR pour laquelle le niveau de bruit est estimé suivant la différence d'images, la série d'images axiales est acquise deux fois. La durée totale des trois acquisitions est donc de 5 minutes et 28 secondes.

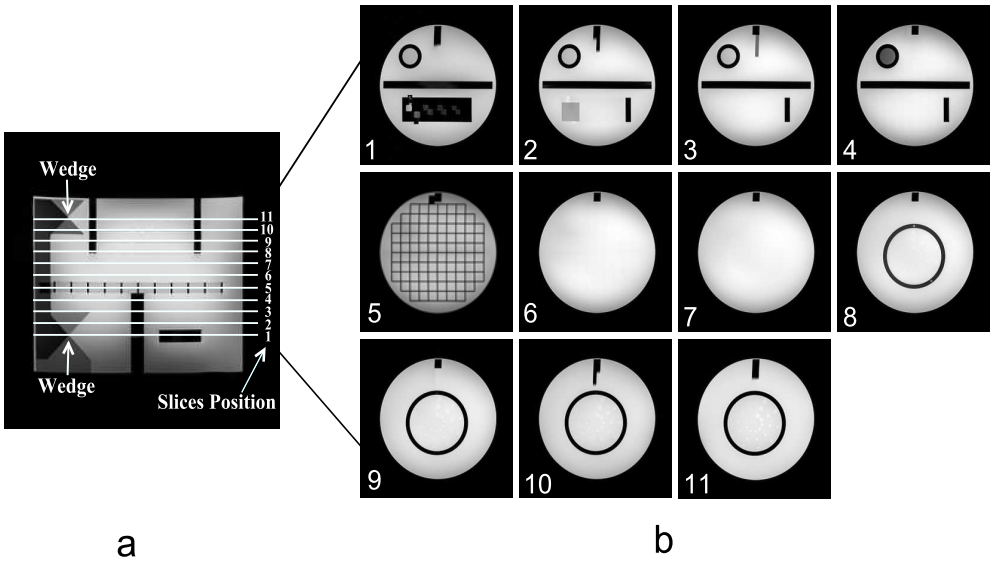


FIGURE 3.3 – *Images du fantôme de l'ACR pour les mesures de contrôle qualité. (a) Image sagittale de localisation montrant les positions des coupes axiales et les cales de repérage. (b) Images des 11 coupes axiales.*

Un protocole d'exécution technique concernant cette étape d'acquisition des images a donc été élaboré. L'idée générale est que son application scrupuleuse permette d'assurer une reproductibilité dans l'acquisition des images de contrôle, réduisant ainsi et de façon sensible la possibilité de biais de manipulations. Comme le montrera le paragraphe suivant, des précautions supplémentaires seront requises pour tendre vers la reproductibilité de mesure attendue. Dans le schéma de procédure indiqué dans la figure 3.1, le stockage des images représente la deuxième étape. Les travaux entrepris ont permis de nous rendre compte que l'approche à adopter sur cette partie dépend fortement de la sensibilité des centres d'imagerie et de leur politique interne en terme de gestion des données. Ce point ne faisant pas explicitement partie de la feuille de route scientifique, il sera décrit en même temps que le protocole d'acquisition des images dans la section B.1 des annexes.

3.2.2 Métriques d'intérêt

Les images axiales acquises contiennent donc toutes les structures de test dont il faudra extraire les métriques de contrôle qualité. Par exemple, la coupe #1 permet d'acquérir une image contenant l'intersection des deux rampes de signal pour la mesure de l'épaisseur de coupe [figure 2.16 (c)], une

vue des trous de résolution spatiale [figure 2.19 (b)] et la vue axiale des cales permettant d'évaluer la précision de position de coupe [figure 2.17 (b)]. La coupe #4 comporte une région correspondant au compartiment produisant du signal pondéré T_2 et peut donc servir pour l'évaluation du CNR [figure 2.12 (b)]. La coupe #5 contient une grille dont on peut se servir pour évaluer la précision géométrique, suivant la description qui en a été faite au paragraphe 2.3.2. La coupe #7, qui permet d'obtenir une image uniforme ou supposé l'être, est toute indiquée pour mesurer les métriques liées au signal telles que décrites au paragraphe 2.3.1. Les coupes #8 à #11 permettent d'imager des structures de test pour évaluer la résolution à bas contraste. Suivant les travaux publiés par l'ACR, les autres coupes ne sont pas supposées être exploitées, leur présence étant néanmoins indispensable pour atteindre les coupes d'intérêt.

Le choix de métriques d'intérêt pour la procédure est motivé par la volonté de proposer une nombre limité de métriques suffisamment sensibles a des changements de performance des appareils. Compte-tenu des observations présentées dans la synthèse fournie à la fin du chapitre 2, il faudra se passer de certaines métriques qui semblent pourtant d'une importance indiscutable. C'est le cas, des métriques liées à la RMN qu'il s'avère inutile d'incorporer dans une procédure de suivi global des appareils. La synthèse de la littérature montre aussi que des métriques comme la résolution spatiale à bas contraste ont un intérêt extrêmement limité pour le suivi. En se basant sur cette observation, cette métrique peut être exclue des tests. L'effort sera donc principalement porté sur la mesure des métriques de signal et de métriques géométriques telles que la précision géométrique, les précisions d'épaisseur et de position de coupe et la résolution spatiale à haut contraste. Ainsi que nous le montrerons, il sera possible d'exploiter des paramètres intrinsèquement réglés par les systèmes IRM et qui conditionnent les acquisitions d'images. Nous verrons aussi que des questions spécifiques peuvent être soulevées à propos de certaines métriques d'intérêt. Dans le cadre de nos travaux, il s'agit de métriques associées au bruit et de l'évaluation de la précision géométrique.

Paramètres de calibration

Il semble possible d'exploiter quelques grandeurs qui proviennent de la calibration effectuée préalablement à l'acquisition des données. Il s'agit de valeurs de calibration de la chaine de transmission radio-fréquence telle que la fréquence de résonance, encore appelée fréquence centrale (FC), et le gain de transmission. L'évolution temporelle de la fréquence centrale pourra indiquer la stabilité temporelle de l'aimant ainsi que mentionné à la section 1.5.1. La limite de stabilité de 0.1 ppm/h pourra donc servir de limite d'action. Le gain de transmission radio-fréquence est noté TG (*Transmit Gain*) sur les systèmes du constructeur GE ; cette notation est reprise dans nos travaux. Selon les spécifications du constructeur la limite d'action sur ce paramètre de ± 20, le TG étant communément affiché en unités arbitraires (u.a.). Signalons qu'une unité de ce paramètre équivaut à 0.1 dB ; la limite spécifiée par le constructeur est donc de ± 2 dB. Son évolution temporelle pourra donner une indication sur celle du système de transmission RF.

Nous nous proposons également d'utiliser les gains de réception du signal, qui sont aussi réglés pendant l'étape de calibration, comme métrique de contrôle. Généralement, une valeur est produite pour la partie analogique de la chaîne et une autre pour sa partie numérique. Sur les systèmes GE, ces deux grandeurs sont respectivement notées $R1$ et $R2$, notations qui sont utilisées pour nos

travaux. Les valeurs du gain analogique sont comprises entre 1 et 13, une unité valant 3 déciBels (dB). La valeur 1 est associée à un gain de -36 dB et donc 13 vaut 0 dB. Quant au gain numérique, il va de 1 à 15 dans nos conditions d'acquisition et évolue par unité de 6 dB. La limite inférieure 1 est associée à un gain de - 78 dB et la limite supérieure 15 à 6 dB. Le choix est fait d'exploiter ces quatre grandeurs intrinsèques au système comme métriques de contrôle. Soulignons que l'évolution temporelle des gains de réception du signal pourra refléter la stabilité de la chaîne de réception du signal.

Évaluation de la précision géométrique

Rappelons que cette métrique repose sur le calcul des dimensions (diamètre et longueur) du fantôme cylindrique à partir des images. Les questions qui se posent portent sur la possibilité d'obtenir une mesure suivant chacun des axes $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ du système des gradients. En raison du positionnement du fantôme dans le tunnel de l'appareil, il est possible de considérer que sa longueur suit l'axe $\vec{z}$. Suivant les directions d'image considérées, l'on peut décliner ses diamètres suivant les axes $\vec{x}$ et $\vec{y}$ (respectivement directions antéro-postérieure et droite-gauche d'une image en considérant que le fantôme a été rentré dans le tunnel de l'appareil suivant la configuration *tête première* [2] dans le tunnel). L'image sagittale de localisation, acquise dans le plan médian du fantôme, peut servir à en calculer la longueur. Quant aux diamètres l'on pourra chercher à les mesurer sur chacune des 11 images axiales. Ainsi, il s'agira d'effectuer trois mesures de dimension en millimètres à savoir :

- la longueur du fantôme $Long$, mesurée en utilisant l'image sagittale de localisation,
- le diamètre dans la direction antéro-postérieure noté $Diam_{A/P}$ qui sera mesuré en utilisant les 11 images axiales
- et le diamètre dans la direction droite-gauche noté $Diam_{D/G}$ qui sera aussi mesuré en utilisant les 11 images axiales.

A partir de ces trois mesures de dimensions, la précision géométrique des appareils sera évaluée suivant les trois directions spatiales définies ci-dessus.

Le signal et le bruit

Pour une métrique fondamentale telle que le SNR, nous avons montré l'existence de différentes techniques de mesure à partir des images de magnitude. Ces techniques de mesure se distinguent les unes des autres par leur mode d'estimation du niveau de bruit (section 2.3.1). Elles produisent des valeurs sans unités qui peuvent être exprimées suivant des unités intelligibles (équation 2.11). Nous avons aussi indiqué que deux types de techniques apparaissent les plus adaptés à une utilisation dans le cadre de mesures de contrôle qualité. Il s'agit de celle pour laquelle le niveau de bruit est estimée à partir des pixels du fond de l'image ($Bruit_{fond}$, SNR_{fond}) et de celle dont le niveau de bruit est évaluée à partir de la différence de deux images acquises consécutivement et dans les mêmes conditions ($Bruit_{diff}$, SNR_{diff}). De par sa définition la technique $Bruit_{diff}$ est supposée être utilisable avec des données acquises dans toute les configurations expérimentales possibles ce qui ne semble pas être le cas pour $Bruit_{fond}$. Nous allons aborder quelques questions qui se posent spécifiquement pour ces métriques.

2. Il s'agit du mode *Head First* disponible sur les appareils. Généralement, ce mode est activé par défaut lorsque l'on utilise une antenne tête

La technique $Bruit_{diff}$ repose sur l'hypothèse selon laquelle soustraire deux images dont les pixels sont distribués suivant une loi de Rayleigh, permet d'obtenir des données distribuées suivant une loi gaussienne. C'est en vertu de cette hypothèse que le facteur d'échelle $\frac{\sqrt{4-\pi}}{2}$ n'est pas appliqué pour le calcul de la variance. L'on peut s'interroger sur cette hypothèse et il sera judicieux de la vérifier dans le cadre de l'implémentation de cette technique de mesure du bruit d'acquisition.

Concernant $Bruit_{fond}$ quelques considérations théoriques liées au type d'antenne utilisée et donc au mode de reconstruction doivent être prises en compte. Dans le chapitre 1, la reconstruction des images a été décrite de façon générique à partir du cas des antennes multi-éléments. Toutefois, il a été précisé que le processus se simplifie considérablement si une antenne en quadrature est employée car aucune combinaison d'images n'est requise. Si les images acquises par un élément de réception suivent une loi gaussienne, nous avons montré que leurs magnitudes suivent une loi de Rayleigh et avons intégré cette information dans le calcul du niveau de bruit. L'utilisation spécifique des antennes multi-éléments requiert de combiner des images acquises par différents éléments de réception. La combinaison de ces différentes images, dans lesquelles le bruit suit une loi gaussienne, produit une image dont la distribution du bruit suit une loi chi non-centrée [Miller, 1964; Zhao et al., 1986; McDonough, 1995]. Cette information peut donc raisonnablement susciter des interrogations quant à l'estimation du niveau de bruit à partir de l'écart-type de pixels du fond de l'image. La métrique SNR_{fond} calculée suivant la description fournie par l'équation 2.7 semble être inadaptée dans le cadre de l'utilisation d'une antenne en réseau phasé. Les travaux de [Constantinides et al., 1997] se sont intéressés à cette question et ont débouché sur une formule de calcul basée sur les définitions du moment d'ordre 2 des pixels. Pour la formulation, nous considérons un vecteur $\mathbf{Pixel}$ constitué de pixels d'une ROI choisie dans le fond d'une image recomposée à partir d'images acquises par N_{ant} éléments de réception. Le moment d'ordre 2 de ces pixels peut s'écrire :

$$\mu\left[\mathbf{Pixel}^2\right] = 2 \times N_{ant} \times \sigma^2\left(\mathbf{Pixel}\right) \tag{3.1}$$

Ce moment peut être approximé par la moyenne quadratique des pixels considérés. Soit N_{pix} le nombre de pixels de la ROI exploitée, cette approximation s'écrit :

$$\mu\left[\mathbf{Pixel}^2\right] \approx \frac{1}{N_{pix}} \sum_{k=1}^{N_{pix}} \mathbf{Pixel}_k \tag{3.2}$$

La variance du bruit peut donc être obtenue en combinant les deux équations et l'on obtient une expression tenant compte du nombre d'éléments de réception et le nombre de pixels de la ROI exploitée :

$$Bruit_{fond} = \sigma\left(\mathbf{Pixel}\right) = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{N_{pix}} Pixel_k}{2 \times N_{pix} \times N_{ant}}} \tag{3.3}$$

Dans le cadre de nos travaux, le mode d'estimation du niveau de bruit rapporté dans les équations 2.7, 2.8 et celle décrite ci-dessus ont toutes deux été implémentées. Le programme d'analyse peut donc utiliser la formule de calcul adaptée à l'ensemble de données qui lui est soumis, suivant le type d'antenne utilisé pour l'acquisition. De plus, nos travaux ont pris en compte la possibilité d'augmenter le nombre de pixels choisis dans le fond de l'image pour l'estimation du niveau de bruit. En pratique ceci consiste à sélectionner 4 régions du fond de l'image au lieu d'une seule

($Bruit_{fond^+}$), quadruplant ainsi le nombre de pixels utilisés.

Le CNR dépend aussi du mode d'estimation du niveau de bruit. Selon la formule proposée dans l'équation 2.17, le niveau de bruit peut être estimé à partir des pixels du fond de l'image. Dans ce cas, il importe de tenir compte des modifications présentées dans le paragraphe précédent pour estimer le niveau de bruit d'images acquises à l'aide d'antennes multi-éléments. L'autre moyen de calculer le CNR est formulé dans l'équation 2.18 et nécessite d'estimer le niveau de bruit dans chacune des régions exploitées. L'on pourrait donc envisager d'exploiter la différence des deux images pour mesurer le niveau de bruit dans chacune des régions de mesure considérées ($Bruit_{diff,ROI1}$, $Bruit_{diff,ROI2}$). Tout de même, il faut rappeler que le bruit d'acquisition n'a pas de cohérence spatiale (section 1.3), ce qui peut soulever des questions quant à ce mode de calcul du CNR.

Dans le cadre de telles considérations préliminaires sur les métriques, il sera particulièrement intéressant d'étudier la pertinence des techniques d'estimation du niveau de bruit mises en œuvre pour le calcul du rapport signal-sur-bruit et celui du rapport contraste-à-bruit. Il sera intéressant de les confronter à une technique de référence qui peut être mise en œuvre à la même périodicité. Le mode de calcul exploitant une acquisition exclusive de bruit ($Bruit_{noRF}$, SNR_{noRF}) semble tout indiquer pour remplir cette fonction. D'après la description fournie à la section 2.3.1, le calcul du niveau de bruit selon la technique de référence nécessite l'acquisition d'un ensemble supplémentaire d'images. Ceux-ci doivent être acquis suivant le même protocole décrit précédemment (section 3.2.1).

3.2.3 Analyse des images

Afin d'extraire les métriques de suivi, il est indispensable d'isoler les structures de test qui sont incorporées dans les images acquises. La solution retenue pour optimiser cette partie du processus est l'automatisation complète basée sur l'utilisation du logiciel MATLAB® pour développer les programmes d'analyse. Rappelons que les images acquises sont dans le format standard d'imagerie médicale DICOM [3].

Vérification logicielle

En raison de la volonté de s'affranchir de biais de manipulations, la première étape de cette analyse automatique porte sur une vérification des images en relation avec le P.E.T. d'acquisition. La concordance entre les paramètres de séquence du protocole et ceux effectivement utilisés est vérifiée en utilisant les champs d'informations DICOM associés aux images. Tout ensemble d'images n'ayant pas passé cette surveillance avec succès est exclu du suivi. Une routine de recalage a été aussi mise en place pour servir d'ultime vérification sur le positionnement du fantôme à travers les images acquises. Les images de référence ont été au préalable acquises dans les conditions de positionnement les plus optimales. le seuil d'acceptation des images a été défini à $\pm 5^\circ$ *i.e.* seules les images présentant une inclinaison inférieure à $\pm 5^\circ$ sont effectivement analysées et incluses dans le

3. Digital Imaging and COmmunications in Medicine

suivi.

Les outils d'analyse

A la suite de l'étape de vérification, il faut isoler les structures de test dont les métriques seront extraites. Cette deuxième étape nécessite de mettre en œuvre une opération fondamentale de traitement d'image telle que la segmentation. La segmentation concerne les structures d'évaluation de la précision d'épaisseur de coupe, de position de coupe et celle liée à la résolution spatiale. Afin de définir un positionnement automatique des ROI, la segmentation est aussi appliquée à l'image uniforme qui est utilisée pour calculer les métriques de signal. Deux approches ont été employées, tantôt exclusivement, tantôt conjointement : il s'agit de la segmentation basée sur du seuillage itératif et de celle basée sur la détection de contour. Le seuillage consiste à séparer les pixels d'images en niveaux de gris en deux classes à partir d'une valeur seuil. Les images résultantes sont dénommées images binaires [4] ou images en blanc-noir. Le seuil est souvent déterminé à partir de l'histogramme des pixels. Dans le cas de nos développements, l'approche dite du seuillage itératif a été adoptée afin de régulariser la structure segmentée suivant ses dimensions réelles connues. En d'autres termes, le seuil de classification est ajusté pour obtenir une segmentation la plus fidèle possible. Notre algorithme de seuillage itératif réalise la binarisation en boucle avec comme critère d'arrêt :

i) atteindre le nombre de structures effectivement présentes dans l'image traitée,
ii) minimiser l'écart entre des paramètres d'acquisition mesurés et les valeurs prescrites,
iii) minimiser l'écart entre les dimensions des structures extraites et les tailles réelles renseignées.

Ces conditions d'optimisation du seuillage traduisent une régularité avec les caractéristiques connues du fantôme ou encore les paramètres d'acquisition. Selon la structure à isoler ou la métrique à mesurer, ces conditions sont utilisées deux à deux de façon concomitantes. Soulignons qu'il n'est pas toujours possible d'implémenter le critère de régularisation suivant la géométrie car pour certaines structures les dimensions réelles ne sont pas fournies.

En ce qui concerne la segmentation par détection de contours, il s'agit d'extraire les gradients de l'image dont les maxima locaux indiquent des contours. En général, ceci revient à appliquer un filtre réalisant l'opération mathématique de dérivation à l'image. Des descriptions exhaustives des différentes techniques peuvent être retrouvées à travers la littérature [Davis, 1975; Marr and Hildreth, 1980]. Pour les besoins de nos développements, le filtre de *Canny* a été employé [Canny, 1986]. L'algorithme de *Canny* est un filtre à réponse impulsionnelle finie optimisé suivant les trois critères de bonne détection, bonne localisation et de non-multiplicité des maximas locaux. Ce troisième critère, qui impose qu'un point de contour ne peut être détecté qu'une seule fois, contribue grandement à la supériorité du filtre de *Canny* en comparaison avec les techniques classiques. Connaissant les caractéristiques des structures à segmenter dans le cadre de nos travaux, une condition supplémentaire est imposée à la réponse du filtre. De même que pour le seuillage, il s'agit de la minimisation des écarts entre les dimensions des structures extraites et les dimensions réelles renseignées.

4. D'où l'appellation *binarisation* qui peut parfois désigner cette opération

Le troisième outil de traitement d'image utilisé dans nos algorithmes est la labelisation [5] encore connue sous la dénomination étiquetage. Cette opération d'analyse d'image, aussi connue sous le terme d'*extraction de régions*, permet de détecter des régions de pixels connexes dans les images [Samet and Tamminen, 1988; Dillencourt et al., 1992]. Cette notion de connexité formalise un chemin de liaison entre un pixel et ses voisins. Le voisinage peut se définir exclusivement dans les directions gauche-droite et bas-haut : l'on parle de connexité 4 car un pixel peut avoir au maximum 4 voisins. En plus de ces directions, le voisinage peut aussi se définir dans les directions diagonales : il s'agit alors d'une connexité 8, un pixel pouvant avoir au maximum 8 voisins. L'opération de labelisation peut rendre compte des limites de la région à isoler, de son aire, de son centre de masse, de son excentricité (au sens mathématique), etc. Ce sont autant de propriétés que l'on peut judicieusement exploiter pour la segmentation.

Enfin, il convient de mentionner le positionnement des régions de mesure pour lequel une routine a été programmée. Celle-ci requiert des informations telles que les coordonnées du centre de la région à tracer ainsi que sa taille. Une petite explication doit être donnée pour le mode de mesure des dimensions et tailles des structures d'intérêt. Il s'agit concrètement de compter le nombre de pixels qui composent la structure puis de multiplier le résultat par la taille unitaire des pixels en millimètres ($\approx 0.98mm$). Rappelons que cette taille élémentaire est obtenue en divisant le champ de vue par la taille prescrite pour la matrice d'acquisition (éq. 1.28).

Ces différents outils d'analyse d'image sont utilisés pour réaliser les traitements spécifiques sur les différentes images d'intérêt, dans le but d'extraire les structures de mesure des métriques. Les opérations sont détaillées dans la section B.3 des annexes.

3.2.4 Contrôle statistique

Dans le chapitre précédent nous avons présenté les différentes métriques avec les limites de tolérance qui leur sont associées, ces limites étant issues des premiers travaux sur le sujet. Si leur validité est incontestable, force est de remarquer que l'on peut difficilement définir une limite de tolérance pour des grandeurs telles que le SNR ou le CNR. En effet elles se calculent à partir des intensités de signaux et dépendent fortement de la séquence utilisée ainsi que de ces paramètres. De plus il n'y a aucune garantie que les valeurs d'intensité de pixels soient les mêmes d'un appareil d'IRM à un autre. Par conséquent, l'on peut être amené à utiliser des outils de contrôle statistique des processus notamment les *cartes de contrôle*.

La carte de contrôle, ou carte de contrôle de *Shewhart*, d'un processus comporte des limites spécifiques qui se calculent à partir de la moyenne et de l'écart-type des mesures qui lui sont associées [Shewhart, 1931]. Notons que différentes utilisations des cartes de contrôle et d'autres outils de contrôle statistique des processus dans des contextes cliniques et biomédicaux ont été rapportés dans la littérature [Benneyan, 1998; Benneyan et al., 2003]. Les cartes de contrôle offrent une visualisation de l'évolution des mesures avec la possibilité d'alerter l'opérateur si une ou plusieurs mesures les dépassent. La stabilité des mesures est indiquée par une tendance et une dispersion constantes au

5. De l'anglais *labeling* ou *connected-component labeling*. Des défenseurs de la langue française trouvant incongrue cet anglicisme ont proposé l'appellation étiquetage

sein de l'intervalle formé par les limites.

En pratique, ces limites peuvent se déterminer à partir d'un ensemble de mesures collectées pendant une période dite de référence. Afin de se placer dans l'approximation des grands nombres pour une distribution gaussienne, 30 mesures sont communément utilisées pour définir cette période de référence. A titre d'information, les termes de jargon suivant peuvent être employés pour désigner ces limites : Limites de Contrôle Inférieur (respectivement Supérieure), Limite Spécifique Inférieur (respectivement Supérieure), Limite Intrinsèque Inférieur (respectivement Supérieure) de Tolérance.

$$Lim = [\mu(mesures) \pm 3 \times \sigma(mesures)]_{ref} \tag{3.4}$$

Pour une commodité d'affichage, nous avons choisi de calculer ces limites sous forme de pourcentage de la moyenne, soit :

$$Lim_{\%} = \pm 100 \times \left[\frac{3 \times \sigma(mesures)}{\mu(mesures)}\right]_{ref} \tag{3.5}$$

3.2.5 Validation

Analyse automatique des images

La validation du programme d'analyse des images requiert de comparer les mesures automatiques avec des mesures réalisées par un opérateur humain entrainé. Nous avons effectivement indiqué que ce type de traitement semi-automatique, que nous qualifions de manuel, le mode conventionnellement employé. Pour cette étude comparative, 16 acquisitions réalisées à l'aide d'une antenne en quadrature ont été considérés. Une *acquisition* regroupe l'image sagittale de localisation et les deux séries d'images axiales, soit 23 images au total.

Des mesures telles que l'épaisseur de coupe (EC), le diamètre du fantôme mesuré dans les directions antéro-postérieure ($Diam_{A/P}$) et droite-gauche ($Diam_{D/G}$) et la longueur du fantôme ont été pris en compte pour cette comparaison. Ces grandeurs ont été choisies car leur mesure nécessite des opérations réalisées manuellement telles que les ajustements de la fenêtre de visualisations ou encore le positionnement des segments de mesure. Il faut rappeler que ces opérations manuelles sont susceptibles d'induire des variabilités de mesure auxquelles l'automatisation est supposée remédier. Pour une raison différente, le pourcentage d'uniformité des images (PUI) a aussi été inclus dans cette comparaison. En effet, le PUI représente une catégorie de métriques dont la mesure manuelle ne requiert d'opérations autres que le positionnement de ROI. Il apparait donc intéressant de comparer les deux types d'analyse automatique quant à ce genre de métriques.

Au total, 80 points de mesure sont considérés pour réaliser un test statistique de comparaison entre les mesures automatiques et manuelles. En raison de ce nombre élevé de données, nous avons opté pour le test de *Student* qui indique l'absence de différences significatives le résultat t est de l'ordre de 0 et la p-valeur associée est supérieure à 0.05 ($p > 0.05$). Le choix de ce test est motivé par le caractère robuste [6] qui lui est reconnu [Wainer, 1976].

6. au sens statistique du terme, ce qui implique ce test n'est pas affecté par la présence d'observations aberrantes ou *outliers*

Nous avons également estimé la corrélation entre les mesures automatiques et celles issues des opérations manuelles en utilisant des régressions linéaires et en calculant le coefficient de corrélation de Pearson (r). La significativité de la corrélation est indiquée par des p-valeurs inférieures à 0.05.

Pertinence des mesures du bruit

Les tests préliminaires de procédure portent également sur les métriques qui nécessitent d'estimer le niveau de bruit dans les images et dont les techniques de mesure ont soulevé des questions. Il importe d'indiquer qu'un sous-ensemble composé de 30 acquisitions a été mis à contribution pour cette évaluation des mesures du bruit.

Comparaison à une référence La première partie de cette étude consiste à comparer les mesures de bruit effectuées suivant les techniques alternatives $Bruit_{diff}$, $Bruit_{fond}$, $Bruit_{fond^+}$ avec celles effectuées suivant la technique de référence $Bruit_{noRF}$. Il s'agit d'évaluer leur concordance et leur corrélation. La concordance des techniques alternatives avec la technique de référence est évaluée au moyen d'une analyse de Bland-Altman [Altman and Bland, 1983]. Quant à la corrélation, les outils présentés précédemment sont réutilisés : la régression linéaire et le coefficient de corrélation de Pearson (r) pour lequel des valeurs $p < 0.05$ indiquent des corrélations significatives.
Pour cette évaluation, nous avons employé un ensemble de 30 acquisitions effectuées à l'aide des deux types d'antenne. Un sous-ensemble de données composé de 30 acquisitions a été utilisé pour cette analyse. Ce sous-ensemble de données est également exploité pour définir les limites d'actions sur les mesures de rapport signal-à-bruit. La représentation graphique des mesures met à contribution des diagrammes dits en boîte à moustache ou *boxplots* [McGill et al., 1978; Benjamini, 1988]. Ces *boxplots*, calculés en utilisant les quartiles, ont la particularité d'offrir un aperçu de la dispersion des mesures représentées et de mettre en lumière les observations aberrantes ou *outliers*.

Hypothèse de normalité Cette étude sur la pertinence des mesures de bruit implique aussi d'évaluer la véracité d'hypothèses sur lesquelles reposent les techniques, notamment en ce qui concerne les lois de probabilité. Pour $Bruit_{fond}$, il a été maintes fois démontré que les pixels du fond de l'image en magnitude suivent effectivement une loi de distribution de Rayleigh [Edelstein et al., 1984; Henkelman, 1985]. Quant à $Bruit_{diff}$, il n'a été que très rarement vérifié que les pixels dans l'image de différence suivent une loi de distribution gaussienne. Cette étude portant sur la pertinence de ces mesures a donc tenu compte de cet aspect en utilisant des mesures statistiques permettant de vérifier la normalité des pixels utilisés pour le calcul de $Bruit_{diff}$. Il s'agit du *skewness* et du *kurtosis* qui sont des statistiques d'ordre supérieur [Tabachnick and Fidell, 2007; NIST, 2012]. En effet, le *skewness* d'une distribution est son troisième moment standardisé et traduit l'asymétrie de cette distribution. Pour une distribution gaussienne, cette grandeur est théoriquement égale à 0.

$$Skew = \frac{1}{N_{pix} - 1} \frac{\sum_{k=1}^{N_{pix}} \left(\mathbf{Pixel}_k^2 - \mu(\mathbf{Pixel})\right)^3}{\left(\sigma(\mathbf{Pixel})\right)^3} \tag{3.6}$$

Quant au *kurtosis*, il s'agit du quatrième moment standardisé de la distribution et il indique l'aplatissement de la distribution. Pour une distribution gaussienne, le *kurtosis* est théoriquement égale à

3.

$$Kurt = \frac{1}{N_{pix}-1}\frac{\sum_{k=1}^{N_{pix}}\left(\mathbf{Pixel}_k^2 - \mu(\mathbf{Pixel})\right)^4}{\left(\sigma(\mathbf{Pixel})\right)^4} \tag{3.7}$$

Les valeurs du *skewness* et du *kurtosis* attendues pour une distribution gaussienne étant ainsi fournies, il faut préciser qu'il est pratiquement impossible de les obtenir strictement lorsque des données expérimentales sont exploitées. C'est principalement le cas pour le *skewness* qui est rarement strictement égal à 0. Pour pallier à ce problème, il est commun d'utiliser un seuil de significativité [7] pour la valeur obtenue *i.e.* une valeur au delà de laquelle le *skewness* calculé indique une asymétrie significative de la distribution considérée. Ce seuil se calcule comme le double de l'erreur standard du calcul du *skewness*. Selon [Tabachnick and Fidell, 2007], cette erreur standard peut être estimée comme étant égale à $\pm\sqrt{\frac{6}{N_{pix}}}$. Dans le cadre de nos travaux, la région de mesure de $Bruit_{diff}$ englobe plus de 19000 pixels ce qui implique que le seuil de significativité est sensiblement égal à ± 0.04.

Influence de la calibration Cette troisième évaluation concerne l'influence de certains paramètres de calibration sur le rapport signal-à-bruit. Il s'agit principalement des gains de réception du signal, décrits au début de la section 3.2.2, et qui sont exploités comme métriques de contrôle. L'objectif est d'évaluer leur influence sur le SNR afin d'appréhender tous les ressorts des évolutions temporelles de cette métrique fondamentale. Pour ce faire, nous avons acquis des images à l'aide de l'antenne en quadrature en faisant varier le gain de réception analogique ($R1$) de 1 à 10 et le gain numérique ($R2$) de 10 à 15. Pour rappel, une unité du gain R1 vaut 3dB et une unité du gain R2 vaut 6dB.
Les valeurs du gain numérique ont été limitées à 10 car les images acquises suivant notre protocole subissent des artéfacts de numérisation en deçà de cette valeur. Quant au gain analogique, les images subissent une saturation de signal au dessus de 10. Pour l'analyse, le choix a été fait de considérer la somme des deux gains, soit un gain de réception défini comme étant égal à $R1 + R2$. Les deux types de mesure SNR_{fond} et SNR_{diff} ont été mises en œuvre et leurs corrélations avec le gain de réception ont été calculées. La régression linéaire et le coefficient de corrélation de *Pearson* (r) ont été utilisés dans ce but.
Il est également possible d'examiner l'influence de ces paramètres sur les niveaux de signal et de bruit séparément. Pour cette expérience, les niveaux de signal et de bruit ont été mesurés pour différentes valeurs de R1 comprises entre 1 et 10, le gain numérique R2 étant fixé à 14. Puis les niveaux de signal et de bruit ont été mesurés pour différentes valeurs de R1 comprises entre 10 et 15, le gain analogique R1 étant fixé à 7. Afin de caractériser les différences induites par la variation du gain de réception, un indice a été défini comme suit :

$$Diff = 100 \times \frac{max\,(Mesures) - min\,(Mesures)}{max\,(Mesures) + min\,(Mesures)} \tag{3.8}$$

Répétabilité de la procédure

Ainsi que nous l'avons indiqué au début du chapitre 2, deux concepts fondamentaux peuvent entrer en jeu lorsqu'on considère un instrument ou un processus de mesure : il s'agit de la précision et de la justesse de mesure. Rappelons que la précision est associée à la sensibilité du processus

7. Il arrive parfois d'employer à tort les termes *signifiance statistique* au lieu de *significativité statistique*, l'auteur de ces lignes ayant lui-même souvent commis cette erreur. Il convient de rappeler que selon le Larousse la signifiance *traduit le fait, pour une forme linguistique, de porter du sens* alors que la significativité est un néologisme *traduisant le caractère significatif d'une chose i.e. la propension à l'exprimer nettement et sans ambigüité.*

aux faibles fluctuations et peut être évaluée à partir d'études de répétabilité plus communément dénommée reproductibilité. Quant à la justesse de mesure, il s'agit de l'erreur systématique du processus de mesure qui peut être évaluée si l'on connait les caractéristiques de l'objet étudié.

A la lumière de cette différenciation sémantique, l'on peut se rendre compte que les métriques de précision géométrique, de précision de l'épaisseur de coupe ou encore celles de précision des temps de relaxation permettent en fait d'évaluer la justesse des appareils. Pour être plus "juste" dans les dénominations, l'on devrait plutôt parler de justesse géométrique, de justesse de l'épaisseur de coupe ou de justesse des temps de relaxation. Quoiqu'il en soit, l'objectif ici n'est pas de modifier le jargon utilisé. Il s'agit plutôt de faire une analogie qui permet de se rendre compte de la nécessité d'évaluer la répétabilité des tests de contrôle. En effet, si l'objectif du contrôle qualité est de rendre compte de la justesse des appareils, il importe de connaitre la précision (ou l'incertitude) avec laquelle les métriques sont estimées. Ceci revient donc à évaluer la répétabilité de la procédure de contrôle qualité ou encore son "bruit de mesure".

La procédure étant subdivisée en différents processus, l'on peut envisager d'évaluer la répétabilité de chacun d'eux ou du moins de ceux qui semblent pouvoir subir l'influence de fluctuations stochastiques. Le processus d'acquisition des images parait le plus exposé de la chaîne car il demeure le seul pour lequel l'action d'un opérateur humain est indispensable. Nous avons donc concentrer l'étude de répétabilité sur cette partie. L'idée générale consiste à mesurer l'écart-type et le coefficient de variation (CV) de mesures obtenues à partir d'acquisitions répétées. Pour rappel, le coefficient de variation peut être calculé comme le rapport entre l'écart-type et la moyenne et affiché en pourcentage [Hendricks and Robey, 1936].

Nous avons donc réalisé 75 acquisitions d'images pour cette évaluation de répétabilité. De même que pour la validation des mesures automatiques, une acquisition englobe l'image sagittale de localisation et les deux séries d'images axiales, soit 23 images au total. Entre chaque acquisition de ces 23 images, le dispositif (fantôme + support+ antenne) a été défait puis repositionné, mimant ainsi des acquisitions différentes.

Tests multi-sites

Afin de s'assurer d'un retour d'expérience rapide et continu, tous les tests préliminaires de la procédure ont été réalisés sur l'appareil d'IRM 3T du CHU de Nancy-Brabois. La proximité et l'accessibilité dont jouit le laboratoire IADI ont favorisé cette démarche. Ces tests préliminaires sont utiles pour renseigner sur la faisabilité, la robustesse et l'aspect pratique de la procédure. Ils permettent aussi d'apporter des améliorations aux algorithmes de traitements. Néanmoins, il est nécessaire d'évaluer ces aspects sur une base élargie afin de bénéficier d'un retour d'expérience exhaustif. Dans cette optique, il faut inclure des appareils de gammes et marques différentes mais aussi avec différentes intensités de champ magnétique.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons inclus trois autres appareils d'IRM du CHU de Nancy ainsi que trois appareils sélectionnés parmi des sites clients de la société ALARA Solutions. L'intensité du champ magnétique est de 1.5T pour chacun de ces appareils. Pour chacun des appareils considérés, les acquisitions hebdomadaires ont été effectuées sur une période de 2 ans. Afin d'avoir

des comparaisons graphiques inter-appareil, les *boxplots* décrites précédemment ont été utilisés. En ce qui concerne les grandeurs issues de la calibration du système, nous nous sommes particulièrement intéressé à leur évolution temporelle. Plus spécifiquement, il s'agit de scruter l'évolution de la fréquence de résonance (FC), celle du gain de transmission RF (TG) et des gains de réception du signal (R_1 et R_2). L'idée sous-jacente est que l'évolution de ces paramètres de calibration contribuera à donner une idée du fonctionnement général des appareils suivis. Les coefficients de variation de ces paramètres ont été calculés avec une particularité pour la fréquence pour laquelle le coefficient de variation est exprimé en ppm, soit :

$$CV_{ppm} = 10^6 \times \left(\frac{\sigma}{\mu}\right) \tag{3.9}$$

qu'il faudra distinguer de :

$$CV_{\%} = 10^2 \times \left(\frac{\sigma}{\mu}\right) \tag{3.10}$$

Signalons que la limite supérieure de stabilité temporelle fournie par le constructeur pour la fréquence est de 0.1 ppm/heure soit 16.8 ppm/semaine si l'on se place dans le cadre d'un relevé hebdomadaire. Aucune limite d'actions n'est fournie pour les gains de transmission et de réception du signal ; il conviendra de les calculer en utilisant les outils de contrôle statistique décrits dans la section 3.2.4.

3.3 Résultats

Les résultats obtenus pour ces différentes études sont présentées dans les paragraphes à suivre. Pour la présentation des mesures du SNR, nous avons choisi de conserver les valeurs en unités arbitraires plutôt que de les convertir en $Hz^{1/2}ml^{-1}T^{-1}$ car cet affichage ne change en rien les résultats obtenus.

3.3.1 Validation des traitements automatique

Les résultats obtenus pour les mesures automatiques et manuelles sont résumés dans le tableau 3.1. Les mesures sont globalement du même ordre de grandeur entre les deux types de traitement. Cependant, la variabilité des mesures manuelles est environ 4 fois supérieure à celle des mesures automatiques. Soulignons que le PUI échappe à ce constat, la variabilité étant du même ordre de grandeur ($\approx 0.5\%$) pour les mesures manuelles et automatiques. Le *t*-test de Student réalisé entre les mesures automatiques et les mesures manuelles indique une statistique t=0.006 avec une valeur $p = 0.99$.

Métrique	PUI (%)	EC (mm)	$Diam_{A/P}$ (mm)	$Diam_{D/G}$ (mm)	$Long$ (mm)
Mesures automatiques					
Moyenne	94.42	4.99	190.22	190.33	147.07
Écart-type	0.54	0.05	0.24	0.19	0.29
CV (%)	0.57	1.15	0.13	0.10	0.20
Mesures manuelles					
Moyenne	94.48	5.31	190.07	190.38	147.02
Écart-type	0.50	0.18	0.72	0.76	0.39
CV (%)	0.53	3.46	0.38	0.40	0.26
Corrélation - intervalle de confiance					
r	0.98	0.98	0.97	0.98	0.96
Int. Conf.	[0.96 0.99]	[0.95 0.99]	[0.91 0.99]	[0.96 0.99]	[0.89 0.99]

TABLE *3.1* – *Récapitulatif des mesures automatiques et manuelles.*

La figure 3.4 présente les mesures automatiques en fonction des mesures manuelles avec les droites de régression calculées et les coefficients de détermination (R^2). L'on remarque que les coefficients de détermination sont supérieurs à 0.92. Les coefficients de corrélation r, calculés entre les mesures manuelles et automatiques, sont supérieurs à 0.95 avec des valeurs $p < 0.05$. Les intervalles de confiance associés à ces coefficients de corrélation valent en moyenne [0.92 0.99]. Enfin, il convient de préciser que le temps de réalisation des mesures manuelles varie de 30 à 45 minutes selon le degré d'aisance du manipulateur. Celui de l'algorithme automatique est sensiblement égal à 15 secondes.

3.3.2 Mesures du bruit

La figure 3.5 représente les différentes mesures de rapport signal-à-bruit réalisées pour l'antenne en quadrature et l'antenne à 8 éléments. Dans le cadre de cette étude, l'uniformité des images utilisées est égale à $80.0 \pm 3.0\%$ pour l'antenne en quadrature et à $80.8 \pm 1.6\%$ pour l'antenne multi-éléments, ce qui représente le niveau nominal pour cet appareil. Les mesures réalisées suivant les quatre modes de calcul du SNR sont représentées avec les limites spécifiques qui leur sont associées. On peut constater que le niveau de SNR mesuré pour l'antenne multi-éléments est notablement supérieur à celui des images acquises avec l'antenne en quadrature. En ce qui concerne l'antenne en quadrature, la limite spécifique calculée pour la technique de référence SNR_{noRF} est de $\pm 8.7\%$. La limite calculée pour SNR_{fond} est de $\pm 15.3\%$ et celle associée à SNR_{fond^+} est de $\pm 14.8\%$. La limite calculée pour SNR_{diff} est égale à $\pm 18.7\%$. Pour les trois modes de calcul ($SNR_{fond,fond^+,diff}$), les *boxplots* indiquent les dispersions sont du même ordre de grandeur ($CV \approx \pm 5.7\%$) lequel est supérieur à la dispersion des mesures de la technique de référence ($CV = \pm 2.9\%$).

Quant à l'antenne multi-éléments, la limite spécifique calculée pour SNR_{noRF} est de $\pm 5.2\%$, celle calculée pour SNR_{fond} est égale à $\pm 8.3\%$ et celle associée à SNR_{fond^+} est de $\pm 7.0\%$. L'ordre de grandeur des valeurs de SNR_{diff} subit un décrochage par rapport à celui des trois autre techniques et ses limites spécifiques sont évaluées à $\pm 67.4\%$. Les *boxplots* indique que la dispersion des mesures

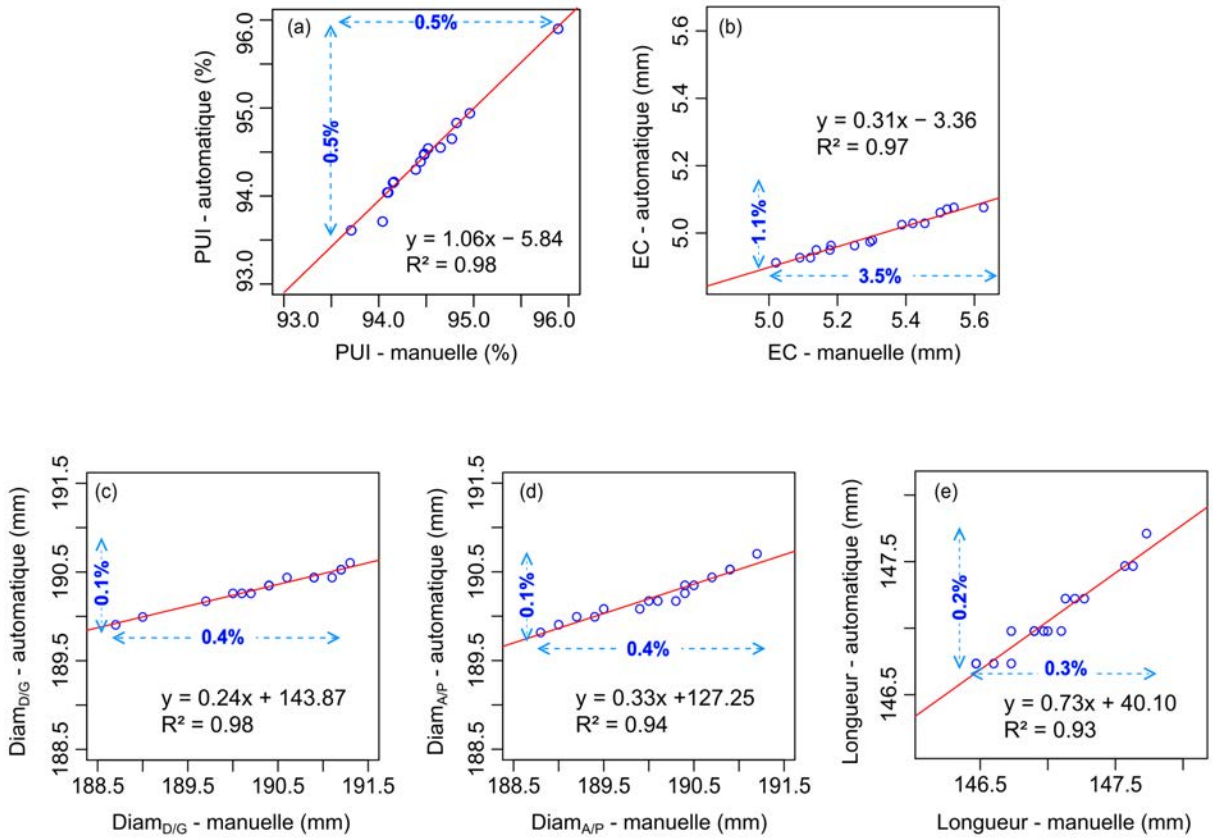


FIGURE 3.4 – *Régressions linéaires des mesures automatiques avec les mesures manuelles : (a) le PUI, (b) l'épaisseur de coupe, (c) le diamètre mesuré en droite-gauche, (d) le diamètre mesuré en antéro-postérieur et (d) la longueur du fantôme.*

de $SNR_{fond,fond^+}$ ($CV \approx \pm 2.5\%$) demeure légèrement supérieure à celle des mesures effectuées suivant la technique de référence ($CV = \pm 1.7\%$). A l'image de la limite d'action calculée, on observe également une augmentation remarquable de la dispersion des mesures obtenues pour SNR_{diff} ($CV = \pm 22.5\%$).

Comparaison à la référence

Afin de comparer plus en détails ces différentes techniques, il apparait judicieux de scruter les différents résultats obtenus par type d'antenne.

Antenne en quadrature La figure 3.6 représente un diagramme de Bland-Altman impliquant la technique de référence $Bruit_{noRF}$ et les techniques $Bruit_{fond}$ (a), $Bruit_{fond^+}$ (b) et $Bruit_{diff}$ (c), pour les mesures réalisées avec l'antenne en quadrature. Le choix est fait d'afficher les biais entre les modes de mesure évalués et le mode de référence en pourcentage du mode de référence. Concernant les techniques exploitant les pixels du fond de l'image, l'on peut remarquer l'existence d'un biais constant par rapport aux mesures de référence. Ce biais est de $-12.2 \pm 4.3\%$ pour la mesure de $Bruit_{fond}$, et il vaut $-13.8 \pm 4.2\%$ pour $Bruit_{fond^+}$. En ce qui concerne la technique $Bruit_{diff}$, le biais existant entre avec les mesures de référence est égal à $-21.3 \pm 7.5\%$.

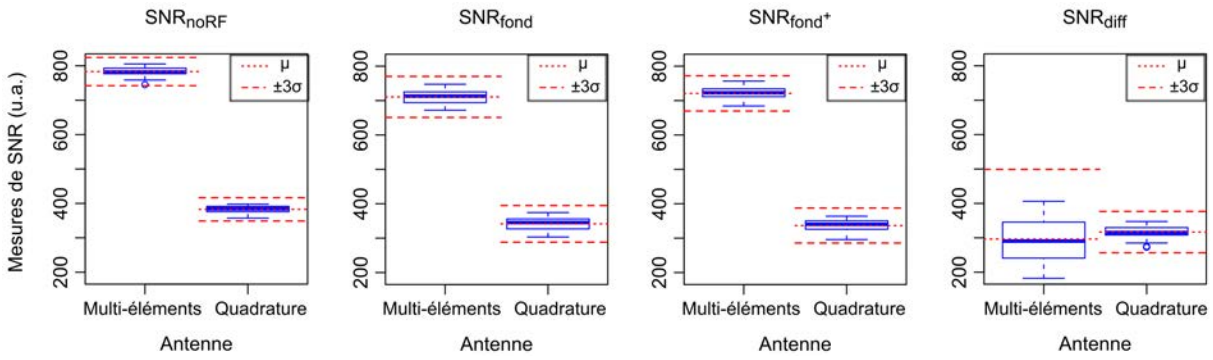


FIGURE 3.5 – *Représentation graphique des mesures de SNR réalisées pour les deux types d'antenne suivant les quatre différentes techniques de calcul.*

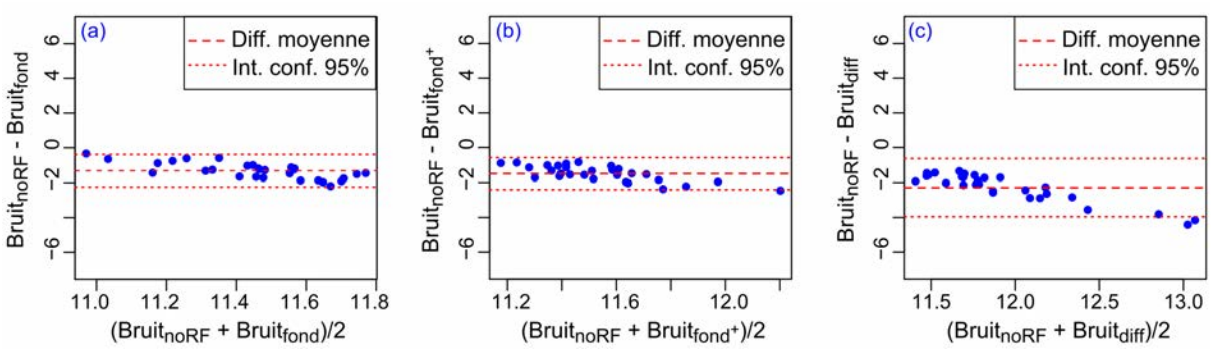


FIGURE 3.6 – *Représentation de Bland-Altman pour la concordance des mesures de bruit (a) $Bruit_{fond}$, (b) $Bruit_{fond^+}$ et (c) $Bruit_{diff}$ avec la technique de référence $Bruit_{noRF}$, pour les mesures réalisées avec l'antenne en quadrature.*

Les régressions linéaires calculées pour les mesures de SNR obtenues avec l'antenne en quadrature sont représentées dans la figure 3.7. Les droites de régression obtenues pour SNR_{fond} et SNR_{fond^+} ont des pentes sensiblement égales à 1 et les coefficients de détermination associés sont d'environ 0.45. Soulignons que le coefficient de variation des mesures de référence est égale à 2.9%. Les CV des mesures de SNR_{fond} et SNR_{fond^+} sont respectivement égaux à 5.1% et à 4.9%, soit 1.7 fois celui des mesures de référence. Quant à SNR_{diff}, sa droite de régression avec les mesures de référence suit une pente égale à 0.60 avec un coefficient de détermination de 0.11. Le coefficient de variation de ses mesures est égal à 6.2%, soit plus de 2 fois celui des mesures de référence.

Le coefficient de corrélation r calculé entre SNR_{fond} et SNR_{noRF} est égal à 0.65 avec une valeur p sensiblement inférieure à 0.05 et un intervalle de confiance de [0.38 0.82]. Celui calculé pour SNR_{fond^+} et SNR_{ref} est égal à 0.68 avec une valeur $p < 0.05$ et un intervalle de confiance de [0.41 0.83]. En revanche la corrélation calculé entre SNR_{diff} et SNR_{noRF} est égal à 0.34 avec une valeur p=0.07 et un intervalle de confiance de [-0.03 0.62].

Pour ce qui est de l'antenne multi-éléments il convient, avant toutes autres choses, de mentionner que les profils de sensibilité des éléments de réception ont subi une variation inférieure à 3% pendant toute la période de collecte des données. La figure 3.8 représente les diagrammes de Bland-Altman impliquant les différentes mesures alternatives de bruit et les mesures de référence. De même que pour l'antenne en quadrature, les mesures exploitant les pixels du fond de l'image affichent un biais

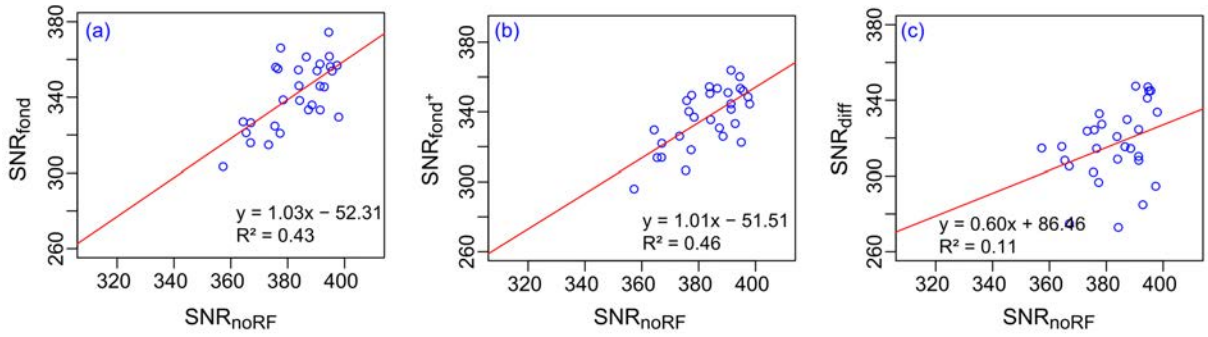


FIGURE 3.7 – *Régression linéaire des différentes mesures de SNR (a) SNR_{fond}, (b) SNR_{fond^+} et (c) SNR_{diff} avec la mesure de référence SNR_{noRF}, pour les tests réalisés avec l'antenne en quadrature.*

constant par rapport aux mesures de référence (figure 3.8 (a) et (b)). Ce biais est égal à $-10.3 \pm 2.9\%$ pour $Bruit_{fond}$ et il vaut $-8.7 \pm 2.1\%$ pour $Bruit_{fond^+}$. Quant à $Bruit_{diff}$, le biais avec les mesures de référence est de $-178.6 \pm 65.1\%$ et la figure 3.8 (c) montre qu'il n'est pas constant.

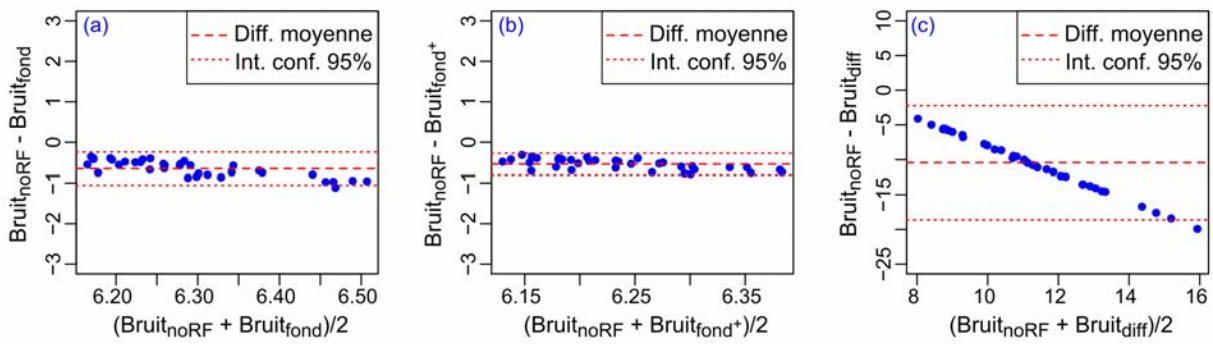


FIGURE 3.8 – *Représentation de Bland-Altman pour évaluer la concordance des mesures de bruit (a) $Bruit_{fond}$, (b) $Bruit_{fond^+}$ et (c) $Bruit_{diff}$ avec les mesures de référence $Bruit_{noRF}$, pour les tests réalisés avec l'antenne à 8 éléments de réception.*

Les régressions linéaires calculées pour les mesures de SNR obtenues avec l'antenne multi-éléments sont affichées dans la figure 3.9. La régression obtenue entre SNR_{fond^+} et SNR_{noRF} suit une droite de pente égale à 0.74 avec un coefficient de détermination de 0.35. Celle obtenue entre SNR_{fond} et SNR_{noRF} suit une droite de pente égale à 0.55 avec un coefficient de détermination de 0.15. Quant à SNR_{diff}, sa régression avec les mesures de référence suit une droite de pente égale à -0.18 avec un coefficient de détermination sensiblement nul. Le coefficient de variation des mesures de référence est égale à 1.7%, celui des mesures de SNR_{fond} est égal à 2.8%, celui de SNR_{fond^+} est égal à 2.3% et celui de SNR_{diff} vaut 22.8%.

Le coefficient de corrélation calculé entre SNR_{fond} et SNR_{noRF} est égal à 0.37, avec une valeur p égale à 0.03 et un intervalle de confiance de [0.04 0.64]. Celui calculé entre SNR_{fond^+} et SNR_{noRF} est égal à 0.61 avec une valeur p sensiblement inférieure à 0.05 et un intervalle de confiance de [0.31 0.77]. En revanche la corrélation calculé entre SNR_{diff} et SNR_{noRF} est égal à -0.04 avec une valeur p=0.84 et un intervalle de confiance de [-0.37 0.31].

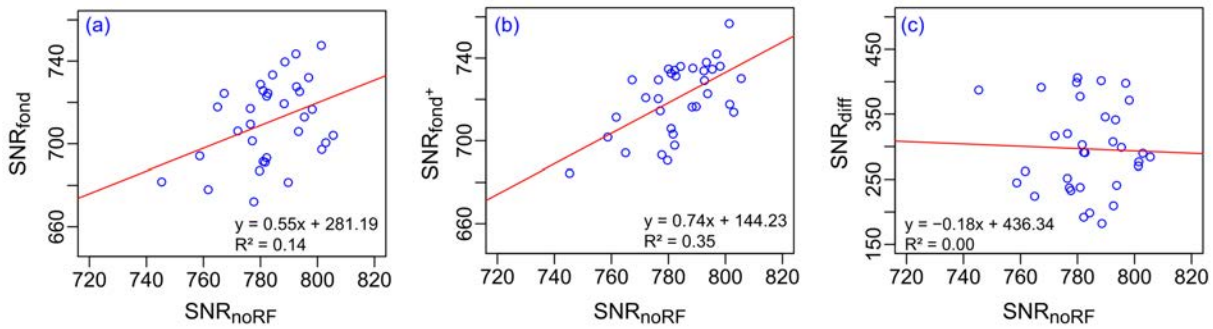


FIGURE 3.9 – *Régression linéaire des différentes mesures de SNR (a) SNR_{fond}, (b) SNR_{fond^+} et (c) SNR_{diff} avec la mesure de référence SNR_{noRF}, pour les tests réalisés avec l'antenne à 8 éléments de réception.*

Distribution des pixels pour $Bruit_{diff}$

Le calcul de paramètres de distribution pour la vérification de l'hypothèse de normalité des pixels utilisés pour le calcul de $Bruit_{diff}$, a produit un *skewness* égal à 0.01 ± 0.05 et un *kurtosis* de 2.98 ± 0.05, pour les acquisitions réalisées avec l'antenne en quadrature. En ce qui concerne les acquisitions réalisées avec l'antenne multi-éléments, le *skewness* calculé est de 0.07 ± 0.41 et le *kurtosis* vaut 3.05 ± 0.51. Ces grandeurs sont représentées par des *boxplots* dans la figure 3.10. L'on y remarque que les valeurs de *skewness* calculés pour les acquisitions avec l'antenne en quadrature demeurent globalement compris en deçà du seuil de significativité qui est indiqué par des tirets sur la figure.

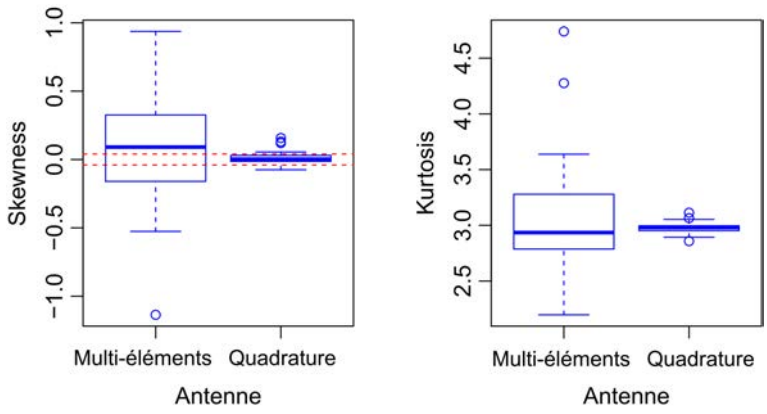


FIGURE 3.10 – Skewness *et* Kurtosis *des pixels utilisés pour le calcul de $Bruit_{diff}$ pour les antennes en quadrature et multi-éléments. Le seuil désignant une asymétrie significative (± 0.04) est représenté par des tirets.*

Influence du gain de réception

La figure 3.11 représente les régressions linéaires calculées entre les mesures de SNR et les valeurs du gain de réception *i.e.* la somme du gain analogique et du gain numérique. Elle montre l'existence de la relation linéaire entre ces deux paramètres avec un coefficient de détermination supérieur à 0.88. Le coefficient de corrélation (r) entre le SNR et le gain de réception est supérieur à 0.94 avec des p-valeurs inférieures 0.05. A noter l'intervalle de confiance pour ce coefficient de corrélation qui vaut $[0.87, 0.98]$. Ainsi que l'indique, la deuxième ligne de cette représentation graphique, cette observation est reproductible.

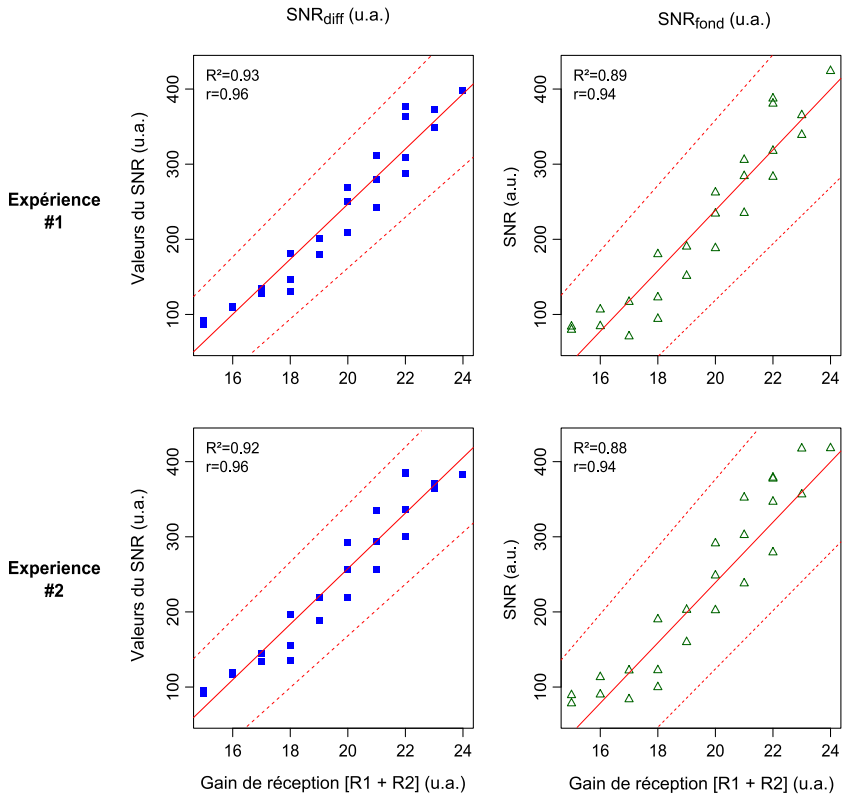


FIGURE ***3.11*** – Skewness *et* Kurtosis *des pixels utilisés pour le calcul de* $Bruit_{diff}$ *pour les antennes en quadrature et multi-éléments. Le seuil du* skewness *désignant une asymétrie significative est représenté par des tirets.*

En ce qui concerne les niveaux de signal et de bruit spécifiquement, la figure 3.12 fournit la représentation graphique de leur évolution en fonction des gains analogique (R1) et numérique (R2). Rappelons que lorsque R1 varie, le gain R2 est fixé à 14 et que R1 est fixé à 7 lorsque R2 varie. L'on peut observer un décroissance remarquable du niveau de bruit mesuré dans les images à mesure que les valeurs gains de réception augmentent. Pour R1 fixé à 7 et R2 variant, l'indice de différence défini dans l'équation 3.8 vaut 63% pour $Bruit_{fond}$ et 47% pour $Bruit_{diff}$. Pour R2 fixé à 14 et R1 variant, l'indice de différence vaut 65% pour $Bruit_{fond}$ et 62% pour $Bruit_{diff}$. Quant au niveau de signal, l'indice de différence calculé pour les gains analogiques ou numériques variant demeure sensiblement égal à 1%. Il est intéressant d'observer que la baisse du niveau de bruit semble suivre une tendance exponentielle avec une chute plus forte pour les plus petites valeurs des gains.

Cette étude sur les mesures du bruit suggère que la technique de calcul exploitant un grand nombre de pixels du fond d'image permet d'obtenir des mesures du bruit qui sont suffisamment proche de mesures de référence. A l'opposé la technique exploitant la différence d'images diverge significativement de la référence, en particulier pour des acquisitions réalisées avec l'antenne multi-éléments. Dans une section dédiée qui suivra, ces divergences entre les différents modes de calcul seront discutées point plus en détail. Signalons aussi l'influence significative des gains de réception du signal sur le niveau de bruit dans les images.

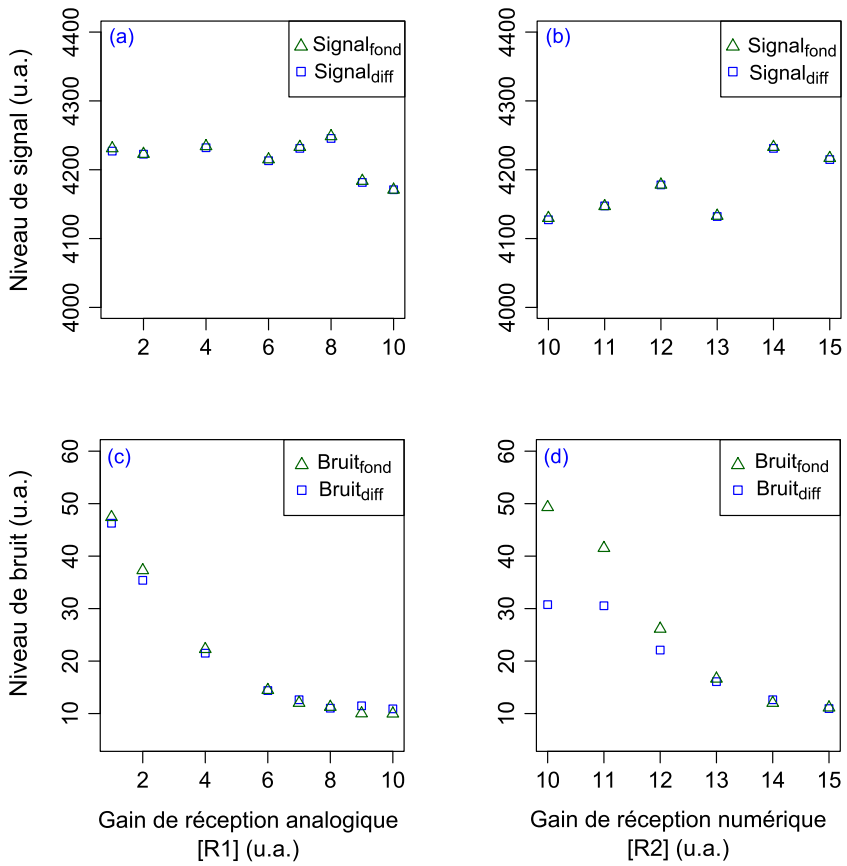


FIGURE 3.12 – *Représentation du niveau de signal en fonction des gains de réception analogique (a) et numérique (b). Représentation du niveau de bruit en fonction des gains de réception analogique (c) et numérique (d).*

3.3.3 Répétabilité des métriques

Les résultats de l'étude de répétabilité sont présentés par catégorie de métriques.

Métriques liées au signal

Les valeurs mesurées sont affichées avec des unités arbitraires (u.a.) excepté pour le coefficient de variation qui est affiché en %. Les niveaux de bruit et de signal mesurés sont étudiés séparément. Rappelons que l'implémentation de la technique de calcul du SNR basée sur la différence de deux images promeut le calcul du niveau de signal également à base des deux images (section 2.3.1). Pour les besoins de l'étude de répétabilité, une distinction a été faite entre le mode de calcul du niveau de signal associé à cette technique ($Signal_{diff}$) et celui associé aux techniques exploitant le fond de l'image ($Signal_{fond}$). Les valeurs de niveau de signal calculées pour les 75 acquisitions considérées sont similaires pour les deux modes :

- antenne en quadrature : $Signal_{fond,diff} = 3823 \pm 35 u.a.$, soit $CV = \pm 0.92\%$
- antenne à 8 éléments : $Signal_{fond,diff} = 4545 \pm 27 u.a.$, soit $CV = \pm 0.60\%$

Les résultats obtenus pour les mesures de niveau de bruit et du SNR sont récapitulées dans le tableau 3.2, les valeurs étant affichées à une décimale près. Pour ce qui est des données acquises à l'aide de l'antenne en quadrature, les mesures effectuées suivant les trois modes de calcul sont du même ordre de grandeur (≈ 300) ; leurs variabilités également ($\approx 3\%$). Soulignons aussi que la technique $Bruit_{fond}$ affiche une variabilité supérieure à celle des deux autres techniques.

Métrique	$Bruit_{fond}$ (u.a.)	$Bruit_{fond^+}$ (u.a.)	$Bruit_{diff}$ (u.a.)	SNR_{fond} (u.a.)	SNR_{fond^+} (u.a.)	SNR_{diff} (u.a.)
Antenne en quadrature						
Moyenne	12.1	12.2	12.2	316.9	313.8	311.2
Écart-type	0.7	0.4	0.4	17.0	9.7	9.8
CV (%)	5.4	3.0	3.2	5.4	3.0	3.1
Antenne à 8 éléments						
Moyenne	6.7	6.6	15.7	674.3	686.1	307.1
Écart-type	0.3	0.2	3.9	28.0	21.5	71.3
CV (%)	4.4	3.2	24.8	4.2	3.1	23.2

TABLE 3.2 – *Résultats de l'étude de répétabilité pour les mesures de bruit et de SNR.*

Les résultats obtenus pour l'antenne en quadrature indiquent que la variabilité de mesure de $Bruit_{fond}$ est légèrement supérieure à celle des autres modes de calcul ($CV_{fond} \approx 1.7 \times CV_{fond^+,diff}$). Quant aux mesures réalisées avec l'antenne multi-éléments, l'on remarque toujours que la variabilité des mesures de bruit exploitant une ROI du fond de l'image est légèrement plus élevée que celle des mesures exploitant plusieurs ROIs ($CV_{fond} \approx 1.4 \times CV_{fond^+}$). En revanche, le mode de mesure basé sur la différence d'images présente une variabilité extrêmement plus élevée que les modes de calcul exploitant le fond de l'image ($CV_{diff} \approx 7.8 \times CV_{fond,fond^+}$).

Les résultats obtenus pour les autres métriques de cette catégorie sont résumés dans le tableau 3.3 ci-dessous. L'on peut constater que la variabilité de mesure du PUI est sensiblement inférieure à 1% et que le taux de *ghosting*, indiqué par le PG, se situe bien en deçà des limites d'action prévues. Pour cette dernière, les valeurs moyennes mesurées et leurs écarts-type sont sensiblement nuls. Par conséquent, le coefficient de variation ne semble pas être d'une grande pertinence pour évaluer la variabilité du PG. Le case correspondante est donc remplacée par la mention *NA* pour *Non Applicable*.

Métrique	CNR_{fond} (u.a.)	CNR_{fond^+} (u.a.)	CNR_{diff} (u.a.)	PUI (%)	PG (%)
Antenne en quadrature					
Moyenne	149.5	148.4	76.0	80.0	0.07
Écart-type	6.1	4.48	2.7	0.5	0.01
CV (%)	4.1	3.0	3.6	0.6	*NA*
Antenne à 8 éléments					
Moyenne	217.4	221.3	99.8	80.2	0.02
Écart-type	9.4	7.4	5.1	0.3	0.01
CV (%)	4.3	3.3	5.1	0.4	*NA*

TABLE 3.3 – *Résultats de l'étude de répétabilité pour les autre métriques liées au signal.*

Métriques géométriques

Le tableau 3.4 ci-dessous récapitule les résultats obtenus pour l'évaluation de la répétabilité quant aux mesures d'épaisseur de coupe, de position de coupe et des dimensions du fantôme. L'on peut remarquer que le coefficient de variation des mesures d'épaisseur de coupe est inférieure à $\pm 1.5\%$

et que ceux des mesures des dimensions du fantôme sont inférieurs à $\pm 0.25\%$. Pour une mise en perspective de cette valeur, il convient de rappeler que la limite recommandée par l'ACR est de $\pm 1\%$ pour la mesure du diamètre, de $\pm 1.3\%$ pour la longueur du fantôme et de $\pm 14\%$ pour l'épaisseur de coupe.

Métrique	EC (mm)	δPC_1 (mm)	δPC_{11} (mm)	$Diam_{A/P}$ (mm)	$Diam_{D/G}$ (mm)	$Long$ (mm)
Antenne en quadrature						
Moyenne	5.02	0.00	-0.61	189.75	190.08	147.07
Écart-type	0.06	0.00	0.50	0.44	0.44	0.29
CV (%)	1.25	*NA*	*NA*	0.23	0.23	0.20
Antenne à 8 éléments						
Moyenne	4.99	0.00	0.00	190.22	190.33	147.07
Écart-type	0.05	0.00	0.00	0.24	0.19	0.29
CV (%)	1.15	*NA*	*NA*	0.13	0.10	0.20

TABLE 3.4 – *Résultats de l'étude de répétabilité pour les métriques géométriques.*

De même que pour le *ghosting*, il n'apparait pas pertinent d'évaluer la variabilité des mesures réalisées pour la précision de position de coupe en utilisant le coefficient de variation. Cette case du tableau est donc remplacée par la mention *NA*.

Quelques remarques peuvent être faites à partir de cette étude. En effet, l'on peut noter que la variabilité intrinsèque du bruit mesuré à partir de techniques exploitant un nombre limité de pixels ($Bruit_{fond}$) est plus élevée que pour les techniques exploitant un grand nombre de pixels ($Bruit_{fond^+}$ et $Bruit_{diff}$). C'est particulièrement le cas pour l'antenne en quadrature. Quant à l'antenne multi-éléments, la variabilité élevée des mesures du bruit obtenues à partir de différence d'images reflète le manque de concordance entre cette technique et la référence ainsi que le décrit la section 3.3.2. En ce qui concerne le CNR, le constat précédent appelle à la prudence quant à l'utilisation de CNR_{diff}. Du reste la variabilité de cette métrique semble également diminuer lorsque le nombre de pixels utilisés pour l'estimation du bruit augmente. Le pourcentage d'uniformité des images est ostensiblement caractérisé par une très faible variabilité, c'est aussi le cas pour les métriques géométriques.

3.3.4 Suivi multi-site

Pour rappel, le suivi multi-sites a été réalisé pendant une période de 99 semaines, soit autant d'acquisitions attendues. Pour diverses raisons liées soit aux activités des centres d'imagerie concernés, soit aux volontés individuelles, le nombre d'acquisitions collectées est différent d'un site à l'autre. Ainsi, 89 acquisitions ont été collectées auprès du site labellisé IRM_1, 93 acquisitions sur le site IRM_2, 42 acquisitions sur le site IRM_3 et 87 acquisitions auprès du site IRM_4. La vérification automatique de conformation au protocole d'acquisition a eu pour résultat d'exclure 7 acquisitions pour le premier site, 5 acquisitions pour le deuxième site, 6 acquisitions pour le troisième site et enfin 4 acquisitions pour le quatrième.

Les paramètres de calibration

Les valeurs relevées pour les paramètres issues de la calibration RF sont récapitulées dans le tableau 3.5 sous la forme $\mu \pm \sigma$ avec les coefficients de variation associés. Ces derniers sont exprimés en ppm pour la fréquence centrale et en % pour les autres paramètres de calibration.

	FC (MHz) $[CV_{ppm}]$	TG (u.a.) $[CV_{\%}]$	$R1$ (u.a.) $[CV_{\%}]$	$R2$ (u.a.) $[CV_{\%}]$
IRM_1	$63.87 \pm 539 \times 10^{-6}$ [8.45]	102.62 ± 3.30 [3.22]	10.94 ± 0.24 [2.20]	13.99 ± 0.11 [0.79]
IRM_2	$63.86 \pm 0.83 \times 10^{-6}$ [1.39]	93.76 ± 2.14 [2.28]	10.34 ± 0.71 [6.86]	13.81 ± 0.40 [2.87]
IRM_3	$63.87 \pm 0.39 \times 10^{-6}$ [0.62]	107.00 ± 7.81 [7.30]	8.42 ± 0.73 [8.69]	13.19 ± 0.40 [3.04]
IRM_4	$63.85 \pm 178 \times 10^{-6}$ [2.79]	111.22 ± 4.91 [4.41]	9.00 ± 0.00 [0.00]	13.80 ± 0.46 [3.37]

TABLE 3.5 – *Récapitulatif des paramètres de calibration relevés pour les 4 appareils.*

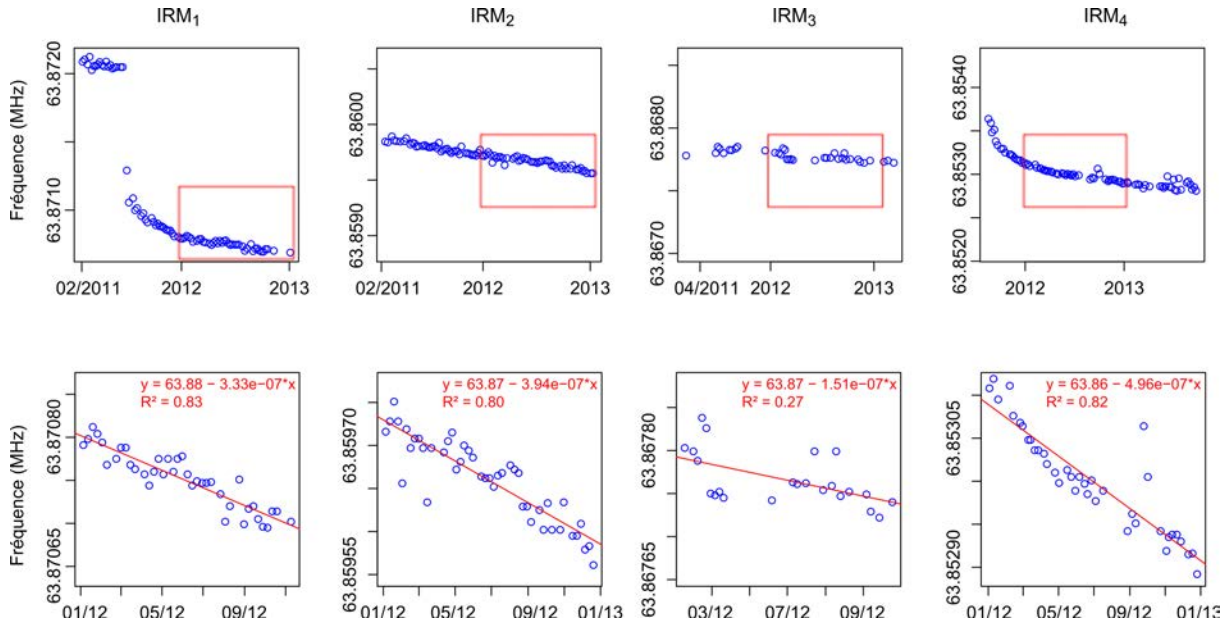


FIGURE 3.13 – *Courbes d'évolution temporelle de la fréquence centrale pour les 4 appareils contrôlés. Les graphes de la deuxième ligne, encadrés en rouge, montrent un agrandissement correspondant à une période de 52 semaines communes aux 4 appareils. Avec des pentes de régressions négatives, la tendance générale est à la baisse de ce paramètre dans le temps.*

Fréquence centrale L'on peut observer une disparité notable entre les variation des différents appareils pour la fréquence centrale. En effet, la fréquence centrale de l'appareil IRM_1 se trouve être caractérisé par une variation environ 7 fois plus élevée que celle des appareils $IRM_{2,3}$ et environ 3 fois plus élevée que celle de IRM_4. L'on peut aussi observer que la variation de la fréquence centrale de l'IRM_4 est environ 2 fois plus élevée que celles des appareils $IRM_{2,3}$. La figure 3.13 montre les évolutions temporelles de ce paramètre pour les 4 appareils, les graphes étant affichés

dans la même plage de visualisation. Elle permet de se rendre compte que la tendance générale est à la baisse de la fréquence de résonance. Cette figure fournit également un aperçu graphiques des disparités de variation relevées précédemment, notamment pour l'appareil IRM_1. Afin de quantifier la tendance de décroissance de la fréquence de résonance, une portion de ces courbes est examinée plus en détail. Il s'agit d'une période courant sur l'année 2012 et qui est commune aux 4 appareils (figure 3.13, *deuxième ligne*). Il est important de signaler que durant cette période 39 mesures ont été effectuées pour les appareils $IRM_{1,4}$, 44 mesures pour IRM_2 et seulement 23 pour IRM_3. Les droites de régression calculées pour ces sous-ensembles de mesures sont également affichées avec les coefficients de détermination associées ($R^2 \approx 0.80$ exceptés pour l'IRM_4). En raison de la périodicité hebdomadaire de ces mesures, les pentes des droites (δFC) sont présentées en Hz/semaine. Elles valent -0.33 Hz/semaines pour l'appareil IRM_1, 0.39 Hz/semaine pour IRM_2, 0.15 Hz/semaine pour IRM_3 et 0.49 Hz/semaine pour IRM_4. Ces pentes de régression permettent de déduire une tendance générale de stabilité en valeur absolue égale à 0.005 ppm/semaine pour le premier appareil, 0.006 ppm/semaine pour le deuxième appareil, 0.002 ppm/semaine pour le troisième et à 0.007 ppm/semaine pour le quatrième appareil.

En ce qui concerne les gains de transmission RF et de réception du signal, leurs courbes temporelles sont représentées dans la figure 3.14.

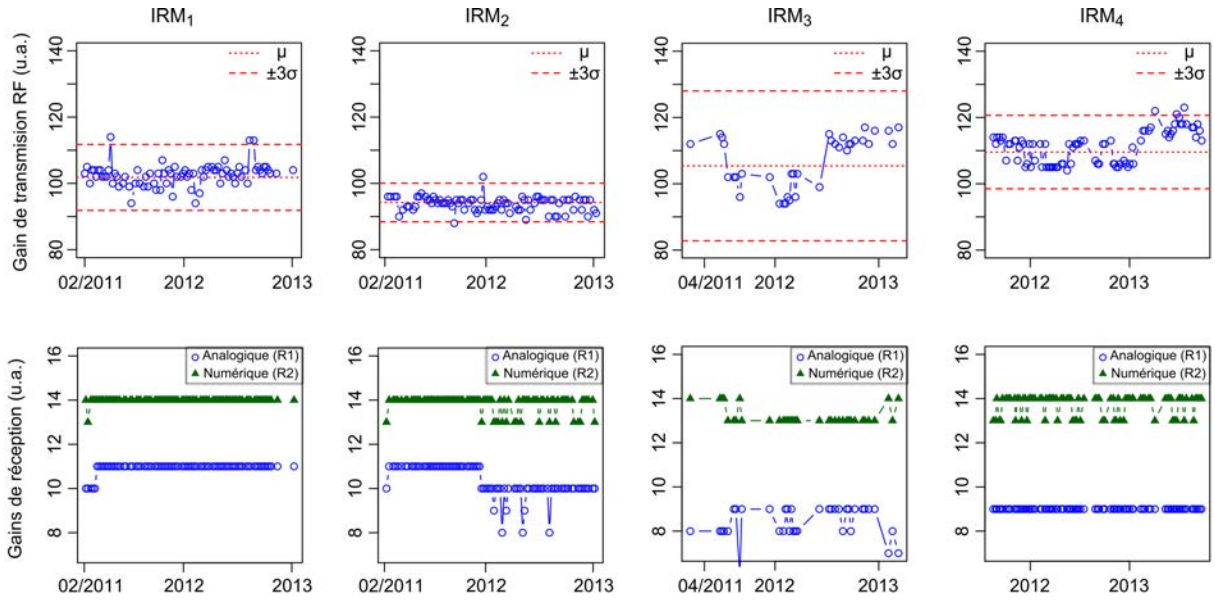


FIGURE 3.14 – *Courbes d'évolution temporelle des gains de transmission RF (1^{re} ligne) et de réception du signal (2^{me} ligne) pour les 4 appareils contrôlés. Les graphes de la deuxième ligne, encadrés en rouge, montrent un agrandissement correspondant à une période de 52 semaines communes aux 4 appareils. Avec des pentes de régressions négatives, la tendance générale est à la baisse de ce paramètre dans le temps.*

Gain de transmission Le troisième appareil se distingue particulièrement des autres par une variation plus élevée du TG. De même que pour la fréquence centrale, l'on peut affiner cette observation en la restreignant à une période commune au 4 appareils, soit l'année 2012. Il en résulte que le coefficient de variation du TG vaut 3.2% pour l'IRM_1, 2.1% pour l'IRM_2, 7.8% pour IRM_3 et de 3.0%

pour IRM_4. La variation du TG pour le troisième appareil est environ 2.5 fois supérieure à celles des autres appareils.

Gains de réception En ce qui concerne la chaine de réception du signal, l'on peut observer que le gain numérique tend à évoluer entre les valeurs 14 et 13, soit un changement de -6 dB. Notons que ce changement n'est intervenu qu'une seule fois pour le premier appareil alors qu'il semble être plus fréquent pour les autres appareils. De façon analogue au TG et à la FC, les mesures de la période commune indiquent que le coefficient de variation du gain analogique est nul pour les appareils $IRM_{1,3}$ et qu'il vaut 3.4% pour les appareils $IRM_{2,4}$. Dans tous les cas ces variations sont inférieures au seuil symbolique de 5.0%.
Les mesures réalisées pour le gain analogique sont moins homogènes que celles du gain numérique. En effet, le tableau 3.5 indique que les coefficients de variation des appareils $IRM_{1,4}$ sont inférieurs à 5.0% alors que ceux des appareils $IRM_{2,3}$ sont supérieurs à 5.0%. Pour l'appareil IRM_1, le gain analogique vaut régulièrement 11, excepté pour 5 occurrences au début du suivi pour lesquelles il vaut 10. Ce changement de valeurs correspond à une augmentation de 3 dB. Pour l'appareil IRM_2, le gain analogique prend les valeurs $\{8, 9, 10, 11\}$ avec une forte propension pour les valeurs 10 et 11. Pour l'appareil IRM_3, le gain analogique prend les valeurs $\{6, 7, 8, 9\}$ avec une forte propension pour les valeurs 8 et 9 (une occurrence pour R1=6 et deux pour R1=7). Ces changements ne suivent pas de tendance particulière et correspondent donc à des variations de l'ordre de 2 dB. Enfin le gain analogique relevé pour l'IRM_4 reste constamment égal à 9. En considérant en détails la période commune aux quatre appareils, l'on peut relever que le CV du gain analogique vaut 0% pour les appareils $IRM_{1,4}$ et 5.6% pour les appareils $IRM_{2,3}$.

Les métriques liées au signal

Rapport signal-à-bruit Les mesures de rapport signal-à-bruit effectuées sur les 4 appareils sont récapitulées dans le tableau 3.6. Soulignons que la normalité des pixels utilisés dans la mesure de SNR_{diff} a été vérifiée avec succès. En effet, le *kurtosis* calculé pour chacun des appareils vaut en moyenne 2.99 ± 0.06 et le *skewness* est en moyenne égal à 0.00 ± 0.03.

	SNR_{fond} (u.a.) [$CV_{\%}$]	SNR_{fond^+} (u.a.) [$CV_{\%}$]	SNR_{diff} (u.a.)		
			valeurs, [$CV_{\%}$]	$Kurt$	$Skew$
IRM_1	159.7 ± 8.3 [5.2]	161.2 ± 7.4 [4.6]	156.3 ± 10.5 [6.7]	2.99 ± 0.05	0.00 ± 0.03
IRM_2	155.5 ± 10.9 [7.0]	158.6 ± 10.7 [6.7]	154.5 ± 11.0 [7.1]	2.98 ± 0.08	-0.00 ± 0.04
IRM_3	152.2 ± 9.5 [6.2]	151.5 ± 8.6 [5.7]	148.8 ± 8.0 [5.4]	2.99 ± 0.04	0.00 ± 0.02
IRM_4	158.7 ± 16.4 [10.3]	159.3 ± 12.4 [7.8]	154.6 ± 11.1 [7.2]	2.99 ± 0.04	-0.00 ± 0.02

TABLE 3.6 – *Récapitulatif des mesures de rapport signal-à-bruit pour les 4 appareils.*

Des représentations graphiques sont fournies les figures 3.15 (a) pour SNR_{fond}, 3.15 (b) pour SNR_{fond^+} et 3.15 (c) pour SNR_{diff}. Les limites spécifiques associées sont affichées sur les graphes. Les régressions linéaires calculées entre les mesures de basées sur l'utilisation de pixels du fond

d'images et celles basées sur la différence d'image sont également affichées [figure 3.15 (d,e)]. Notons que ces régressions ont été calculées en utilisant la totalité des mesures effectuées pour les 4 appareils, soit 293 points. Les pentes valent en moyenne 0.77 avec des coefficients de détermination égaux à 0.41 pour la régression entre SNR_{fond} et SNR_{diff} et à 0.65 pour celle entre SNR_{fond^+} et SNR_{diff}.

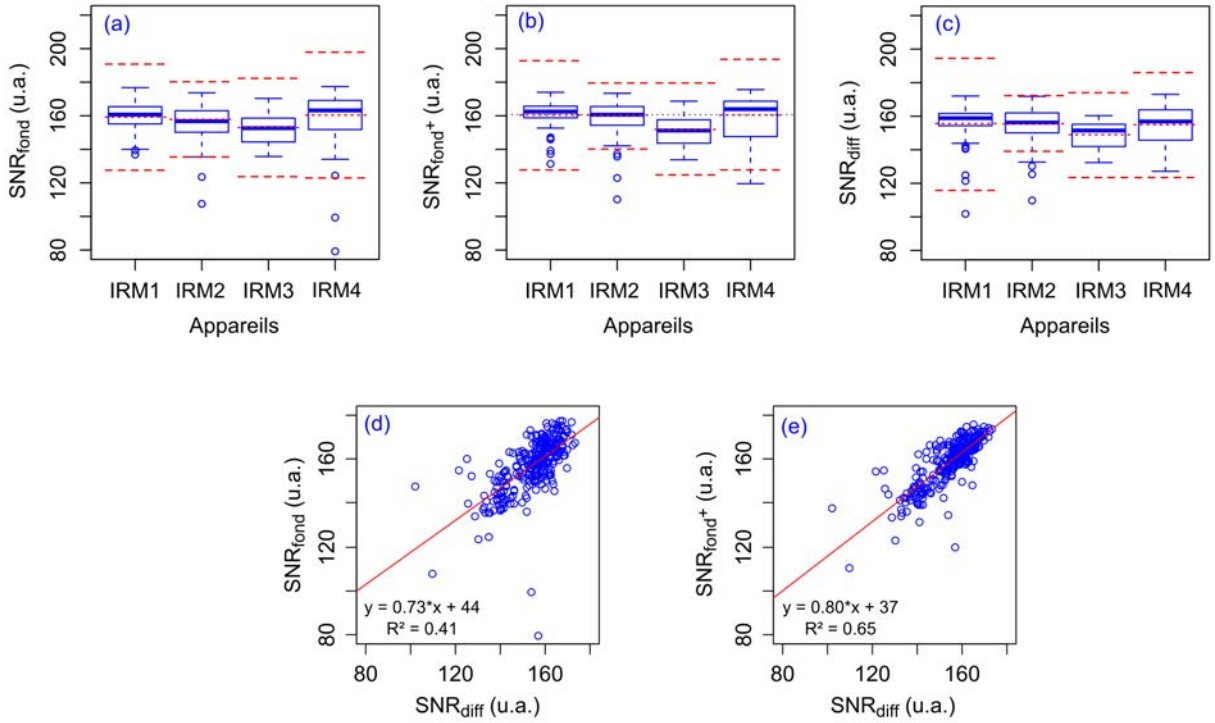


FIGURE 3.15 – Boxplots *des mesures de SNR pour les 4 appareils suivant les techniques (a)* SNR_{fond}*, (b)* SNR_{fond^+} *et (c)* SNR_{diff}.

Les mesures réalisées pour les autres métriques de cette catégorie sont récapitulées dans le tableau 3.7 ci-dessous.

	CNR_{fond} [$CV_{\%}$]	CNR_{fond^+} [$CV_{\%}$]	CNR_{diff} [$CV_{\%}$]	PUI [$CV_{\%}$]	PG [$CV_{\%}$]
IRM_1	62.7 ± 16.4 [26.1]	63.2 ± 16.3 [25.8]	31.6 ± 8.2 [25.8]	93.3 ± 0.8 [0.8]	0.04 ± 0.04 [NA]
IRM_2	73.1 ± 19.7 [27.0]	74.6 ± 19.8 [26.5]	36.8 ± 10.3 [28.0]	94.0 ± 0.5 [0.6]	0.04 ± 0.05 [NA]
IRM_3	68.9 ± 15.8 [23.0]	68.6 ± 15.6 [22.7]	33.3 ± 9.4 [28.4]	93.7 ± 1.0 [1.1]	0.03 ± 0.02 [NA]
IRM_4	62.7 ± 16.4 [26.1]	63.2 ± 16.3 [25.8]	31.6 ± 8.2 [25.8]	93.3 ± 0.8 [0.8]	0.04 ± 0.04 [NA]

TABLE 3.7 – *Récapitulatif des mesures de CNR, de PUI et de niveau de* ghosting *pour les 4 appareils.*

Rapport contraste-à-bruit Les mesures de CNR réalisées pour les 4 appareils sont représentées par des *boxplots* suivant les modes de calcul du niveau de bruit [figure 3.16 (a-c)]. Les régressions linéaires ,calculées entre les modes $CNR_{fond,fond^+}$ et le mode CNR_{diff} à partir de l'ensemble des mesures,

sont représentées dans les figures 3.16 (d,e). Les pentes des droites de régression sont sensiblement égales à 1.9 et les coefficients de détermination valent en moyenne 0.91. Ces résultats indiquent que, bien qu'ils soient fortement corrélés, les modes de calcul $CNR_{fond,fond^+}$ produisent des valeurs deux fois plus élevées que CNR_{diff}. Par ailleurs, les trois modes de calcul sont affectés par des variations du même ordre de grandeur ($CV \approx 25\%$).

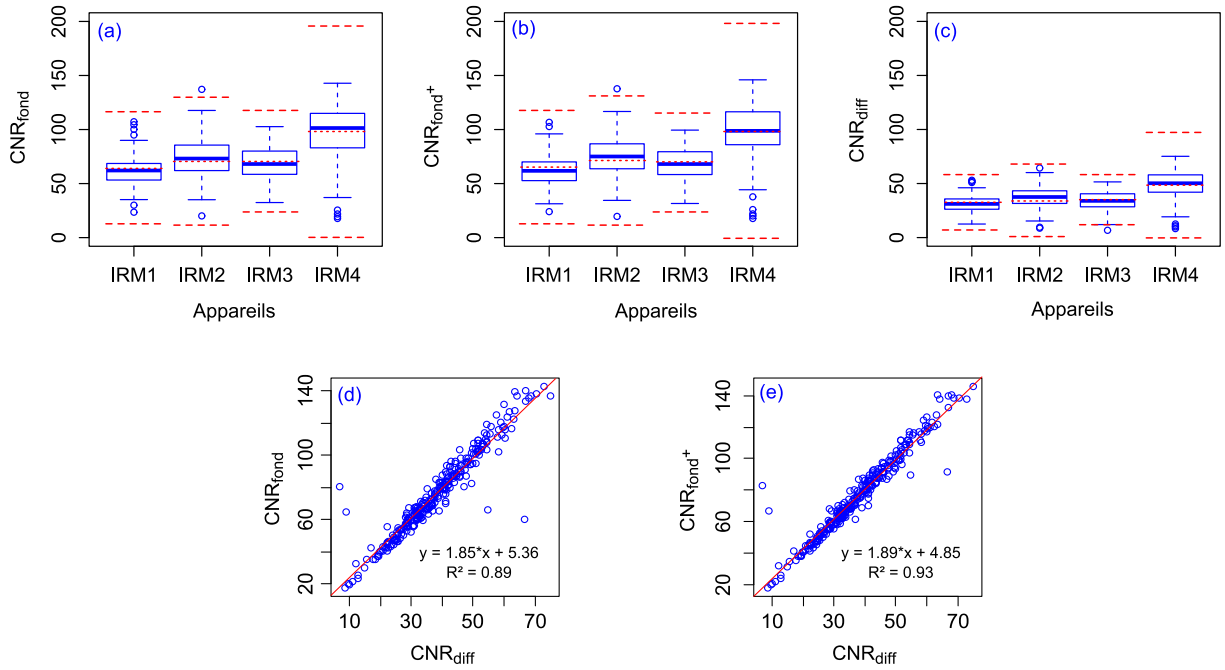


FIGURE 3.16 – Boxplots *des mesures de rapport contraste-sur-bruit suivant la technique* CNR_{fond} *(a),* CNR_{fond^+} *(b) et* CNR_{diff} *(c). La régression linéaire entre* CNR_{fond} *et* CNR_{diff} *(d) et entre* CNR_{fond^+} *et* CNR_{diff} *(e) sont aussi affichées.*

Uniformité d'images et niveau de *ghosting* En ce qui concerne l'uniformité des images (PUI) et l'évaluation du *ghosting* PG, la figure 3.17 montre les *boxplots* associées aux mesures réalisées pour les 4 appareils. L'uniformité des images produites par ces appareils est supérieure à 92% et le niveau de *ghosting* reste globalement inférieur à 0.1%. Il faut ajouter que les limites d'action recommandées par l'ACR pour le PUI (limite inférieure = 90%) et le PG (limite supérieure = 5%) ne sont pas atteintes. En ce qui concerne le coefficient de variation des mesures du PUI, elle vaut en moyenne 0.73% pour les appareils $IRM_{1,2,4}$, ce qui est de l'ordre de grandeur de la variabilité intrinsèque mesurée pour cette métrique (0.7%, voir section 3.3.3). Pour l'appareil IRM_3, le coefficient de variation est égal à 1.1%, soit une augmentation d'environ 36% par rapport à la variabilité propre du PUI.

Les métriques géométriques

Les mesures réalisées pour les métriques géométriques sont résumées dans le tableau 3.8. Les valeurs sont affichée en millimètre. Pour les 4 appareils, la résolution spatiale, qui n'est pas renseignée dans le tableau, est demeurée égale à 1.00 mm pour la mesure effectuée dans la direction de codage de fréquence. Dans la direction de codage de phase, la résolution spatiale vaut 1.01 ± 0.03

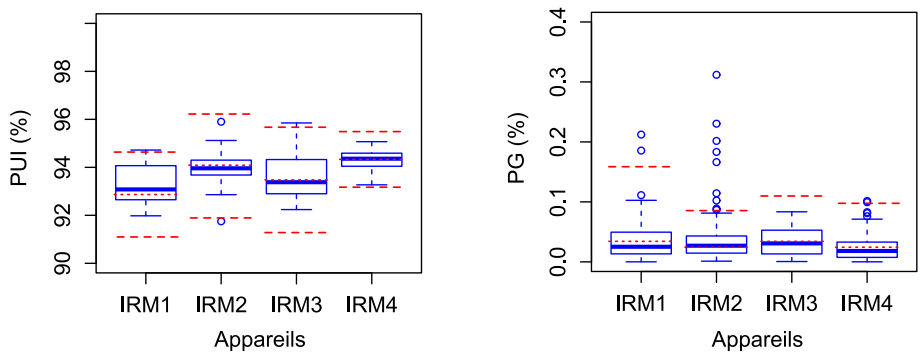


FIGURE 3.17 – *Représentation graphique des mesures réalisées pour l'uniformité des images (a) et l'évaluation du niveau de* ghosting *(b).*

mm pour les appareils $IRM_{1,2,3}$ et 1.01 ± 0.05 mm pour IRM_4.

	EC [$CV_{\%}$]	δPC_1	δPC_{11}	$Long$ [$CV_{\%}$]	$Diam_{A/P}$ [$CV_{\%}$]	$Diam_{D/G}$ [$CV_{\%}$]
IRM_1	5.01±0.06 [1.3]	0.00	{-0.98, 0.00, 0.98}	147.41±0.37 [0.2]	189.72±0.24 [0.1]	189.30±0.49 [0.2]
IRM_2	5.00±0.16 [3.2]	0.00	{-1.95, -0.98, 0.00, 0.98}	147.07±0.75 [0.5]	189.70±0.36 [0.2]	190.26±0.23 [0.1]
IRM_3	4.99±0.09 [1.8]	0.00	{-0.98, 0.00, 0.98}	147.20±0.16 [0.1]	189.32±0.32 [0.2]	189.57±0.14 [0.1]
IRM_4	4.99±0.06 [1.2]	0.00	{-1.95, -0.98, 0.00, 0.98}	147.41±0.37 [0.2]	189.72±0.24 [0.1]	189.30±0.49 [0.2]

TABLE 3.8 – *Récapitulatif des mesures géométriques pour les 4 appareils.*

Pour une présentation détaillée des résultats, nous intéressons d'abord aux mesures d'épaisseur de coupe et de dimensions géométriques du fantôme. La figure 3.18 montre les *boxplots* correspondants à ces mesures pour les 4 appareils suivis. Les limites d'action recommandées par l'ACR sont représentées par des traits pleins, soit 5 ± 0.7 mm pour l'épaisseur de coupe, 190 ± 2 mm pour les diamètres ($Diam_{A/P}$ et $Diam_{D/G}$) et 148 ± 2 mm pour la longueur du fantôme. Les limites spécifiques, calculées pour chaque appareil à l'aide d'outils de contrôle statistique des procédés sont représentées en pointillés. Pour les 4 appareils, les limites calculées pour la mesure d'épaisseur de coupe sont sensiblement du même ordre de grandeur, soit $\pm 4.0\%$ pour IRM_1, $\pm 5.5\%$ pour $IRM_{2,3}$ et $\pm 3.4\%$ pour IRM_4. En ce qui concerne le diamètre dans la direction antéro-postérieure, les limites sont de $\pm 0.2\%$ pour IRM_1, $\pm 0.5\%$ pour $IRM_{2,3}$ et $\pm 0.3\%$ pour IRM_4. Pour le diamètre mesuré en droite-gauche, les limites sont égales à $\pm 0.3\%$ pour IRM_2 et de $\pm 0.2\%$ pour les appareils $IRM_{3,4}$; celle calculées pour IRM_1 est égale à $\pm 0.7\%$. Enfin les limites calculées pour la mesure de longueur du fantôme valent $\pm 0.6\%$ pour les appareils $IRM_{1,2,4}$ et $\pm 0.3\%$ pour IRM_3. Partant de ces *boxplots*, l'on peut observer des différences de variabilité sur les mesures géométriques

Ces mesures permettent de déduire que la précision géométrique des appareils est supérieure à 99%, ainsi que le renseigne le tableau3.9 ci-dessous.

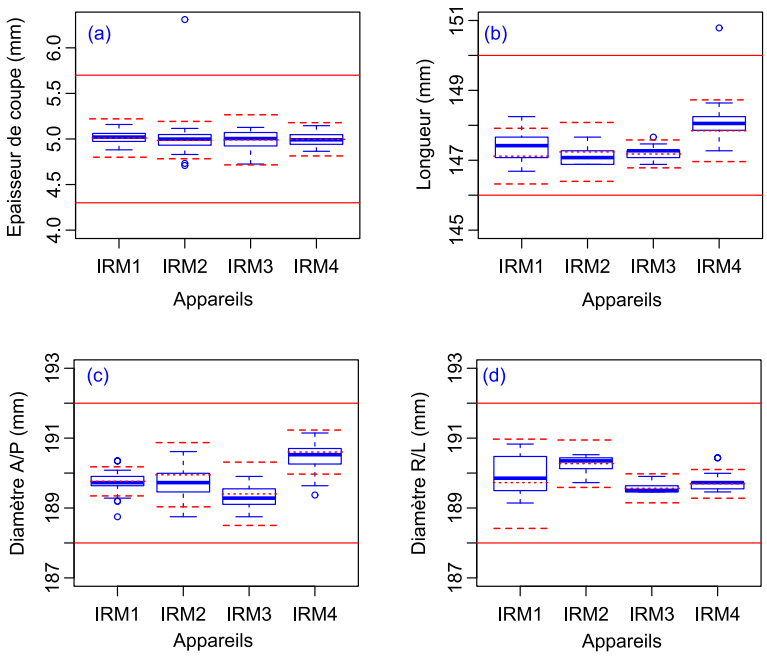


FIGURE 3.18 – *Représentation graphique des métriques géométriques mesurées pour les 4 appareils avec les limites d'action et les limites spécifiques associées : (a) l'épaisseur de coupe, (b) la longueur du fantôme, (c) le diamètre dans la direction antéro-postérieure et (d) le diamètre dans la direction droite-gauche*

	$Prec_{EC}$ (%)	$Prec_{Long}$ (%)	$PrecDiam_{A/P}$ (%)	$Prec_{Diam_{D/G}}$ (%)
IRM_1	98.9 ± 0.7	99.6 ± 0.2	99.8 ± 0.1	99.6 ± 0.2
IRM_2	98.5 ± 2.8	99.4 ± 0.5	99.8 ± 0.1	99.8 ± 0.1
IRM_3	98.5 ± 1.0	99.4 ± 0.1	99.6 ± 0.2	99.8 ± 0.1
IRM_4	99.0 ± 0.6	99.8 ± 0.2	99.7 ± 0.1	99.8 ± 0.1

TABLE 3.9 – *Récapitulatif des valeurs de précision géométrique mesurées pour les 4 appareils.*

Quant au décalage de position de coupe (δPC), le choix est fait de fournir l'ensemble des valeurs mesurées pour les 4 appareils (tableau 3.8). Ainsi l'on peut observer qu'aucun décalage n'a été mesuré pour la position de la première coupe alors que des décalages compris entre -1.95 mm et 0.98 mm ont été relevées pour la position de la onzième coupe. Ces valeurs sont inférieures aux limites d'action prévues dans les travaux de l'ACR ($\pm 4mm$).

3.4 Discussion

3.4.1 Analyse automatique des images

Les mesures produites par l'analyse automatique indiquent des écarts inférieurs à 0.50 mm pour les dimensions du fantôme et à 0.10 mm pour l'épaisseur de coupe. Compte tenu de la résolution du pixel (≈ 0.98), ces écarts sont significativement faibles. En comparaison, les opérations manuelles produisent des écarts de mesure pouvant atteindre 1.15 mm pour les dimensions du fantôme ce qui est notable car étant supérieur à la résolution du pixel. A noter que les écarts de mesures manuelles sur l'épaisseur de coupe sont inférieurs à 0.50 mm. La comparaison entre ces mesures automatiques et celles réalisées manuellement révèle qu'il n'y a pas de différence statistiquement significative entre les deux types de traitement. En effet, la statistique t=0.006 et la p-valeur égale à 0.99 vont

dans le sens de cette observation. Une très forte corrélation a également été mise en lumière entre les mesures automatiques et manuelles ($R^2_{auto/man} > 0.92$ et $r_{auto/man} > 0.95$, $p < 0.05$). En ce qui concerne la fidélité des mesures, on peut souligner que les deux types de traitements fournissent des résultats tout autant conformes à la réalité des objets scannés. Il convient tout de même de souligner que pour la mesure de l'épaisseur de coupe, l'algorithme automatique produit un résultat hautement plus fidèle que les traitements manuels.

Quant à la variabilité, les coefficients de variation indiquent que les mesures manuelles sont plus variables que celles issues de l'algorithme automatique ($CV_{man} \approx 4 \times CV_{auto}$). Il faut signaler une exception pour le pourcentage d'uniformité d'image (PUI) pour lequel les mesures manuelles et automatiques sont également variables ($CV_{man,auto} \approx 0.5\%$). A la lumière de l'évaluation de la répétabilité des mesures rapportée à la section 3.3.3, il apparait que la variabilité des mesures manuelles est 2 à 3 fois supérieure à la variabilité intrinsèque des métriques (voir tableau 3.4). En revanche, celle des mesures automatiques est inférieure ou égale à la variabilité intrinsèque des métriques considérées. Cette forte variabilité des mesures manuelles n'est pas surprenante car les manipulations requises font appel à la subjectivité des opérateurs, soit pour positionner les points de mesure, soit pour ajuster la fenêtre de visualisation. Cette raison explique aussi que la mesure manuelle de l'épaisseur de coupe soit moins fidèle à la prescription que la mesure automatique. L'exception qui est observée pour une métrique telle que le PUI conforte ce constat dans la mesure où la mesure manuelle de cette métrique requiert uniquement de placer une région de mesure et d'y relever les extrema de pixels, ce qui se passe de toute subjectivité.

Ces observations montrent que les traitements automatiques peuvent valablement remplacer les mesures manuelles, tout en produisant des mesures plus stables. Quant aux durées de réalisation, les opérations manuelles se révèlent considérablement chronophages (temps moyen = 35 minutes) en comparaison avec les traitements automatiques (temps moyen = 15 secondes). L'algorithme d'analyse automatique des images de contrôle apparait donc produire des résultats comparables, en termes de fidélité, et corrélés avec ceux des opérations manuelles. De plus, il est plus stable et moins chronophage que les opérations réalisées manuellement. Toutes ces constations sont autant d'arguments permettant de promouvoir cette approche automatisée de l'analyse des images pour les besoins du contrôle qualité. Il convient de signaler qu'une partie des résultats obtenus dans le cadre de la validation de cet outil automatique d'analyse des images de contrôle qualité peut actuellement se retrouver dans la littérature [Sewonu et al., 2013b]. La méthode d'analyse a été très peu détaillée dans cette publication ; compte-tenu des remarques du comité de lecture une publication plus exhaustive est en préparation sur ce sujet.

3.4.2 Le SNR et les mesures du bruit

Bien souvent, ce document rapporte que le rapport signal-à-bruit (SNR) est l'une des métriques si ce n'est la métrique la plus importante pour contrôler les performances des appareils d'IRM. C'est tout naturellement qu'une section lui est consacrée (section 3.3.2). Nous avons étudié trois modes de mesure du bruit ($Bruit_{diff,fond,fond^+}$) et les avons comparé à un mode de mesure de référence ($Bruit_{noRF}$). Nous avons également vérifié les conditions statistiques d'application du mode de mesure $Bruit_{diff}$ et étudié l'influence de la calibration du système sur le SNR. Pour aborder la discussion des différents résultats, il est opportun de les considérer par type d'antenne.

Antenne en quadrature

Pour les mesures réalisées avec l'antenne en quadrature, les trois méthodes de mesure évaluées produisent des résultats du même ordre de grandeur, ainsi que l'indique la figure 3.5. De plus, la figure 3.10 montre que la condition de normalité des pixels utilisés pour la mesure de $Bruit_{diff}$ est remplie. L'analyse de Bland-Altman montre que les modes de mesure $Bruit_{fond,fond^+}$ produisent un résultat en accord avec la référence avec l'existence d'un biais qui semble significatif mais plutôt faible ($\approx 13\%$) et constant. Toutefois, le biais existant entre les mesures de $Bruit_{diff}$ et les mesures de référence s'avère être plus élevé ($\approx 25\%$) et une observation minutieuse du diagramme de Bland-Altman associé [figure 3.6 (c)] peut faire penser que ce biais n'est pas constant. Cette observation est confirmée par le résultat de la régression linéaire calculée entre les mesures de SNR suivant la méthode de différence d'images et la méthode de référence. En effet, la pente de la droite de régression (0.60) indique qu'elle n'est pas parallèle à l'identité et donc que le biais entre ce mode de mesure et la référence n'est pas constant. A l'opposé, la pente obtenue pour la régression entre les modes de mesure exploitant les pixels du fond de l'image et la référence est sensiblement égale à 1 et confirme la constance du biais mis en évidence par les figures 3.6 (a) et figure 3.6 (b).

Par ailleurs, le coefficient r indique que la corrélation entre les modes de mesure exploitant les pixels du fond de l'image et le mode de référence ($r_{fond,fond^+/noRF} \approx 0.66$) est supérieure à celle entre le mode basé sur la différence d'images et la référence ($r_{diff/noRF} = 0.34$). Quant à la variation des mesures, les modes exploitant les pixels du fond d'images se révèlent légèrement moins variables que le mode de mesure basé sur la différence d'images ($CV_{fond,fond^+} \approx 0.8 \times CV_{diff}$). Cette différence en termes de variation est confirmée par les intervalles de confiance calculés pour la corrélation ($\Delta r_{fond,fond^+} \approx 0.40$ et $\Delta r_{diff} \approx 0.60$). Elle apparait plus considérable si l'on s'intéresse aux coefficients de détermination des régressions ($R^2_{fond,fond^+} \approx 0.45$ et $R^2_{diff} = 0.11$). Somme toute, ces trois grandeurs indiquent que la variabilité de mesure du mode SNR_{diff} est supérieure à celles de $SNR_{fond,fond^+}$. Rappelons que la variabilité intrinsèque de SNR_{fond} a été évaluée à 5.4% et que celles de SNR^{fond^+} et de SNR_{diff} ont été évaluées à 3% (tableau 3.3). La dernière remarque met en lumière une variation des mesures de SNR_{diff} qui est supérieure à celles de $SNR_{fond,fond^+}$, en dépit de l'idée qu'on aurait pu se faire à partir des variabilités intrinsèques de ces trois métriques. La discussion reviendra plus en détails sur ce point.

Les mesures de SNR effectuées dans le cadre du suivi multi-site mettent en lumière la forte corrélation calculée entre le mode basé sur la différence d'images et ceux exploitant les pixels du fond d'images. En effet, la pente de la régression est au minimum supérieure à 0.70 et elle atteint 0.80 lorsqu'un nombre suffisamment élevé de pixels du fond d'image est utilisé. Des résultats similaires peuvent être retrouvés dans la littérature notamment ceux de [Firbank et al., 1999]. L'étude publiée par Firbank et al. montre une régression linéaire de pente égale à 0.94 entre des mesures de SNR réalisées suivant la technique de différence d'images et celle basé sur l'utilisation de pixels du fond d'image. Prenant toujours en compte ces calculs de régressions linéaires, il est également intéressant de remarquer que le coefficient de détermination est considérablement amélioré ($R^2_{fond/diff} = 0.40$, $R^2_{fond^+/diff} = 0.65$). Cette observation ainsi que celles faites précédemment pour la variation des mesures et l'évaluation de la répétabilité confirment le fait que la précision de l'estimation du bruit

augmente avec le nombre d'échantillons considérés [Bendat and Piersol, 2000].

Il convient de rappeler que 709 pixels sont engagés pour la mesure de SNR_{fond} et que 2836 pixels sont exploités pour mesurer SNR_{fond^+} (voir section B.3). Quant à SNR_{diff}, il est mesuré à partir de 19000 pixels. Selon les travaux de Robson et al., on s'attend à ce que l'erreur sur une mesure de bruit réalisée à partir de 200 échantillons soit supérieure à 5%. Cette erreur de mesure est de l'ordre de 5% pour 800 échantillons. Pour un nombre d'échantillons supérieur à 2000, cette erreur d'estimation est susceptible de tomber à 2% et elle est inférieure ou égale à 1% à partir de 8000 échantillons. Les variabilités intrinsèques de SNR_{fond} et SNR_{fond^+}, évaluée dans les cadre de l'étude de répétabilité, sont conformes à cette assertion (tableau 3.3). Quant à SNR_{diff}, sa variabilité intrinsèque est aussi du même ordre que pour les deux autres modes de calcul (3%) alors qu'on pourrait s'attendre à un niveau d'imprécision de l'ordre de 1%, si l'on se fie à l'étude de Robson et al.. Pour expliquer cette différence relevée par rapport à la théorie, les éléments proposés rejoignent des observations à suivre et qui seront faites pour les mesures obtenues avec l'antenne multi-éléments.

Antenne multi-éléments

En ce qui concerne spécifiquement l'antenne multi-éléments, les résultats montrent que les méthodes de mesure exploitant le fond d'images produisent un résultat plus en accord avec la référence choisie que la méthode basée sur la différence d'images. En effet l'ordre de grandeur des mesures du SNR_{diff} reste au niveau des mesures réalisées pour l'antenne en quadrature, soit environ 50% des mesures fournies par les autres modes (figure 3.5). Contrairement aux mesures réalisées avec l'antenne en quadrature, la figure 3.10 montre que la condition de normalité des pixels utilisés pour la mesure de $Bruit_{diff}$ n'est pas remplie. L'analyse de Bland-Altman révèle l'existence d'un biais considérablement élevé ($\approx 170\%$) et variable entre les mesures de $Bruit_{diff}$ et la référence $Bruit_{noRF}$. Ce mode de mesure n'est donc plus du tout en accord avec la référence choisie. Quant aux mesures effectuées pour $Bruit_{fond}$, le biais avec les mesures de référence demeure faible ($\approx 10\%$) et constant. Ces deux modes de mesures demeurent donc en accord avec la référence. Les calculs de corrélation confirment ces observations car des régressions de pente 0.74 et 0.35 ont été respectivement obtenues pour SNR_{fond^+} ($R^2_{fond^+/noRF} = 0.35$) et pour SNR_{fond} ($R^2_{fond/noRF} = 0.15$) alors que celle calculée pour SNR_{diff} suit une pente quasi nulle. Si l'on examine les coefficients de variation, on réalise que la variation des mesures de $SNR_{fond,fond^+}$ reste très proche de celle de SNR_{noRF} ($CV_{fond^+} \approx 1.3 \times CV_{noRF}$, $CV_{fond} \approx 1.6 \times CV_{noRF}$). De même que pour l'ordre de grandeur des valeurs de SNR_{diff}, la variation de ses mesures se trouve considérablement plus élevée que celle des mesures de référence ($CV_{diff} \approx 13.4 \times CV_{noRF}$). Dans la continuité de l'analyse de Bland-Altman, ces dernières constatations suggèrent que, pour une utilisation avec une antenne multi-éléments, la technique de mesure du SNR suivant la différence d'images produit des résultats qui ne sont pas du tout en accord avec ceux des modes exploitant les pixels du fond d'image ou celle basée sur des acquisitions exclusives de bruit.

Des observations similaires à celle d'une variabilité élevée pour les mesures de SNR_{diff} ont été rapportées dans la littérature [Dietrich et al., 2007; McCann et al., 2013]. Les résultats publiés par Dietrich et al. ont également été obtenues à partir de données acquises avec une antenne multi-élément. Ils indiquent que la variation des mesures réalisées suivant la technique de différence

d'images est 2 fois plus élevée que celles obtenues suivant la technique exploitant le fond d'images. En dépit de cette différence en terme de dispersion, Dietrich et al. montrent une concordance entre les deux techniques, ce qui n'est pas le cas dans le contexte présent. En effet, nos résultats indiquent que la technique de différence d'images se trouvent complètement en décalage par rapport aux deux autres ainsi qu'à la technique de référence. Pour expliquer cette forte variabilité et ce manque de concordance avec les autres techniques, différentes raisons peuvent être supputées.

On pourrait questionner de possibles variations temporelles de température, d'éventuelles variations temporelles des sensibilités d'antennes ou encore des instabilités présumées de la chaîne de réception. L'hypothèse portant sur les profils de sensibilités peut-être d'emblée écartée car ils n'ont que très peu varié pendant la durée de cette campagne de mesure. En ce qui concerne l'influence de la température, il eu fallut disposer de sondes et d'un système de surveillance actifs pendant les acquisitions pour la vérifier. Ce n'était bien évidemment pas le cas. Cependant, des capteurs de température sont intégrés dans la carcasse de l'appareil et ils permettent d'enregistrer l'évolution temporelle de la température dans le tunnel. Ces enregistrement sont répertoriés sur l'espace mémoire de l'appareil et sont consultables sous la forme d'un fichier *log*[8]. Ce fichier a permis d'établir la courbe typique d'évolution de la température au cours d'une journée d'activité (7h40-19h00) de l'appareil d'IRM 3T. Signalons que 165 points de mesures ont été utilisés pour 5 jours d'activité. La courbe affichée dans la figure **??** correspond à l'évolution pendant une journée. Les acquisitions de contrôle qualité ont été réalisées autour de 8 heures du matin ce qui correspond à des températures de $18 \pm 1.5°$. Les variations de température associées à cette tranche temporelle ne permettent pas d'expliquer les variations de SNR relevées. Par ailleurs, l'influence de la température auraient été également retrouvée pour les mesures réalisées à partir des données acquises à l'aide de l'antenne quadrature.

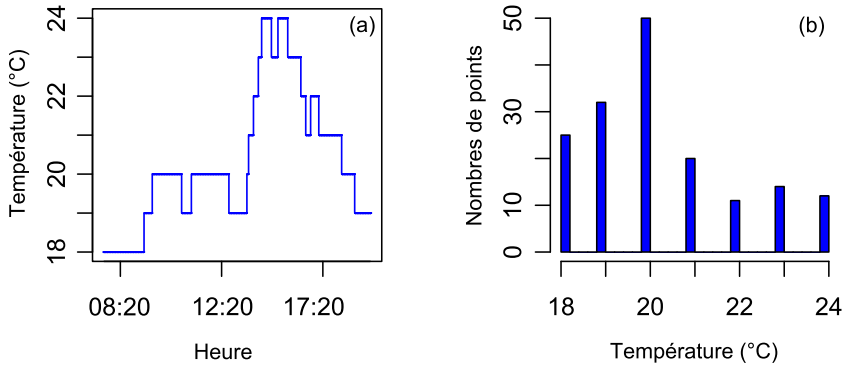


FIGURE *3.19* – *Courbes de la température dans le tunnel de l'appareil d'IRM 3T : (a) courbe d'évolution temporelle, (b) histogramme des valeurs.*

Il reste à explorer la piste d'instabilités temporelles de l'appareil. Pour cela, il convient de signaler l'existence d'inhomogénéités dans les images de différence. Elles se manifestent sous la forme de variations spatiales de basse fréquence. Rappelons que l'une des idées de base de cette technique est que la soustraction des images acquises dans des conditions identiques doit permettre d'éliminer tout signal stationnaire et toute inhomogénéité spatiale [Sijbers et al., 1998]. Si cette condition n'est pas atteinte, l'utilisation d'une large région de mesure peut devenir délétère au lieu d'être un atout pour

8. En automatique ou en informatique, les fichiers *log* ont pour fonction d'enregistrer des évènements survenant pendant l'opération d'un système.

la précision [Lerski and De Certaines, 1993]. Abondant dans ce sens, une étude publiée cette année montre que de telles variations spatiales ont pour effet d'augmenter le niveau de bruit calculé car elles influencent l'opération mathématique de l'écart-type [McCann et al., 2013]. L'étude de McCann et al. insiste également sur le fait que ces variations spatiales n'ont pas forcément de cohérence temporelle. Les mesures résultantes ne peuvent donc pas être corrigées par des approches consistant à déterminer et à supprimer la ligne de base de l'évolution temporelle des mesures. Comme on peut le voir à partir de quelques images affichées dans la figure 3.20, notre étude se situe dans ce cas. Il subsiste toujours des variations spatiales dans les images de différence et elles n'ont aucune cohérence temporelle. Les images sont affichées en couleurs afin de mettre en évidence les zones inhomogènes. Ces inhomogénéités peuvent également expliquer que la distribution des pixels exploités ne suivent pas une loi normale (section 3.3.2). Une instabilité du système, dans l'intervalle de temps séparant l'acquisition des deux images dont la différence est exploitée, est invoquée pour expliquer ces variations spatiales. L'éventualité de ce problème et une explication identique sont également évoqués dans un document de référence de la NEMA [NEMA, 2008].

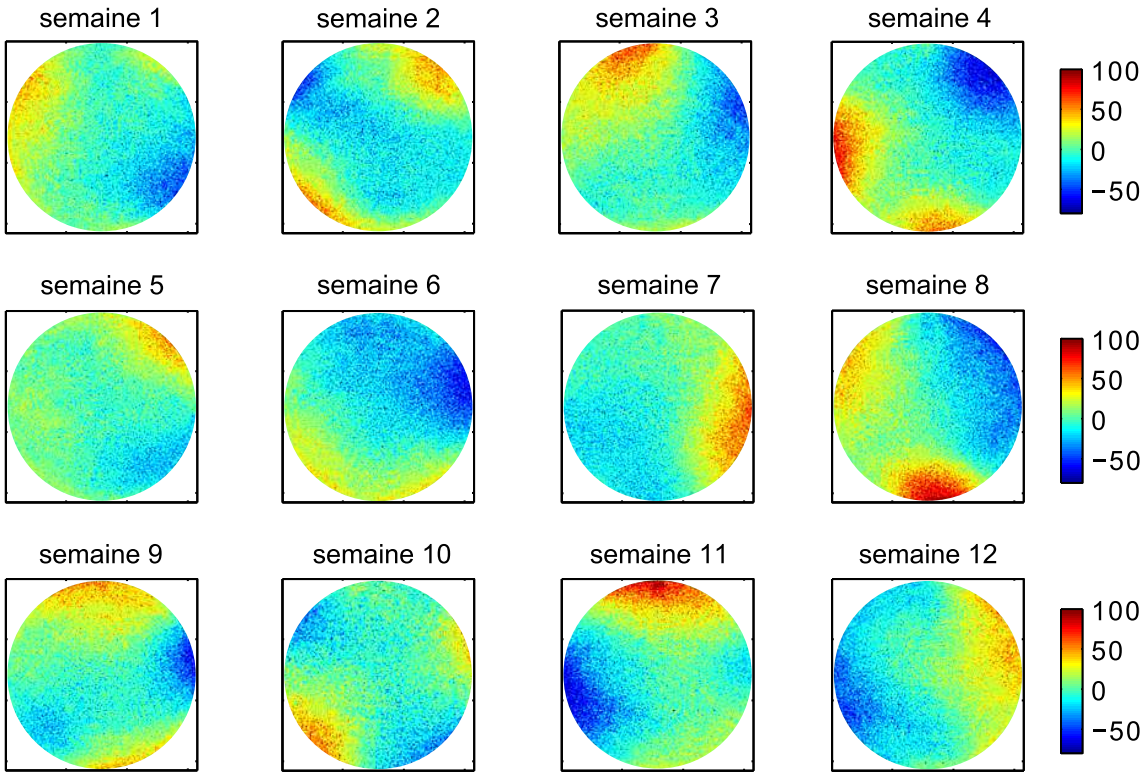


FIGURE 3.20 – *Images de différence utilisées pour la mesure de SNR_{diff}, calculées pour 12 acquisitions. Les images sont restreintes à la région de mesure dont la taille correspond à 80% de la région produisant du signal. Les variations spatiales de basse fréquence, visibles dans ces images, sont susceptible d'être à l'origine de la très forte variation observée pour les mesures de SNR_{diff}.*

En guise de solution McCann et al. avance l'idée qui consisterait à réaliser les mesures à partir de régions de petites tailles afin d'éviter ces variations spatiales. Comme peuvent l'indiquer les images de la figure 3.20, il est toujours possible de trouver des régions de taille relativement petites qui permettent d'éviter l'inhomogénéité spatiale . Au passage, cette solution aura l'effet néfaste de priver la technique de son principal atout qui porte sur l'utilisation d'un nombre suffisamment élevé de

pixels pour optimiser la précision de mesure. Une autre solution à ce problème consisterait à appliquer une méthode alternative de calcul de l'écart-type des pixels en l'occurrence la technique des "différence-de-pixels". Cette dernière consiste à calculer les différences successives entre les pixels adjacents de l'image [Mark and Workman, 2003, p. 61-67]. Ainsi l'écart-type, dont la formule a été fournie au début de la section 2.3.1, se verrait donc remplacé par l'opération suivante :

$$\sigma_{alt} = \frac{\sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=1}^{M_k-1} (X_{k+1,l+1} - X_{k,l})}{2 \sum_{l=1}^{M-1} (N_l - 1)} \tag{3.11}$$

Il sera intéressant d'évaluer cette formulation alternative afin de vérifier si elle apporte un changement quant aux variations du SNR mesuré suivant la différence d'images. Une telle évaluation permettrait de confirmer ou d'infirmer l'hypothèse selon laquelle les fortes variations observées pour $Bruit_{diff}$ sont associées à des instabilités du système. Signalons qu'un document de référence de la NEMA évoque l'éventualité de telles variations spatiales de basse fréquence dues à des instabilités de système [NEMA, 2008].

Nous proposons également une solution qui consiste à appliquer un filtre passe-bas aux images de différence dans le but de les affranchir de ces inhomogénéités spatiales. Un filtre gaussien peut être parfaitement adéquat pour extraire les inhomogénéités en question afin de les soustraire des images de différence. Pour définir la fréquence de coupure du filtre, nous envisageons une détermination empirique avec l'optimisation par rapport à des mesures de référence obtenues suivant la technique $Bruit_{noRF}$. Cette opération devrait être réalisée avant l'opération de l'écart-type. Les évaluations préliminaires de cette approche sont probants car elles démontrent une excellente concordance et une bonne corrélation cette technique alternative et la référence (voir section A.3). Cette approche mérite d'être approfondie et évaluée dans un cadre plus large que celui du contrôle de performances des appareils présenté dans ce document. Les travaux allant dans ce sens sont en cours et doivent faire l'objet d'une publication.

La deuxième piste proposée pour expliquer la forte variabilité du SNR_{diff} concerne la reconstruction et plus précisément les filtres qui sont appliqués avant que l'image finale ne soit produite et affichée. L'excellente étude publiée par Dietrich et al. porte en partie sur la question des filtres de reconstruction. Elle démontre une certaine influence de filtres tel que celui de *Hanning* qui est utilisé pour lisser le profil du signal. Ces filtres ont tendance à augmenter la variabilité du SNR_{diff}. Il est important de souligner que ces augmentations n'atteignent pas les proportions relevées dans notre cas. Pour avoir une idée de l'influence de ces filtres, nous avons réalisé la reconstruction des images à partir des données brutes de l'ensemble des acquisitions exploitées dans le cadre de l'étude sur la mesure du bruit pour l'antenne multi-éléments. Ces reconstructions n'intègrent aucun filtre d'ajustement des images. Ayant à nouveau calculé les estimations de bruit, le résultat de cette étude, entièrement rapportée dans l'annexe A, indique que les fortes variations observées précédemment pour $Bruit_{diff}$ disparaissent. En effet, $Bruit_{diff}$ mesuré dans ces conditions ne varie plus que de 6% alors que nous avions relevé une variation de 23% pour les mesures réalisées à partir des images reconstruites par l'appareil d'IRM. Toutefois, les mesures ne sont toujours pas en concordance avec celles du mode de mesure de référence choisi $Bruit_{noRF}$. Ce constat conforte l'intuition que l'on peut avoir à propos de l'influence de filtres utilisés dans le processus de reconstruction des images.

Influence de la calibration

Cette discussion sur la mesure du bruit et du rapport signal-à-bruit pour les besoins du contrôle qualité ne saurait s'achever sans un petit paragraphe concernant les paramètres de calibration du système. En effet, nous avons mis en évidence une très forte corrélation entre le SNR et les gains de réception du signal qui sont réglés par le système préalablement à l'acquisition des données. De façon plus spécifique, les résultats expriment une forte influence de ces gains sur le niveau de bruit mesuré dans les images alors qu'ils semblent peu affecter le niveau de signal. Ces observations interpellent quant à l'interprétation qui peut être faite pour le rapport signal-à-bruit dans le cadre d'un suivi longitudinal. Il serait judicieux de prendre en compte la courbe d'évolution de ces paramètres afin d'interpréter de façon optimale celle du SNR. Si l'on s'intéresse aux causes possibles de ces variations, on pourrait émettre des conjectures sur la stabilité de la chaîne de réception du signal, notamment l'amplification, ou encore questionner la stabilité du fantôme. Compte tenu du caractère non-systématique des variations observées, cette dernière hypothèse ne semble pas réellement plausible. Quoiqu'il en soit, les effets délétères de cette calibration automatique des gains de réception peuvent rejaillir sur les données, particulièrement dans des applications telles que la spectroscopie par résonance magnétique [Moskau, 2002]. Notons qu'il existe des systèmes d'ajustement dynamique des gains qui sont susceptibles de corriger la calibration automatique en s'adaptant au cours de l'acquisition des données [Delsuc and Lallemand, 1986]. Il a été montré que leur utilisation permet de réduire substantiellement le niveau de bruit acquis [Takeda and Takegoshi, 2011]. Dans le cadre strict du contrôle qualité, notre approche qui consiste à exploiter ces valeurs de calibration comme des métriques de contrôle ne semble pas être commune/vulgarisée car aucune littérature scientifique n'a pu être trouvée à ce sujet. Quoiqu'il en soit cette approche peut être raisonnablement promue dans le cadre de procédure de contrôle qualité des appareils d'IRM.

3.4.3 Suivi des paramètres de calibration

Il conviendrait d'examiner les mesures réalisées pour ces paramètres en les considérant suivant leur relation au système de transmission RF ou à la chaine de réception du signal. La fréquence centrale et le gain de transmission RF se placent dans la première catégorie tandis que les gains de réception analogique et numérique sont naturellement associés à la chaine de réception du signal. Globalement, l'évolution de la fréquence de ces 4 appareils indique une tendance décroissante. Toutefois, cette baisse reste amplement dans la limite de stabilité spécifiée pour ces appareils, soit 0.1 ppm/heure. Les gains de transmission RF relevés pour trois de ces appareils varient d'environ 3%, soit -0.3 dB. Pour le quatrième appareil, la variation mesurée est 2.5 fois supérieure à celle des premiers. De même que pour la fréquence, ces variations demeurent dans la limite spécifiée pour cette grandeur qui est égale à ± 20 unités, soit $\pm -2dB$. Ces observations indiquent que les système de transmission RF de ces appareils fonctionnent normalement et sont relativement stables.

Concernant la chaine de réception, les gains numériques de ces appareils se distribuent entre les valeurs 13 et 14, ce qui représente un changement de ± 6 dB. Leur variation reste inférieure à 3%. Les relevés du gain analogique montrent des disparités entre les appareils avec des variations

nulles ou faibles pour deux appareils et des variations pouvant atteindre 7% pour les deux autres. En réalité, ces variations restent inférieures à ± 3 dB. Comme l'indique l'étude sur l'influence de ces gains (section 3.3.2), de telles changements sont susceptibles de participer à la variation des mesures du SNR.

Compte tenu des dépendances existantes entre le SNR et les éléments d'instrumentation, qui sont associés à ces paramètres (chapitre 1), leur utilisation comme métriques de contrôle devrait être une évidence. Les mesures obtenues montrent qu'elles fournissent des informations complémentaires auxquelles il peut être difficile d'accéder à l'instar de la stabilité de l'aimant et du système RF.

3.4.4 Suivi des métriques liées au signal

Le rapport contraste-à-bruit

Compte tenu de sa définition, le rapport contraste-à-bruit est fortement concerné par certains points de discussion évoqués précédemment. Ceci justifie le choix qui a été fait de l'étudier exclusivement dans le cadre de l'étude multi-sites pour laquelle seules des antennes en quadrature sont utilisées. En effet, nous avons évalué cette métrique suivant trois modes liés aux techniques de mesure du bruit considérés dans le cadre de l'étude du SNR. A l'image de cette dernière métrique, les résultats montrent de très fortes corrélations entre les trois modes de mesure. Les mesures obtenues suivant la technique exploitant le fond d'images se révèlent deux fois supérieures à celles obtenues par la technique basée sur la différence de bruit. Les coefficients de variation relevés pour ces trois modes sont du même ordre de grandeur, soit $\pm 25\%$. Ces variations se trouvent être environ 6 fois plus élevées que la variabilité intrinsèque évaluée pour ces trois modes de mesure du CNR (section 3.3.3). Compte-tenu du précédent causé par la très forte variation du SNR_{diff} relevées pour l'antenne multi-éléments, de telles variations suscitent des questions quant à la pertinence de cette métrique. En effet, il y a là matière à s'interroger sur la nature réelle des mesures qui sont réalisées et sur ce que traduisent leurs variations. Une façon d'évaluer cette question pourrait consister à réaliser des contre-mesures en utilisant un fantôme différent dans le dispositif expérimental. Dans ce cas, il serait judicieux de considérer l'utilisation d'un fantôme permettant d'évaluer plusieurs régions de contraste à l'instar du $TO4$ (voir section 2.3.3). En l'état, cette métrique ne semble pas réellement permettre d'évaluer un aspect du fonctionnement des appareils.

Le *ghosting* et l'uniformité des images

L'évaluation du niveau de *ghosting* pour ces 4 appareils montre que cet artéfact est sensiblement nul dans les images. Les valeurs mesurées sont comparables à celles qui peuvent être trouvées dans la littérature [McRobbie and Quest, 2002; Chen et al., 2004]. L'étude publiée par McRobbie and Quest porte sur un suivi longitudinal de 8 ans et implique 17 appareils. Celle de Chen et al. implique 4 appareils contrôlés pendant 6 mois. L'impression qui ressort des ces études est que l'occurrence du *ghosting* lié à des dysfonctionnements de l'instrumentation tend à s'estomper avec les évolutions technologiques de l'IRM. C'est effectivement ce qu'indique le suivi de 8 ans publié par McRobbie and Quest avec des valeurs du PG qui pouvaient atteindre et dépasser 1% pendant la seconde moitié des années 1990. Ces valeurs sont limitées à 0.5% à l'orée des années 2000, l'étude

s'arrêtant en 2001. Plus tard, les mesures publiées dans le cadre de l'étude de Chen et al. indique que le niveau de *ghosting* atteint 0.05% mais la limite supérieure de 1% peut toujours être détectée. Cette évolution est logiquement liée au progrès réalisé dans le domaine de la détection en quadrature du signal. Les faibles niveaux de *ghosting* mesurés dans le cadre de ce suivi multi-sites se révèlent donc être le produit de ces évolutions technologiques.

L'uniformité des images

Les mesures d'uniformité des images produites par ces appareils est supérieure à 92% ce qui satisfait aux recommandations de l'ACR. Les variations du PUI sont inférieures ou égales à $\pm 1\%$ et restent globalement de l'ordre de la variabilité intrinsèque de cette métrique (tableau 3.3). Pour ces 4 appareils, ces variations traduisent une bonne stabilité des éléments d'instrumentation associés au PUI. En comparant cette valeur à celles issues de la littérature, on peut observer une amélioration de l'uniformité d'images suivant l'évolution technologique de l'IRM. Partant de valeurs de l'ordre de 55% au début des années 1990 [Lerski and De Certaines, 1993], l'uniformité des images atteint 94% dans les années 2000 [Chen et al., 2004]. De façon analogue au *ghosting*, l'audit de 8 ans publié par McRobbie and Quest traduit une amélioration nette de l'uniformité des images suivant l'évolution technologique que connaissent les appareils.

3.4.5 Suivi des métriques géométriques

Les mesures de résolution spatiale n'ont pas été détaillées dans ce document car elles sont demeurées sensiblement égales à 1 mm. Cette valeur et sa très faible variation est équivalente au résultat publié par Chen et al.. Ainsi que nous l'avions indiqué dans la section 2.4, McRobbie and Quest avait déjà obtenu un résultat semblable. Définitivement, la résolution spatiale n'est pas suffisamment sensible pour détecter des modifications de performances des appareils d'IRM.

Les mesures des dimensions du fantôme traduisent une excellente fidélité géométrique des appareils contrôlés avec des écarts au diamètre réel inférieurs à 0.70 mm et des écarts à la longueur réelle inférieure à 0.93 mm. Ces écarts satisfont aux recommandations de l'ACR ; compte-tenu de la résolution des pixels (0.97 mm) ils ne semblent pas être significatifs. Les variations de ces mesures demeurent inférieures à 0.5%. En considérant les mesures d'épaisseur de coupe, on observe également une très bonne fidélité aux prescriptions avec des écarts qui n'excèdent pas 0.16 mm. De même que pour les dimensions du fantôme, ces mesures satisfont aux recommandations de l'ACR et leurs variations demeurent inférieures à 2%. Ces différentes mesures traduisent globalement une très bonne stabilité des éléments d'instrumentation associés aux métriques notamment le système des gradients. Par ailleurs, la précision géométrique de ces appareils est supérieure à 98.5% pour l'épaisseur de coupe et à 99.4% pour la fidélité géométrique. Ces précisions géométriques sont comparables à celles issues de la littérature [Chen et al., 2004] voire meilleure [Lerski and De Certaines, 1993; McRobbie and Quest, 2002]. En effet, l'étude publiée par Lerski and De Certaines fait état de précision géométrique de l'ordre de 95%. L'audit réalisé par McRobbie and Quest révèle des précisions géométriques de l'ordre de 98%. Enfin les mesures rapportées par Chen et al. sont de l'ordre de 99.8%. De façon analogue au PUI et au PG, ces observations traduisent l'amélioration

technologique continuelle des appareils.

Pour clore cette discussion sur les métriques géométriques, les décalages de position de coupes mesurés indiquent une très bonne précision pour chacun des appareils. En effet, la majorité des décalages restent inférieurs ou égaux à la résolution du pixel et seules quelques occurrences en valent le double. Ces mesures, qui sont comparables à celles publiées par Chen et al., satisfont amplement aux recommandations de l'ACR.

3.5 Conclusion - Perspectives

Nous avons décrit une procédure de contrôle qualité hebdomadaire permettant de réaliser un suivi périodique du fonctionnement global des appareils d'IRM. Il s'agit donc d'une solution directe à la question relevant de l'élaboration et de l'implémentation d'une procédure à partir de techniques existantes. Ces travaux répondent donc aux besoins des clients de la société commanditaire, en termes de suivi générique du fonctionnement de leurs appareils d'IRM. L'approche adoptée permet d'impliquer les personnels des services d'IRM dans le processus de réalisation. En effet, les acquisitions sont réalisées par des manipulateurs formés à dessein ; les images et les métriques sont analysées par la société ALARA Solutions qui en produit des bilans de performance. Ce mode opératoire semble satisfaisant dans la mesure où les manipulateurs des-dits services se sentent pleinement concernés par le contrôle qualité de leur instrument de travail.

L'ensemble des résultats obtenus dans le cadre de l'étude multi-sites montre que certaines métriques sont adéquates pour comparer les performances de différents appareils. En effet, les différentes évaluations de précision géométrique, d'uniformité d'images, ou encore de niveaux de bruit représentent des indicateurs quantitatifs des performances. Les paramètres de calibrations ne sont pas non plus superflus. Les variations mesurables pour toutes ces métriques peuvent s'ajouter à ce lot d'indicateurs. Cet ensemble peut valablement servir à évaluer la performance globale d'un appareil d'IRM. Le corollaire de cette remarque est qu'il est possible de comparer les performances de différents appareils à l'aide de cet ensemble d'indicateurs. Par exemple, dans le contexte d'une étude multicentrique, il est souhaitable d'évaluer les performances d'appareils qui devront fournir des données susceptibles d'être analysées conjointement. En général, les données d'intérêt de telles études sont analysées rétrospectivement et elles peuvent comporter des singularités difficilement explicables. Les métriques de contrôle peuvent se rendre utiles pour expliquer ces singularités et justifier leur retrait de l'ensemble des données exploitées.

L'expérience accumulée dans le cadre de la réalisation de cette procédure sur différents sites incite à soulever une question qui se pose dans la plupart des services d'IRM. Elle concerne la corrélation entre les courbes de performance et la perception que les cliniciens ont de la qualité des images. En effet, il arrive souvent que des cliniciens (radiologues ou manipulateurs) mettent en cause la qualité des images utilisées pour le diagnostic sans que les courbes de performances établies à l'aide des métriques de contrôle ne permettent d'abonder dans leur sens. C'est en partie le point de vue exprimé par Sobol et al. que nous avons mentionné dans la section 2.4. Cette publication, qui reconnait l'intérêt des procédures génériques de contrôle périodique des appareils, pose clairement

le question de l'efficacité réelle des mesures physiques réalisées. Nous observons que la majorité des métriques de la procédure de contrôle générique ne permet pas d'évaluer directement les performances d'éléments d'instrumentation. Nous avions cité l'exemple de l'épaisseur de coupe pour lequel un manque de précision peut difficilement être directement associé un défaut de calibration des gradients (section 2.4). Par exemple, il pourrait être plus utile d'évaluer directement l'amplitude des gradients de champs magnétique et d'en faire le suivi [Och et al., 1992]. Nous avions également mentionné une limitation des mesures de fidélité géométrique qui ne peuvent pas réellement renseigner sur des non-linéarités localisées [Wang and Doddrell, 2004]. Des cartographies spéciales de distorsions semblent par exemple être plus adéquates [Wang and Doddrell, 2004; Wang et al., 2004a]. Nous pouvons également citer l'exemple de l'homogénéité du champ magnétique à laquelle aucune des métriques présentement utilisées ne semblent être directement associées. Des cartographies du champ magnétique seraient plus adaptées pour évaluer ce paramètre [Och et al., 1992; Chen et al., 2006]. Il est donc raisonnable de penser que l'introduction de telles mesures physiques dans la routine de contrôle global permettrait de répondre à la question de spécificité posée au début de ce paragraphe. Toutefois, cela nécessiterait de véritables réajustements des procédures, ne serait-ce que pour ce qui concerne l'accès aux données brutes qui sont indispensables. Nous rappelons que, suivant les partenariats développés entre les services et les constructeurs, l'accès à ces données brutes peut être impossible. De telles nouveautés occasionneront forcément un bouleversement du paradigme actuel pour les procédures de contrôle qualité, surtout au niveau des services d'imagerie. En effet, les mesures physiques qu'il sera possible d'implémenter dépendront du temps qui pourrait être alloué à la réalisation des acquisitions pour le contrôle et de l'accessibilité aux données brutes. Toutefois, de tels changements représentent une des clés pour que les mesures physiques, implémentées dans le cadre de procédures génériques du contrôle des appareils, traduisent effectivement la réalité perçue pour la qualité des images.

Dans cette même optique, une remarque peut être faite à propos du type de métriques utilisées. Exception faite pour les métriques géométriques, les métriques de contrôle sont pour la plupart définies suivant des critères statistiques. Elles se distinguent de critères subjectifs d'évaluation de qualité d'image. Les critères subjectifs sont essentiellement définis suivant des standards de vision humaine ce qui est plutôt raisonnable. En effet, l'œil humain représente le système d'analyse ultime dans des contextes d'imagerie en générale et d'imagerie médicale en particulier. Il s'agit pour l'essentiel de scores d'opinion qui sont très utilisées dans le domaine clinique. Contrairement à ceux-ci, les métriques définies suivant une approche statistique ne sont pas dépendantes d'opérateurs humains : elles sont dites objectives. Ceci justifie leur utilisation pour les besoins du contrôle qualité. Une grandeur telle que l'erreur quadratique moyenne est également à classer dans cette catégorie de métriques objectives définies suivant une approche statistique [Fienup, 1997]. Il existe une autre catégorie de métriques objectives pour évaluer la qualité d'image. Il s'agit de métriques objectives dont la définition incorpore des critères humains de perception visuelle [Mannos and Sakrison, 1974; Saghri et al., 1989; Daly, 1992]. On peut mentionner la métrique *Universal Quality Index* (UQI) [Wang and Bovik, 2002] ou encore la *Structural SIMilarity index* (SSIM) [Wang et al., 2004d]. De nos jours, ces métriques connaissent un véritable essor dans diverses applications nécessitant des analyses d'image, notamment en imagerie médicale [Simpson, 2009; Wang, 2011]. Elles peuvent être utilisées pour comparer des techniques de reconstruction ou pour évaluer des techniques de compression de données (images ou video). Dans un cadre strictement clinique, des métriques objectives

intégrant des critères humains peuvent permettre de comparer différents modes de réalisations d'images pour une modalité donnée. Il serait donc judicieux d'évaluer ces métriques dans le cadre d'opérations de contrôle qualité. Puisqu'elles allient une nature objective et quantitative avec des critères humains de perception visuelle, ces métriques pourraient se révéler très pertinentes pour établir des courbes de performance. Par ailleurs, on peut penser que ces métriques permettraient de répondre aux questionnements évoqués dans le paragraphe précédent, comme la corrélation des courbes de performances avec l'évolution perçue pour la qualité des images.

Pour clore ce chapitre, il importe de revenir au rapport signal-sur-bruit dont on peut s'interroger sur la capacité à évaluer le fonctionnement de chaque récepteur dans le cadre de contrôle d'antennes multi-éléments [Sobol et al., 2008]. L'interrogation est pertinente dans la mesure où cette mesure physique est effectuée à partir d'images de magnitude qui sont obtenues après la combinaison des signaux provenant de chaque récepteur. Il est raisonnable de penser que cette combinaison ne restituerait pas les caractéristiques de chaque élément de réception dans les images de magnitude. Par conséquent, cette question inspire l'idée selon laquelle des tests spécifiques peuvent être effectués de façon complémentaire à la procédure de contrôle générique des appareils. Il s'agit de tests s'intéressant spécifiquement à des éléments d'instrumentation, à l'instar des cartographies de champ magnétique mentionnées précédemment. En revanche, leur réalisation ne s'inscrirait pas forcément dans la même logique que la procédure globale décrite tout au long de ce chapitre. Ceci implique les modalités de réalisation (périodicité, objets de test, données exploitées) de ces tests spécifiques pourraient être différentes de celles de la procédure globale. Cette réflexion sert de fondement aux travaux qui seront présentés dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Contrôle des antennes multi-éléments

A ce stade du manuscrit, les méthodes décrites pour le contrôle qualité suivent une logique globale *i.e.* elles sont destinées à réaliser un bilan brut des performances des appareils d'IRM. Le chapitre précédent a décrit le développement et la mise en place d'une procédure suivant une de ces approches globales tout en laissant la possibilité d'utiliser des antennes multi-éléments pour acquérir les images. Les évaluations des techniques de mesure du rapport signal-à-bruit témoignent de cette volonté. Le travail d'investigation d'une métrique comme le rapport signal-sur-bruit décrit à la section 3.2.2 a permis d'intégrer une technique de mesure adaptée aux acquisitions avec une antenne multi-élément. Néanmoins, nous avons montré que ces métriques ne sont pas réellement spécifiques car elles ne sont pas directement associées aux éléments d'instrumentation. Si l'on considère le cas particulier des antennes multi-éléments, le chapitre 1 indique que leurs caractéristiques sont essentiellement traduites par les profils de sensibilité spatiale et les corrélations de bruit entre les récepteurs 1.5.4. Ce chapitre mentionne également l'importance de ces deux paramètres intrinsèques pour la reconstruction des images acquises avec des antennes multi-éléments. Aucune des métriques de contrôle décrites dans le chapitre 3 ne semble être directement associable à ces deux paramètres caractéristiques des antennes en réseau phasé. Au demeurant, il sera intéressant d'en faire la preuve ou d'infirmer cette assertion.

Dans les paragraphes à suivre, nous nous proposons de rappeler quelques particularités d'acquisition et de reconstruction des images dans le cadre de l'utilisation d'antennes multi-éléments. Ce chapitre continuera avec une évaluation de l'efficience de métriques conventionnelles pour détecter des dysfonctionnements d'éléments de réception. Il abordera l'élaboration de métriques spécifiques conçues pour contrôler les paramètres intrinsèques et caractéristiques d'antennes en réseau phasé. Ce chapitre se refermera sur la proposition d'une nouvelle méthode permettant de calculer les matrices de covariance de bruit des antennes multi-éléments.

4.1 Spécificités d'acquisition

Dans la section 1.6, nous avons stipulé que la formulation générale du problème de reconstruction est valable quelque soit le type d'antenne utilisée. Nous avons aussi indiqué que l'utilisation d'antennes multi-éléments peut être sujette à des spécificités sur lesquelles il convient de s'attarder quelque peu avant de poursuivre la description de nos développements techniques. En effet, depuis le début des années 2000 deux types d'utilisations peuvent être fait des antennes multi-éléments.

Pour le premier et le plus conventionnel, il s'agit de combiner les images des différents éléments de réception de la façon la plus optimale. Pour le deuxième type il s'agit d'exploiter les propriétés intrinsèques des antennes multi-éléments pour accélérer les acquisitions sans aucune modification de séquence ou d'instrumentation. Ce deuxième type d'utilisation est communément désignée sous l'appellation d'*imagerie parallèle*. Si au début l'imagerie parallèle faisait exclusivement référence aux acquisitions accélérées, il serait plus juste, au vu de la formalisation générale du problème, de considérer que l'imagerie parallèle désigne toute acquisition d'image réalisée au moyen d'une antenne multi-éléments. En effet, l'acquisition conventionnelle que nous qualifierons de non-accélérée ne représente qu'un cas particulier de l'imagerie parallèle. Les paragraphes suivant montrerons que selon que l'acquisition soit accélérée ou non l'approche ne sera pas la même pour la reconstruction.

4.1.1 Acquisition non-accélérée

Bien avant que le formalisme général de l'équation 1.55 n'ait été proposé, l'on s'est intéressé à la combinaison des images acquises par différents éléments d'antenne. Logiquement, il s'agissait d'une condition nécessaire pour l'utilisation en routine clinique des antennes multi-éléments. L'idée la plus simple consisterait à additionner les images provenant de chaque canal de réception. Cependant, le niveau de signal de chaque image suit une variation spatiale imposée par la sensibilité de l'antenne, ce qui n'est pas le cas du bruit dont le niveau reste le même. L'addition des différentes images produirait donc une image dans laquelle le bruit s'ajouterait de façon abrupte tandis que le signal resterait modulé spatialement. Ceci entrainerait avec une chute de SNR. Pour combiner les images de façon optimisée en terme de SNR, Roemer et al. a introduit deux solutions de reconstruction qu'il est possible d'appréhender à travers la modélisation des éléments de réception par un réseau de déphaseurs et de transformateurs montés en série. Comme indiqué dans la section 1.5.4, il existe un déphasages intrinsèques entre les éléments de réception en raison de leurs différentes positions relatives à l'échantillon produisant le signal. Pour la combinaison, cette information de déphasage est intégrée dans la sommation des signaux électriques captés par chaque récepteur [Roemer et al., 1990].

Les techniques proposées pour la reconstruction prennent en compte la régularisation de la solution en termes de rapport signal-à-bruit, soit une régularisation à l'aide de la dépendance spatiale connue du signal et une intégration judicieuse des termes de bruit. Pour cette dernière, il s'agit d'exploiter le terme de résistance R_{eff} présent au dénominateur dans l'équation 1.45. Nous avons montré que ce terme de résistance tient aussi compte de l'information de déphasage entre les éléments de réception (équation 1.44) et aussi qu'il est directement associé à la matrice de covariance de bruit $\mathbf{\Psi}$ (équation 1.42). Il faut rappeler que cette matrice contient des termes traduisant les corrélations de bruit entre les éléments de réception (hors diagonale) ainsi que la variance du bruit capté par chaque récepteur (diagonale) [Roemer et al., 1990; Redpath, 1992].

Puisqu'elle incorpore l'information de déphasage entre les éléments de réception, la matrice $\mathbf{\Psi}$ permet d'affranchir la reconstruction de l'additivité de bruit à laquelle une recomposition naïve des images serait exposée. La régularisation de la solution de reconstruction au sens du bruit acquis nécessite donc d'utiliser la matrice de covariance $\mathbf{\Psi}$. Les travaux de Roemer et al. indiquent également que la régularisation de la reconstruction en terme de signal requiert de tenir compte des sensibilités spatiales associées à chaque pixel. Rappelons que la combinaison se fait dans l'espace image juste

après la transformation de Fourier. Pour la formalisation, faisons appel à quelques notations génériques comme $\mathbf{I}$ qui désigne les pixels des images I_p acquises par chaque élément de réception et $\mathbf{b}$ qui regroupe les profils complexes de sensibilité spatiale. La notation I_{opt} désigne l'image recomposée de façon optimale :

$$I_{opt} = \frac{|\mathbf{I}^T \mathbf{\Psi}^{-1} \mathbf{b}^*|}{\sqrt{\mathbf{b}^T \mathbf{\Psi}^{-1} \mathbf{b}^*}} \tag{4.1}$$

où les exposants ^{T} et * représentent respectivement la transposée et la conjuguée du vecteur auquel ils sont associés. Cette écriture générique peut être représentée sous une forme simplifiée en définissant un coefficient de pondération w_p tel que :

$$w_p = \frac{b_p^* \cdot b_p}{\sum_{p=1}^{N_{ant}} |b_p|^2} \tag{4.2}$$

A noter que le terme du dénominateur sert de facteur de normalisation alors que la véritable pondération se fait au niveau du numérateur. La combinaison s'exprime donc comme la somme des données de chaque élément d'antenne pondérées par w_p :

$$I_{opt} = \sum_{p=1}^{N_{ant}} w_p \frac{I_p}{b_p} \tag{4.3}$$

En simplifiant d'avantage, l'équation 4.3 peut se réécrire :

$$I_{opt} = \sum_{p=1}^{N_{ant}} \frac{b_p^*}{\sum_{p=1}^{N_{ant}} |b_p|^2} \cdot I_p \tag{4.4}$$

Cette reconstruction est donc optimisée en terme de signal, de par les sensibilités spatiales correctement attribuées, et en terme de bruit, en raison de l'utilisation de la matrice de covariance de bruit.

A l'époque de ces travaux, les temps de calculs étaient astronomiques et l'implémentation de cette technique requérant de calculer les profils de sensibilité nécessaires pour la reconstruction s'est avérée temporellement onéreuse. Cet état de fait est attribuable aux faibles performances des gradients d'alors en comparaison avec la technologie actuelle. Aussi, les travaux de Roemer et al. ont-ils permis d'introduire une technique alternative qui consiste à combiner la magnitude des images complexes $\mathbf{I}$ comme la racine carré de leur somme quadratique (*sum-of-squares* en anglais, d'où notre notation I_{sos} dans l'équation 4.5).

$$I_{sos} = \sqrt{\mathbf{I}^T \mathbf{\Psi}^{-1} \mathbf{I}^*} \tag{4.5}$$

Cette combinaison est donc optimisée suivant le niveau normal de bruit mais n'intègre pas la dépendance spatiale du signal. Ceci induit une perte de signal dans la zone la plus éloignée des éléments de réception *i.e.* le centre des images (figure 4.1). Par ailleurs, la comparaison des performances de ces deux techniques de reconstruction a montré une perte de SNR de l'ordre de 10% dans les images de type I_{sos} en comparaison avec les images I_{opt} [Roemer et al., 1990].

Nonobstant cette perte de SNR entre les deux techniques, I_{sos} est toujours très utilisée et est implémentée sur la plupart des appareils d'IRM. Ainsi dans les travaux présentés dans le chapitre 3, les images acquises à l'aide de l'antenne tête à 8 éléments sur l'IRM 3T ont été reconstruites par

l'appareil suivant le mode I_{sos}. En effet, le choix fait par le calculateur de reconstruire l'image composite suivant le mode I_{sos} ou le mode I_{opt} est conditionné par l'acquisition (ou non) de données supplémentaires lui permettant de calculer les profils de sensibilités requis. Il convient de préciser que dans le cas de reconstruction suivant le mode I_{opt} aucun pixel ne subsisterait dans le fond de l'image car les profils de sensibilités calculés sont par définition nuls dans les zones ne produisant pas de signal. Par conséquent, l'on peut sérieusement remettre en cause les techniques de mesure du rapport signal-à-bruit utilisant des pixels du fond de l'image, tels que décrit dans les deux chapitres précédents.

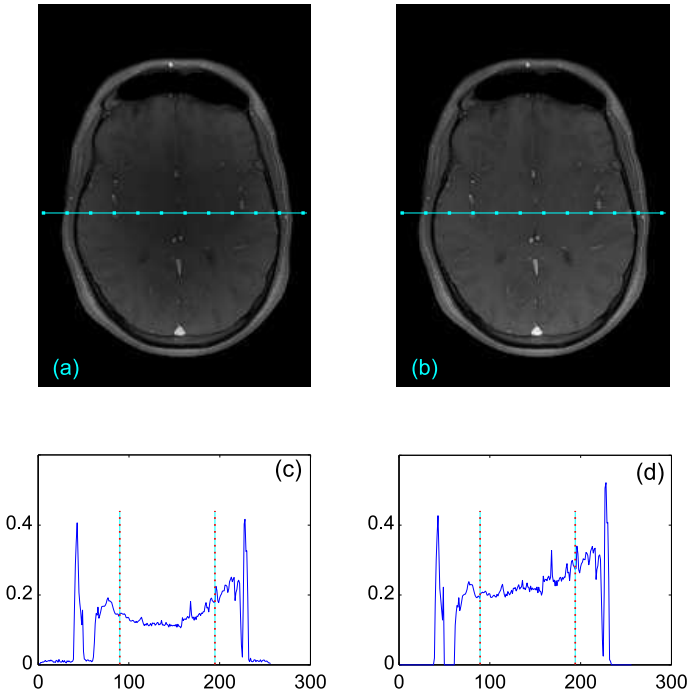


FIGURE 4.1 – *Image reconstruite (a) à l'aide de la somme quadratique des images de chaque récepteur et (b) en pondérant les images des éléments de réception avec les sensibilités spatiales associées. (c,d) Profils de ligne extraits de chacune de ces images. La zone de pénombre, qui se remarque au sein de l'image I_{sos} et qui est délimité par des traits rouges sur les profils, est corrigée dans l'image I_{opt} grâce à l'utilisation des profils de sensibilité.*

4.1.2 Acquisition accélérée

En ce qui concerne l'accélération, elle se fait en remplaçant partiellement le codage spatial réalisé par les gradients par l'information de sensibilité spatiale des éléments d'antennes ce qui permet de ne pas perdre de résolution spatiale. La toute première démonstration de ces techniques d'accélération a été réalisée à l'UCSF [1] avec l'exploitation des sensibilités spatiales dans l'espace *k* [Carlson, 1987; Carlson and Minemura, 1993]. Cependant l'utilisation clinique des techniques d'accélération n'a connu son essor que vers la fin des années 1990 avec les travaux de [Sodickson and Manning, 1997], de [Pruessmann et al., 1999] et de [Griswold et al., 2002]. Dans la réalisation pratique, le codage spatial partiel se fait en codant une ligne sur deux, une ligne sur quatre, ... des matrices de l'espace *k*. L'on parle de facteur d'accélération qui est égal à l'inverse du taux de sous-échantillonnage (un

1. University of California, San Francisco

facteur d'accélération de 2 correspond à l'encodage d'une ligne sur deux). Ce facteur d'accélération se note communément R. L'on comprend donc que, dans l'équation 1.55, le nombre de données dans l'espace k est inférieur au nombre de données dans l'espace image ce qui complexifie la résolution.

L'une des premières techniques développées, et encore très répandue, est le SENSE qui réalise la reconstruction dans l'espace image [Pruessmann et al., 1999, 2001]. Cette solution de reconstruction est une technique itérative basée sur la méthode du gradient conjugué dont les premiers travaux connus sous la dénomination *Generalized Minimal Residual Method* ont été publiés par [Saad and Schultz, 1986]. Nous proposons une brève explication de cette technique de reconstruction. Pour cela, considérons une accélération de facteur 2 réalisée avec N_{ant} éléments de réception. Ce sous-échantillonnage, que nous considérons réalisé dans la direction de codage de phase, ne respecte pas le critère de Shannon et les images obtenues après transformation de Fourier sont soumises à du repliement (figure 4.2(a)). Nous sommes dans l'espace image, nous allons noter $\mathbf{r}$ un vecteur regroupant les images repliées et, comme précédemment, $\mathbf{I}$ l'image à reconstruire. Comme l'illustre la figure 4.2(b), les pixels de l'image repliée combinent les informations d'aimantation et de sensibilité spatiale de leurs positions normales (x, y) et de leurs positions soumises au repliement $\left(x + \frac{FOV_x}{2}, y\right)$:

$$r_p(x,y) = b_p(x,y)\, I_p(x,y) + b_p\left(x + \frac{FOV_x}{2}, y\right) I_p\left(x + \frac{FOV_x}{2}, y\right) \tag{4.6}$$

Les images repliées $\mathbf{r}$ étant directement liées à l'encodage réalisé par les gradients, le problème formalisé dans l'équation 1.55 peut se réduire à :

$$\begin{bmatrix} r_1(x,y) \\ \vdots \\ r_{N_{ant}}(x,y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1(x,y) & b_1\left(x + \frac{FOV_x}{2}, y\right) \\ \vdots & \vdots \\ b_{N_{ant}}(x,y) & b_{N_{ant}}\left(x + \frac{FOV_x}{2}, y\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I(x,y) \\ I\left(x + \frac{FOV_x}{2}, y\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(x,y) \\ \vdots \\ n_{N_{ant}}(x,y) \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

soit :

$$\mathbf{r} = \mathbf{bI} + \mathbf{n} \tag{4.8}$$

La solution générale basée sur les gradients conjugués proposée par [Pruessmann et al., 1999] s'exprime :

$$\mathbf{I} = \left(\mathbf{b}^T \mathbf{\Psi}^{-1} \mathbf{b}\right)^{-1} \mathbf{b}^T \mathbf{\Psi}^{-1} \mathbf{r} \tag{4.9}$$

Dans le cadre de nos travaux, nous nous intéresserons exclusivement à la technique d'accélération SENSE. Soulignons que la littérature regorge de descriptions approfondies et didactiques des autres techniques existantes avec des innovations qui émergent au gré des travaux. Le lecteur intéressé pourra se tourner vers les références bibliographiques suivantes : [Schoenberg et al., 2007; Larkman and Nunes, 2007; Filipovic, 2011] pour une description exhaustive des différentes techniques d'accélération disponibles.

Le SNR des acquisitions accélérées

Un des aspects à prendre en compte pour les acquisitions accélérées est la déperdition du SNR qui est engendrée par deux causes fondamentales. La première cause est le sous-échantillonnage dû à l'encodage spatial partiel réalisé par les gradients. Pour la comprendre, il faut rappeler que le

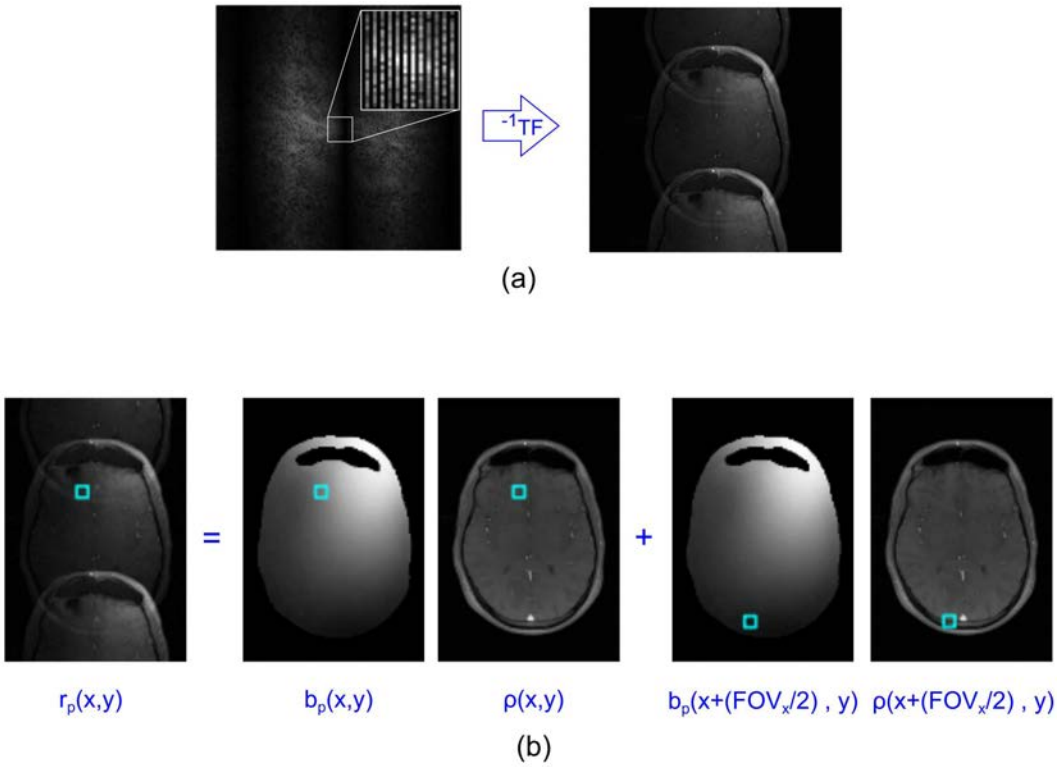


FIGURE 4.2 – *a) Matrice de données brutes acquise lors d'une accélération de facteur 2 (codage d'une ligne sur deux) et son image correspondante obtenue par transformation de Fourier inverse. b) Illustration du principe de l'encodage par la sensibilité spatiale : le pixels r(x,y) de l'image repliée contient l'information d'aimantation et de sensibilité spatiale de leur positions normales et des positions sujettes au repliement.*

signal acquis est spatialement localisé car il dépend de l'excitation RF. Si l'on n'en encode qu'une partie, le niveau de signal recueilli sera dégradé par rapport au signal effectif de la coupe d'intérêt. En revanche, comme indiqué dans la section 1.3, le bruit ne dépend pas de l'excitation RF et ne peut donc pas être spatialement localisé. Ainsi, si le système ne collecte qu'une partie du signal à cause de l'encodage partiel réalisé par les gradients, il va tout de même capter tout le bruit thermique provenant de la coupe d'intérêt. Le SNR correspondant sera donc diminué. Une autre façon de comprendre cette perte de SNR consisterait à considérer l'expression de proportionnalité fournie à l'équation 2.12 avec la réduction du nombre d'échantillons acquis dans la direction de codage de phase (N_x). Une solution permettant d'éviter ces pertes de SNR consiste à augmenter la quantité de protons contribuant au signal en excitant simultanément plusieurs coupes avant le sous-échantillonnage [Larkman et al., 2001]. La technique CAIPIRINHA [2] en est un exemple [Breuer et al., 2005]. Malheureusement ces techniques ne sont que très peu répandues car elles requièrent des modifications substantielles des impulsions RF employées dans les séquences alors que l'idée fondamentale de l'imagerie parallèle est d'accélérer l'acquisition sans changer les séquences.

La deuxième cause de perte du SNR est liée au caractère *mal posé* du problème à résoudre pour la reconstruction et au mauvais conditionnement du système (section 1.6.1). Pour s'en rendre compte d'un point de vue pratique, il faut garder à l'esprit que le système formalisé par l'équation 4.8 met en regard des expressions dont les termes sont semblables. En effet, les éléments de réception sont du même type *i.e.* dans le plus simple des cas des boucles de courants qui se recouvrent partielle-

2. pour *Controlled Aliasing In Parallel Imaging Results In Higher Acceleration*

ment, pour des raisons évoquées précédemment (section 1.5.4). Les sensibilité spatiales contiennent donc des termes similaires et les équations qui les exploitent sont semblables. Les notions fondamentales d'algèbre linéaire indiquent qu'il ne peut y avoir d'unicité de solution pour un système dont les équations sont semblables [Stroud and Booth, 2003]. Ceci correspond à la condition (i) caractérisant un problème mal posé ainsi que le mentionne la section 1.6.1. Soulignons que les différences qui peuvent exister entre les différents éléments d'antennes résident en leurs positions relatives. Par conséquent, réduire la similarité entre les sensibilités spatiales passe par une optimisation de la configuration des éléments d'antennes. C'est en ce sens qu'une métrique liée à la configuration géométrique des récepteurs a été introduite pour quantifier la propagation ou l'inflation du bruit dans le reconstruction [Pruessmann et al., 1999].

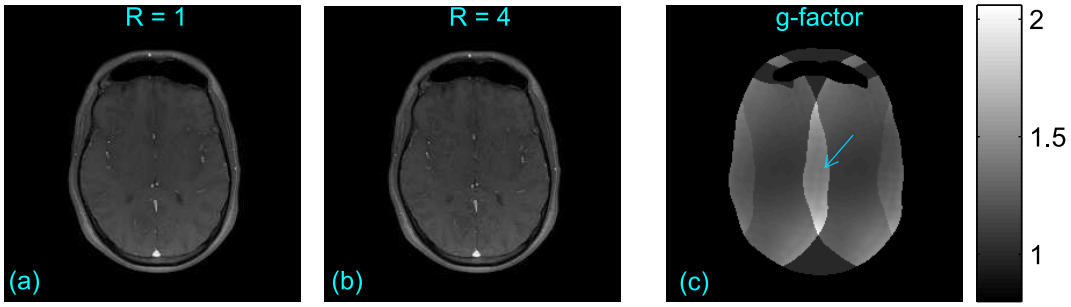


FIGURE 4.3 – *(a) Image reconstruite sans accélération (I_{opt}). (b) Image reconstruite avec une accélération de facteur 4 réalisée dans la direction droite-gauche ; le fond de l'image a été masqué afin de ne pas laisser apparaître les artéfacts de repliement. L'on peut remarquer une dégradation du signal par rapport à l'image non-accélérée. (c) Carte de* g-factor *associée à cette accélération, la flèche indique la zone d'inflation maximale du bruit.*

Cette métrique, dénommée *g-factor* [3], doit valoir 1 dans le cas idéal *i.e.* aucune amplification du bruit ne s'est produite. L'autre observation qui peut être faite de cette distribution du *g-factor* est qu'elle est modulée suivant l'encodage spatial partiel *i.e.* le pas de sous-échantillonnage. En effet, la matrice partielle de données brutes présente un sous-échantillonnage régulier, la distribution du bruit dans l'image résultante suivra un schéma tout aussi régulier. En pratique, la distribution du *g-factor* suit le schéma du repliement, ainsi que l'illustre la figure 4.3 (c). Il peut se calculer en divisant le SNR de l'image reconstruite sans accélération ($R = 1$) par celui de l'image reconstruite avec accélération ($R > 1$). En pratique, cette opération nécessiterait de calculer deux cartes de SNR en utilisant, par exemple, la technique d'acquisitions multiples (éq. 2.5, figure 2.5). Toutefois, Pruessmann et al. indique qu'il est possible de calculer la distribution du *g-factor* en utilisant une formule analytique associant les profils de sensibilité et de la matrice de covariance du bruit. Ainsi l'inflation de bruit à un pixel ρ donnée pourra être calculée suivant la formule suivante :

$$G_\rho = \sqrt{\left[(\mathbf{b}^T\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{b})^{-1}\right]_{\rho,\rho}\left[(\mathbf{b}^T\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{b})\right]_{\rho,\rho}} \tag{4.10}$$

Comme évoqué ci-dessus, la valeur minimale de cette carte est égale à 1 (pas d'inflation de bruit). Sa valeur maximale dépend du facteur d'accélération de l'acquisition et du degré de dissimilarité qui peut exister entre les profils de sensibilité spatiale. Il est communément admis que la valeur

3. pour *geometry factor*

maximale de la carte de *g-factor* est plus représentative de l'inflation de bruit dans la reconstruction que la moyenne de la carte [Schoenberg et al., 2007].

Après cette description de la reconstruction d'images acquises avec les antennes multi-éléments, nous allons aborder l'implémentation pratique qui concernera autant le calcul pratique des paramètres intrinsèques des antennes que nos propres développements.

4.2 Évaluation de dysfonctionnements

Cette section relate des expériences menées pour évaluer des baisses de performances d'éléments de réception à partir de métriques de contrôle qualité conventionnelles. Nous nous intéressons à des dysfonctionnements touchant des caractéristiques intrinsèques aux antennes, en l'occurrence les profils de sensibilité spatiale et les corrélations de bruit. Il s'agit ici de simuler ces défauts sur la base de quelques connaissances théoriques sur ces deux paramètres d'intérêt. En effet, il a été stipulé que les sensibilités des éléments d'antennes permettent de moduler spatialement le signal acquis. Les développements analytiques présentés dans le chapitre 1 ont mis en évidence l'influence des sensibilités sur le signal acquis. Quant à la matrice de covariance de bruit, son importance dans la reconstruction et son influence en terme de SNR sont également connues.

N'ayant pas été confronté à des situations réelles de pannes attribuées à ces deux paramètres, l'approche choisie pour évaluer des baisses de performance des antennes est la simulation numérique. Cette dernière se fait à partir de données brutes acquises et requiert de reconstruire les images en magnitudes telles qu'elles sont communément produites par les appareils d'IRM. Les baisses de performance simulées concernent la perte de sensibilité spatiale et les défauts de couplage des éléments de réception. Dans une certaine mesure, il s'agit aussi dévaluer la *détectabilité* des métriques de contrôle conventionnelles *i.e.* leur capacité à détecter ces baisses de performance, soit donc leur sensibilité. Nous utiliserons le terme *détectabilité* afin d'éviter toute ambigüité entre la sensibilité des métriques et la sensibilité spatiale des antennes.

4.2.1 Matériel et méthodes

Dans le cadre du suivi hebdomadaire réalisé suivant la procédure décrite au chapitre 3, les matrices de données brutes sont stockées en plus des images utilisées pour le suivi. Pour rappel le protocole d'acquisition de ces données, collectées à l'aide d'une antenne tête à 8 éléments, est détaillé dans la section 3.2. Il a aussi été indiqué que l'acquisition de données exclusives de bruit, suivant la description fournie au paragraphe dédié de la section 2.3.1, a été effectuée. Les expériences de simulations décrites ci-dessous exploitent un ensemble de données issues de ce groupe. Dans cet état des choses, l'ensemble de données comprend les matrices de données brutes correspondant aux images mais aussi des matrices de données exclusives de bruit. Si l'utilisation de données correspondant à des images réellement acquises ne souffre d'aucun commentaire, celle des données de bruit doit se comprendre à la lumière de leur utilité pour calculer les covariances de bruit lesquelles sont indispensables pour la reconstruction des images.

Calcul des paramètres d'antennes

Nous avons fourni des formulations analytiques permettant de calculer les deux paramètres intrinsèques des antennes que sont les sensibilités spatiales (éq. 1.41) et la matrice de bruit (éq. 1.42). Néanmoins, ces paramètres sont en pratique calculés à partir des données d'acquisition. En effet, il est relativement fastidieux d'implémenter la loi de Biot-Savart régissant les sensibilités spatiales et de faire le calcul pour chaque patient ou chaque échantillon étudié. De même, le dispositif requis pour collecter les informations de température et de résistance nécessaires pour calculer la matrice de bruit peut dissuader le plus téméraire des cliniciens quant à l'utilisation d'une antenne multi-élément. Pour ces raisons, des techniques pratiques de calcul sont implémentées sur les appareils d'IRM et peuvent être aussi utilisées en post-traitement.

Profils de sensibilité Différentes techniques ont été décrites dans la littérature pour les calculer à partir de données acquises. Elles utilisent les données brutes acquises dans l'espace k avant la transformation de Fourier. Les techniques les plus anciennes et aussi les plus communes sont basées sur l'utilisation de données brutes de basse résolution acquises par chaque élément de réception et de données de référence [Roemer et al., 1990; Pruessmann et al., 1999]. La référence peut être fournie par des images de basse résolution acquises à l'aide d'une antenne volumique à élément de réception unique telle que l'antenne corps qui est intégrée par défaut à tout appareil d'IRM. Contrairement aux antennes multi-éléments, ce type d'antenne est caractérisé par une sensibilité spatiale uniforme [Mispelter et al., 2006]. Par ailleurs, une combinaison du type I_{sos} (éq. 4.5) réalisée à partir des données brutes de basse résolution de chaque élément d'antenne peut aussi servir de référence. L'image basse résolution reconstruite sera caractérisée par une sensibilité uniforme. Il est judicieux d'utiliser des données basse résolution car leur acquisition n'est pas chronophage et le calcul des profils de sensibilité ne requiert qu'une connaissance grossière du signal. Les profils de sensibilité sont donc obtenus en divisant les images de basse résolution acquises par chaque récepteur par la référence choisie :

$$b_p = \frac{I_{p,basseRes}}{I_{ref,basseRes}} \tag{4.11}$$

Dans le cadre de nos travaux, l'image recomposée suivant la somme quadratique (I_{sos}) a été utilisée. En raison de la nécessité d'utiliser les profils de sensibilité dans la reconstruction de données acquises avec accélération, ce mode de calcul à l'aide d'images I_{sos} de basse résolution est implémenté sur les appareils d'IRM et peut être utilisé en routine clinique. En effet, il est commun d'acquérir des images de basse résolution appelées images de calibration [4] que le calculateur utilise pour calculer les profils de sensibilités. En routine clinique de nos jours, cette acquisition de calibration n'est souvent effectuée qu'en prévision de réaliser une acquisition accélérée. Les manipulateurs omettent souvent d'acquérir les images de calibration si une antenne multi-éléments est utilisée normalement *i.e.* sans accélération. Il est important de souligner que dans de tels cas, le calculateur reconstruira l'image composite en utilisant la somme quadratique car il ne disposera pas des données adéquates pour calculer les profils de sensibilité. Ceci se traduira naturellement par une perte de signal dans les zones centrales de l'image (voir figure 4.1).

Il convient de mentionner l'existence de techniques relativement récentes qui exploitent la nature

4. calibration ASSET sur les systèmes GE

multi-élément des antennes pour calculer les profils de sensibilité sur la base d'une séparation de sources [Morrison et al., 2007; She et al., 2010]. D'autres travaux ont aussi été publiés sur l'estimation conjointe des profils de sensibilité et de l'image devant être reconstruite [Ying et al., 2006; Ying and Sheng, 2007].

La matrice de covariance de bruit se calcule à partir d'acquisitions de bruit telles que décrites au paragraphe 2.3.1. Plus précisément, le calcul fait appel aux données brutes du bruit, notées n_p, acquis par les différents éléments de réception. En considérant que la matrice de données brutes est de taille $N_{k_x} \times N_{k_y}$, les éléments de la matrice de covariance s'exprimeront comme suit :

$$\Psi_{pq} = \frac{1}{N_{k_x} \times N_{k_y}} \sum_{l=1}^{N_{k_x} \times N_{k_y}} n_p(l) n_p^*(l) \tag{4.12}$$

Notons qu'il est primordial que l'acquisition des échantillons de bruit précède celle du signal de RMN proprement dit car la matrice de covariance est indispensable au processus de reconstruction. Le nombre d'échantillons du bruit acquis peut être égal à celui du signal, c'est-à-dire que la taille des matrices de données brutes du bruit est égale à celles du signal. Dans ce cas, l'implémentation pratique peut pâtir du temps nécessaire pour acquérir les échantillons de bruit ce qui aura un impact négatif sur le temps de reconstruction.

Pour y remédier, une alternative consiste à acquérir un nombre d'échantillons de bruit plus petit que celui des échantillons de signal [Kellman and McVeigh, 2005]. A titre d'exemple, plaçons nous dans le contexte d'une acquisition de 256×256 échantillons de signal. Plutôt que d'acquérir le même nombre d'échantillons de bruit, l'on pourrait se contenter de 256×30 échantillons. Dans le paragraphe 2.3.1, nous avons souligné l'importance du nombre de données utilisées pour l'estimation des variances (et aussi des covariances) de bruit sur la précision du calcul. Rappelons qu'il a été montré que l'erreur de calcul est de l'ordre de 2% pour un nombre d'échantillons supérieur ou égal à 2000 et qu'elle est de l'ordre de 1% au delà de 8000 [Robson et al., 2008]. De plus l'erreur de calcul est supérieure à 5% pour moins de 200 échantillons utilisés. De même que pour le calcul des profils de sensibilité, la technique promue par Kellman and McVeigh est implémentée sur les appareils d'IRM. Le système recueille les échantillons de bruit pendant la phase de calibration [5] qui précède l'acquisition des données (le *prescan* des systèmes GE).

Signalons que, dans des cas spécifiques, l'on peut être amené à calculer la matrice de covariance de bruit à partir d'une partie des données acquises. Ces cas peuvent se présenter dans le cadre d'études rétrospectives exploitant des ensembles de données dans lesquels les acquisitions de bruit n'ont pas été conservées. Dans ces contextes, l'approche adoptée se base sur le fait que le bruit d'acquisition est de haute fréquence. Il est donc postulé que les contributions en bruit sont localisées dans les régions périphériques de l'espace k lesquelles représentent le siège des hautes fréquences. Une telle hypothèse n'est pas déraisonnable surtout si le sujet d'étude incorpore très peu de structures bordées. Sur la base de cette hypothèse, il est commun d'extraire quelques lignes ou colonnes à l'extrême périphérie (2 ou 3 premières et dernières lignes et/ou colonnes) de la matrice

5. à ne pas confondre avec la calibration ASSET permettant au système de calculer les profils de sensibilité, tel que l'évoque le paragraphe précédent

de données brutes et de s'en servir pour calculer la matrice de covariance.

Simulation des dégradations

Pour rappel, les deux types de dégradations étudiées portent sur des pertes de sensibilité spatiale et des défauts de couplage des éléments de réception. La perte de sensibilité spatiale est considérée comme une perte de flux magnétique causée par une augmentation du couplage inductif entre les éléments de réceptions, ainsi que le mentionne la section 1.5.4. Cette baisse de performance des récepteurs peut se traduire par une chute de l'intensité du signal dans les données acquises. Des défauts dans les circuits électriques formant les éléments de réception peuvent entrainer de forts couplages en termes de bruit qui peuvent se manifester par des transferts de bruit entre éléments de réception. Il s'agit du couplage résistif mentionné à la section 1.5.4. Ceci résulte en une augmentation des termes de résistances qui sont retranscrites par la matrice de covariance de bruit. Dans les données acquises, ce type de défaut tend à occasionner une augmentation du niveau de bruit. Pour simuler ces deux types de dérives, notre approche consiste à considérer leurs effets dans les images. Ainsi la perte de sensibilité sera simulé par le biais d'une dégradation de l'intensité du signal dans les données exploitées. Quant au défaut de couplage, il sera simulé par une augmentation du niveau de bruit dans les données.

Afin de dégrader le signal l'expérience réalisée consiste à diminuer de façon progressive l'amplitude des données brutes acquises par un élément de réception, en l'occurrence l'élément #8. En pratique, ceci revient à multiplier cette amplitude par une série de coefficients compris entre 0.1 (10% du signal effectif) et 1 (100% du signal effectif), cette dernière valeur représentant le niveau optimal de signal. Le caractère progressif de la dégradation a été adopté par mimétisme avec les cas pratiques dans lesquels la chute apparente de signal est rarement brutale mais résulte de dégradations lentes et insidieuses. Les données ainsi dégradées sont réinjectées dans le processus de reconstruction avec les données des autres antennes. Les deux techniques de reconstruction pour les acquisitions non-accélérées sont utilisées. Ceci, en ce qui concerne I_{opt}, implique de calculer les profils de sensibilité après dégradation. Dans ce but, les matrices de données dégradées subissent un sous-échantillonnage qui consiste à en extraire une sous-matrice centrée de taille 32×32. Ces sous-matrices de données de basse fréquence sont utilisées pour calculer les profils de sensibilité. Il faut préciser que la dynamique des images ainsi reconstruites ne correspond pas à celle des images de magnitude produites par les appareils d'IRM. Pour les faire correspondre, il importe d'appliquer un facteur d'échelle qui se calcule à partir de paramètres qui sont liés au système utilisé (facteur d'échelle d'antenne), au protocole d'acquisition (épaisseur de coupe, résolution spatiale) et à la calibration du système RF (gain de réception $R1$ et $R2$). Dans le cadre de notre étude, cette mise à l'échelle n'a pas été effectuée car elle n'influence pas l'évolution des métriques de contrôle utilisées.

L'amplification du bruit d'acquisition peut être liée à des modifications des interactions entre éléments d'antenne. En effet, des défauts dans les circuits électriques formant les éléments de réception peuvent entrainer une augmentation des couplages en termes de bruit qui peuvent se manifester par des transferts de bruit entre éléments de réception : l'on parle aussi de couplage résistif. Ceci résulte

en une augmentation des termes de résistances des éléments d'antenne qui est retranscrite dans la matrice de covariance de bruit. Dans les données acquises, ce type de défaut tend à occasionner une augmentation du niveau de bruit. Suivant la même approche que pour la perte de sensibilité, la simulation a porté sur les effets attendus dans les images. Pour ce faire, du bruit gaussien est artificiellement généré et rajouté aux données brutes acquises par l'élément de réception #8. Ce bruit est choisi de moyenne nulle et de variance égale au niveau de bruit normalement acquis par ce récepteur. Les niveaux de bruit acquis normalement par les récepteurs peuvent être calculés à partir de données produites par une acquisition exclusive de bruit. Nous les notons Brt_p ($p = 1 \cdots N_{ant}$). Rappelons que des acquisitions exclusives de bruit ont été effectuées pour l'ensemble de données utilisé pour une étude précédemment rapportée dans ce document (section 3.2.5). Notons que cet ensemble est composé de 35 acquisitions. Il est donc possible d'établir le niveau de bruit normal pour chacun des éléments de réception. Par analogie avec la simulation de perte de sensibilité spatiale, la variance du bruit est progressivement augmentée. La reconstruction des images se fait suivant les deux techniques décrites pour les acquisitions non-accélérées. Deux indicateurs ont été mis à contribution pour caractériser les changements intervenant dans les matrices de covariance. Il s'agit d'abord du pourcentage de différence introduit dans l'équation 3.8 qui est calculé pour les éléments diagonaux de la matrice de covariance. L'autre indicateur utilisé pour caractériser les modifications est le rapport entre la valeur maximale des éléments diagonaux et celle des éléments hors-diagonaux.

Métriques de contrôle

Comme indiqué au chapitre 2, les métriques liées au signal sont conventionnellement utilisées pour évaluer les performances du système radio-fréquence en général et des antennes en particulier. Plus précisément, le rapport signal-à-bruit (SNR) et l'uniformité des images (PUI) sont communément utilisées. Afin d'évaluer la détectabilité de ces deux métriques par rapport aux dérives simulées, elles ont été mesurées en utilisant des images reconstruites après l'application des dégradations. Rappelons que la formule de calcul du PUI a été fournie dans l'équation 2.16 au chapitre 2. En ce qui concerne le rapport signal-à-bruit, seule la méthode de différence d'images est utilisée (SNR_{diff}). En effet, la reconstruction optimisée à l'aide des profils de sensibilité ne permet pas de conserver des pixels dans le fond de l'image ce qui rend impossible l'utilisation des modes de mesure exploitant les pixels du fond d'images. Par ailleurs, le mode de mesure exploitant des images acquises sans impulsions RF ne fait pas partie des méthodes conventionnelles et son utilisation ne serait pas à propos dans le cadre de notre évaluation.
Afin de caractériser la détectabilité de ces métriques, il importe de tenir compte de leur limites spécifiques qui sont définies suivant le procédé du contrôle statistique décrit précédemment (section 3.2.4). Les données acquises à l'IRM 3T et utilisées dans le chapitre précédent (section 3.2.5) a été à nouveau mis à contribution. Dans le contexte présent, les images sont reconstruites à partir des données brutes suivant les deux techniques décrites pour des acquisitions non-accélérées (I_{opt} et I_{sos}).

4.2.2 Résultats

Les mesures du niveau normal de bruit des différentes antennes, réalisées à partir de l'ensemble de données évoqué ci-dessus, sont résumées dans le tableau 4.1. Le niveau maximal a

été systématiquement mesuré pour l'élément de réception #4 soit $Brt_4 = 1.032 \pm 0.006$. Afin de s'affranchir des unités arbitraires, les niveaux de bruit des éléments d'antennes sont normalisées par rapport à cette valeur maximale ($Brt_{p/4}$). Les moyennes, écarts-type et coefficients de variation sont donc calculés à partir de 35 points de mesure. Les valeurs moyennes indiquent que le niveau de bruit normalement acquis par l'élément #8 est inférieur à celui des 7 autres récepteurs avec un écart de 18% par rapport au niveau maximal, en comparaison avec les écarts inférieur à 9% qui sont relevés pour les autres récepteurs. Les variations restent du même ordre, soit $CV < 1\%$.

	$Brt_{1/4}$	$Brt_{2/4}$	$Brt_{3/4}$	$Brt_{5/4}$	$Brt_{6/4}$	$Brt_{7/4}$	$Brt_{8/4}$
Moyenne	0.91	0.97	0.99	0.98	0.93	0.94	0.82
Écart-type	0.008	0.009	0.005	0.004	0.007	0.006	0.005
CV (%)	0.9	0.9	0.5	0.4	0.8	0.7	0.7

TABLE 4.1 – *Mesures normalisées du niveau de bruit des éléments d'antennes.*

Les figures 4.4 (a) et 4.4 (b) montrent les profils de sensibilité spatiale et la matrice de covariance de bruit calculés pour ce dispositif expérimental avant l'application des dégradations. Pour la matrice de covariance, le rapport entre le maximum des éléments hors-diagonaux (covariances) et celui des éléments diagonaux (variances) vaut 4.0 ± 0.1. Le pourcentage de différence calculé normalement entre les 8 éléments diagonaux est égal à $19.5 \pm 0.7\%$. Les images typiques reconstruites dans les conditions normales sont également affichées dans les figures 4.4 (c) et 4.4 (d) respectivement pour les reconstructions I_{sos} et I_{opt}. Comme on pouvait s'y attendre, le signal apparait plus uniforme dans les images reconstruites à l'aide d'une pondération par les profils de sensibilité (I_{opt}) que dans celles reconstruites à partir de la somme quadratique (I_{sos}).

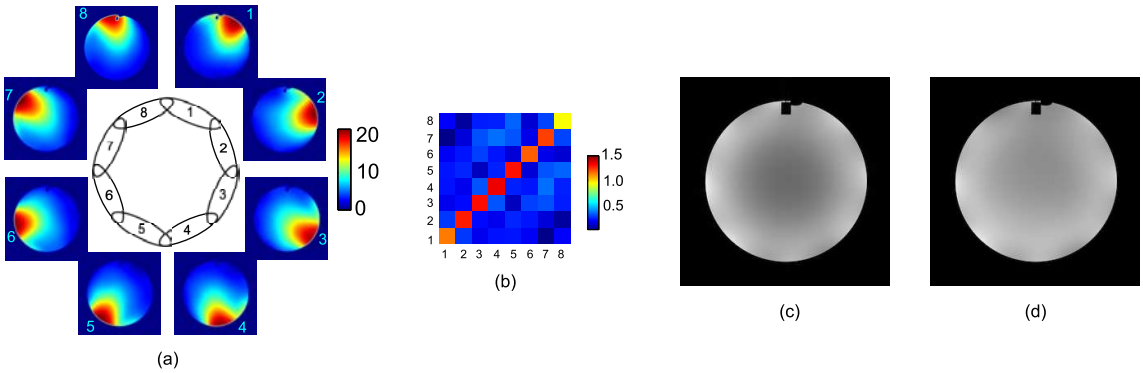


FIGURE 4.4 – *(a) Profils de sensibilité spatiale des éléments d'antennes et (b) matrice de covariance du bruit d'acquisition calculés dans les conditions normales pour ce dispositif expérimental. (c) et (d) Images reconstruites respectivement suivant les modes I_{sos} et I_{opt}.*

De même que pour le niveau de bruit des éléments de réception, nos métriques d'intérêt sont calculées à partir de l'ensemble de données évoqué précédemment. Le PUI est égal à $79.8 \pm 1.2\%$ pour les images reconstruites suivant le mode I_{opt}, soit une variation de $\pm 1.5\%$ et des limites spécifiques égales à $\pm 4.5\%$. Il est égal à $70.7 \pm 1.5\%$ pour les images reconstruites suivant I_{sos}, soit une variation de $\pm 2.1\%$ et des limites spécifiques égales à $\pm 6.3\%$. Quant au rapport signal-à-bruit, il vaut 481.6 ± 30.9 pour le mode de reconstruction optimisée I_{opt} et 485.7 ± 31.7 pour la reconstruction

I_{sos}, soit une variation de $\pm 6.5\%$ et des limites spécifiques égales à $\pm 19.5\%$.

Dégradation du signal

Les profils de sensibilité spatiale calculés suite aux dégradations successives du signal acquis par l'antenne#8 sont affichés dans la figure 4.5. L'on y remarque la perte progressive de sensibilité spatiale telle que nous avons souhaité l'obtenir. Les profils des autres éléments de réception (figure 4.4) restent inchangés.

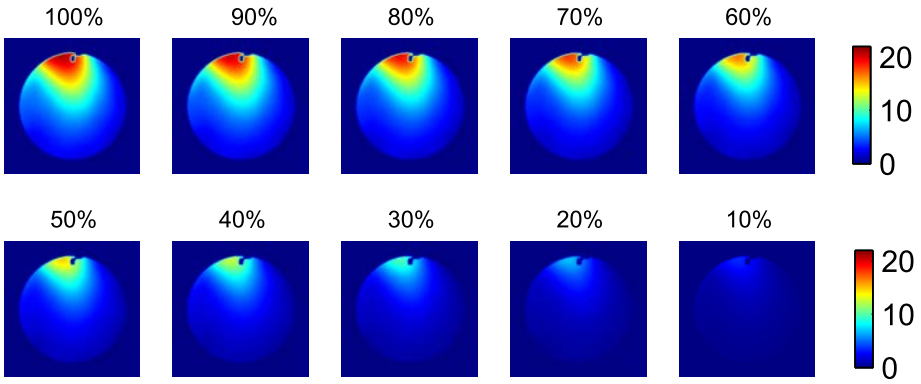


FIGURE 4.5 – *Profils de sensibilité de l'antenne #8 calculés après les dégradations successives des données.*

Les images reconstruites suite à ces dégradations sont affichées dans les figures 4.6 (a) pour le mode I_{opt} et 4.6 (b) pour le mode I_{sos}. Les pourcentages indiqués sur les images représentent la proportion du niveau optimal de signal capté par l'antenne #8. Par exemple, l'image attachée à la valeur 70% est associée à une perte de sensibilité de 30% pour l'antenne #8. L'examen visuel de ces images permet difficilement de détecter de possibles dégradations. Seules les images reconstruites pour des pertes de sensibilité supérieures à 50% permettent de soupçonner un quelconque dysfonctionnement. En effet, l'intensité de signal semble diminuer la région d'image avoisinant la position de l'antenne #8, pour des pertes supérieures à 50%.

En ce qui concerne les métriques de contrôle, la figure 4.7 montre les courbes d'évolution du SNR pour les images reconstruites suivant I_{sos} (a) et I_{opt} (b), et ainsi que celles du PUI ((c) et (d) respectivement pour les images I_{sos} et I_{opt}). Ces graphes sont affichées sur l'intervalle $[\mu - 5\sigma, \mu + 5\sigma]$. Les amplitudes de ces intervalles d'affichage donnent une indication sur l'impact des dégradations vis-à-vis des modes de reconstruction. Par exemple, on peut observer une variation plus faible des métriques mesurées dans les images I_{sos} en comparaison avec celles mesurées dans les images I_{opt}, en particulier le PUI. Pour chacun de ces graphes, il est également intéressant de noter l'existence d'un point d'inflexion correspondant à peu de chose près à 45% de perte de sensibilité de l'antenne #8. Ainsi, les mesures du SNR au dessus de ce point d'inflexion baissent de moins de 3%, pour une diminution totale sensiblement égale à 6% pour l'ensemble des dégradations.

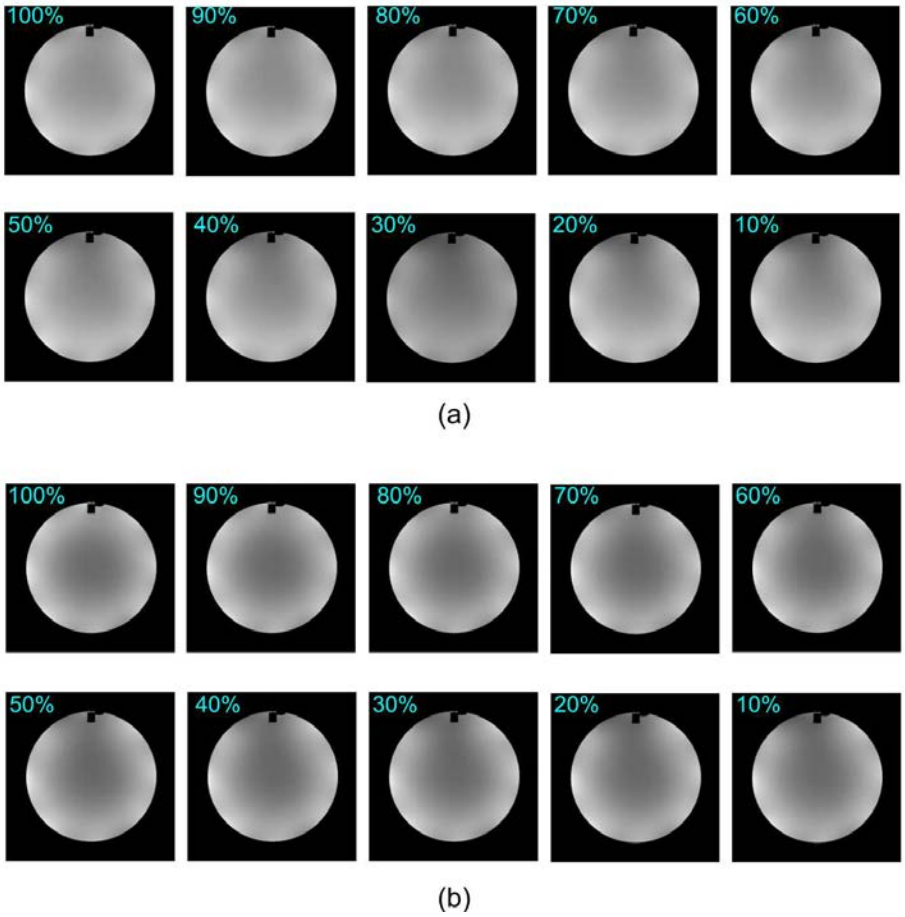


FIGURE 4.6 – *Images reconstruites suite aux dégradations successives du profil de sensibilité de l'antenne #8. Les pourcentages indiquent la proportion du niveau optimal de signal acquis par l'antenne #8.*

Quant au PUI, il apparait judicieux d'examiner les résultats selon le type de reconstruction. Pour les images reconstruites suivant le mode I_{sos}, le PUI diminue de moins de 2% jusqu'à un niveau de dégradation de 70% du profil de sensibilité spatiale de l'antenne #8. Ce n'est que pour des pertes de sensibilité supérieures 80% qu'on peut observer une chute du PUI encore inférieure à 2%. Sur la totalité des pertes de sensibilité de l'antenne #8, la baisse du PUI est sensiblement égale à 4.5%. Pour la reconstruction I_{opt}, la valeur optimale du PUI diminue de 5% pour des pertes de sensibilité inférieure à 20%. Cette baisse atteint 10% lorsque le point d'inflexion des pertes de sensibilité est atteint. Si l'on considère la totalité des dégradations, le PUI baisse de 20%.

Amplification du bruit

Afin d'illustrer les effets de l'amplification du bruit de l'antenne #8, les matrices de covariance calculées pour des niveaux de bruit allant du simple au triple sont représentées dans la figure 4.8 (a). L'augmentation progressive de la variance du bruit de l'antenne #8 se remarque à l'examen visuel de ces matrices. La courbe d'évolution des pourcentages de différence entre les éléments diagonaux de ces matrices est affichée dans la figure 4.8 (b). Les rapports entre les maxima des éléments diagonaux et ceux des éléments hors diagonaux des différentes matrices sont représentés dans la figure 4.8(c). Ces deux indicateurs restent du même ordre de grandeur pour des amplifications de bruit inférieures ou égales à 1.6 fois le niveau normal. Au delà, les deux indicateurs de changements dans les matrice

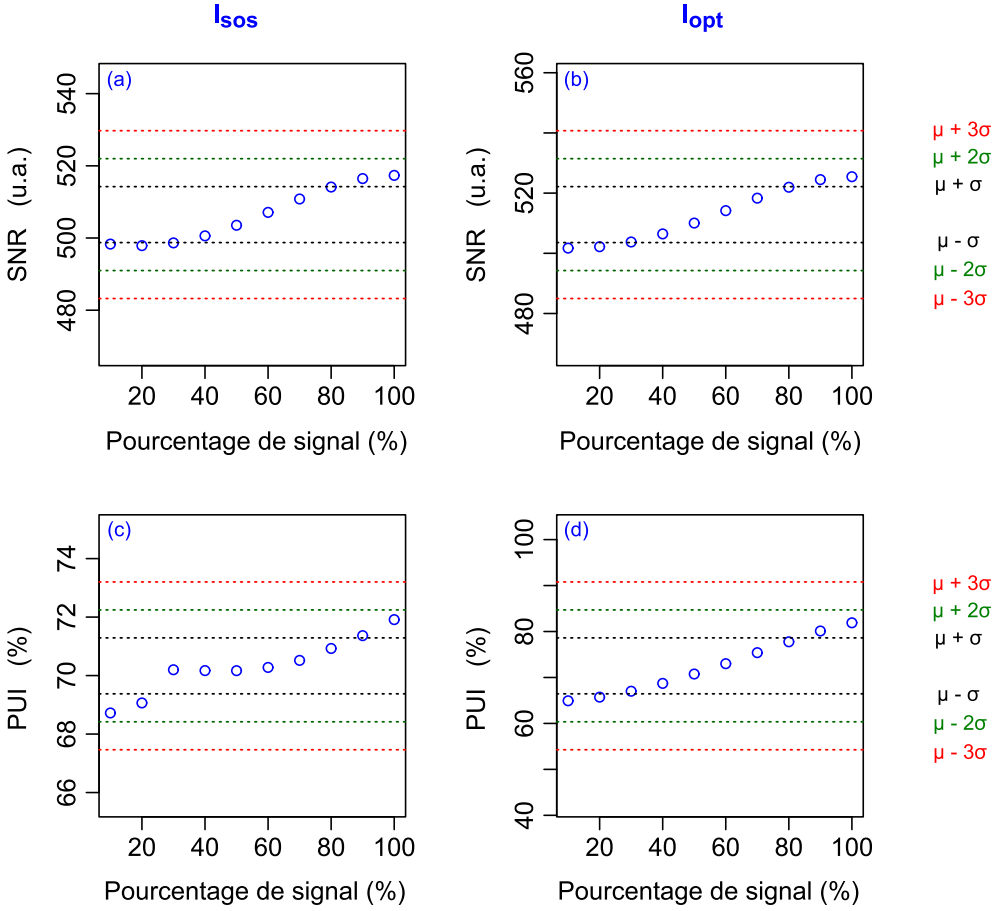


FIGURE 4.7 – *Courbe d'évolution des métriques de contrôle en fonction de la dégradation de la sensibilité de l'antenne#8, pour les images reconstruites suivant la technique I_{sos} (a,c) et suivant I_{opt} (b,d).*

de covariance augmentent de façon remarquable.

Les images obtenues après augmentation du bruit de l'antenne #8 sont affichées dans la figure 4.9 (a) pour la reconstruction optimisée I_{opt} et la figure 4.9 (b) pour la reconstruction I_{sos}. Le niveau d'amplification du bruit acquis par l'antenne #8 est indiqué dans le coin supérieur gauche des images. Il est particulièrement difficile de constater des différences entre les images par un simple examen visuel.

La figure 4.10 montre les courbes d'évolution du SNR et du PUI en fonction du facteur d'amplification du bruit de l'antenne #8, l'abscisse 1 représentant le niveau normal de bruit (Brt_8). Les figures 4.10 (a) et (b) représentent l'évolution du SNR respectivement pour les reconstructions I_{sos} et I_{opt}. Les figures 4.10 (c) et (d) représentent l'évolution du PUI respectivement pour les reconstructions I_{sos} et I_{opt}. De même que pour les dégradations du profil de sensibilité, les graphes sont affichés dans l'intervalle $[\mu-5\sigma,\mu+5\sigma]$ pour le PUI et dans l'intervalle $[0,\mu+4\sigma]$ pour le SNR. Quelque soit le mode de reconstruction considéré, les courbes obtenues pour le PUI indiquent que cette métrique diminue au maximum de 2% pour l'ensemble des dégradations simulées. Quant au SNR, il subit une diminution de 7% lorsque le niveau de bruit de l'antenne #8 double ; cette baisse va jusqu'à 17% lorsque le niveau de bruit de l'antenne est multiplié par 2.6. Au delà de cette valeur d'amplification,

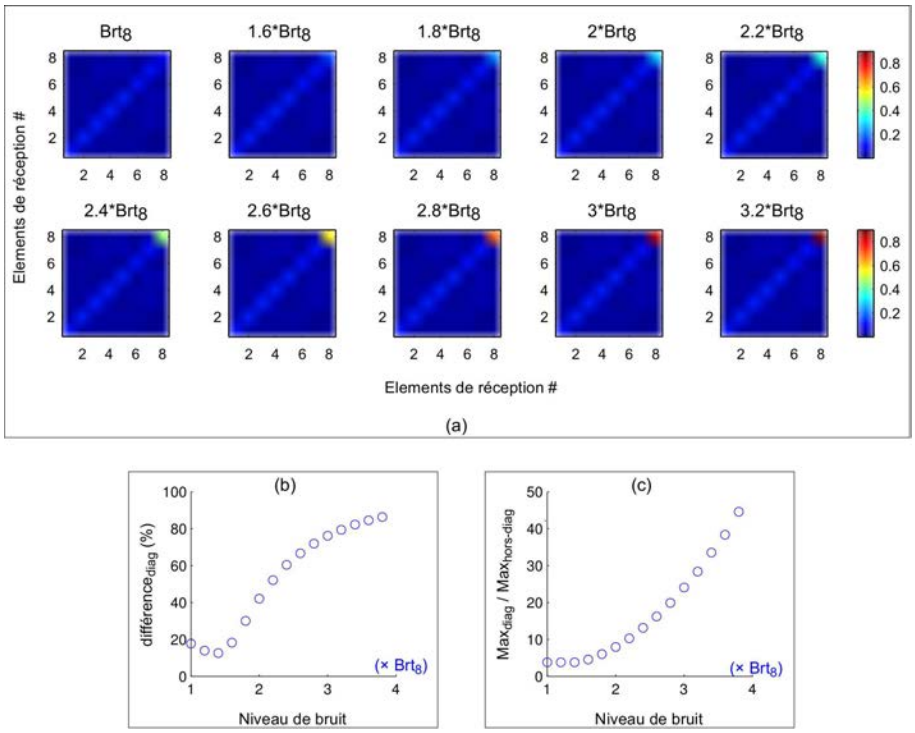


FIGURE 4.8 – *(a) Matrices de covariance calculées après des dégradations du bruit de l'antenne #8 ; ces dégradations sont d'amplitudes peu élevées. (b) Évolution des différences au seins des termes diagonaux pour ces dégradations. (c) Évolution du rapport entre les termes diagonaux et les termes hors-diagonaux pour ces dégradations.*

le SNR continue de diminuer jusqu'à atteindre 75% de sa valeur optimale lorsque le niveau de bruit de l'élément de réception est décuplé.

4.2.3 Discussion

Dans le contexte de dégradations du profil de sensibilité d'un élément de réception, les résultats indiquent que le SNR et le PUI ne traduisent pas nécessairement l'ampleur des dysfonctionnements. En réalité les mesures réalisées pour le rapport signal-à-bruit ne reflètent pas du tout les niveaux de dégradations car leur variation correspond à la variation normale de cette métrique (6%), quelque soit le mode de reconstruction considéré. Un constat similaire peut être fait pour le PUI mesuré à partir des images reconstruites suivant le mode I_{sos}. En effet, sa variation reste égale à la variation normale (2%), du moins jusqu'à ce qu'on atteigne des pertes supérieures à 70% du profil optimal de sensibilité de l'antenne #8, et ses valeurs demeurent dans les limites spécifiques pour l'intégralité des dégradations. Ce n'est que lorsque les images reconstruites suivant le mode I_{opt} sont considérées que le PUI se distingue par une certaine forme de détectabilité. En effet, cette métrique reste aveugle pour des pertes de sensibilité inférieures à 20% du profil optimal. Au delà de ce taux de perte, les mesures se retrouvent hors des limites spécifiques ($\pm 4.5\%$) ce qui signifie que la métrique commence à signaler un dysfonctionnement.

La détectabilité acceptable du PUI dans les reconstructions du type I_{opt} s'explique par le fait que les images sont pondérées par les profils de sensibilité. Des dégradations de profils de sensibilité sont donc plus susceptibles de se refléter dans ces images que dans celles reconstruites suivant la somme

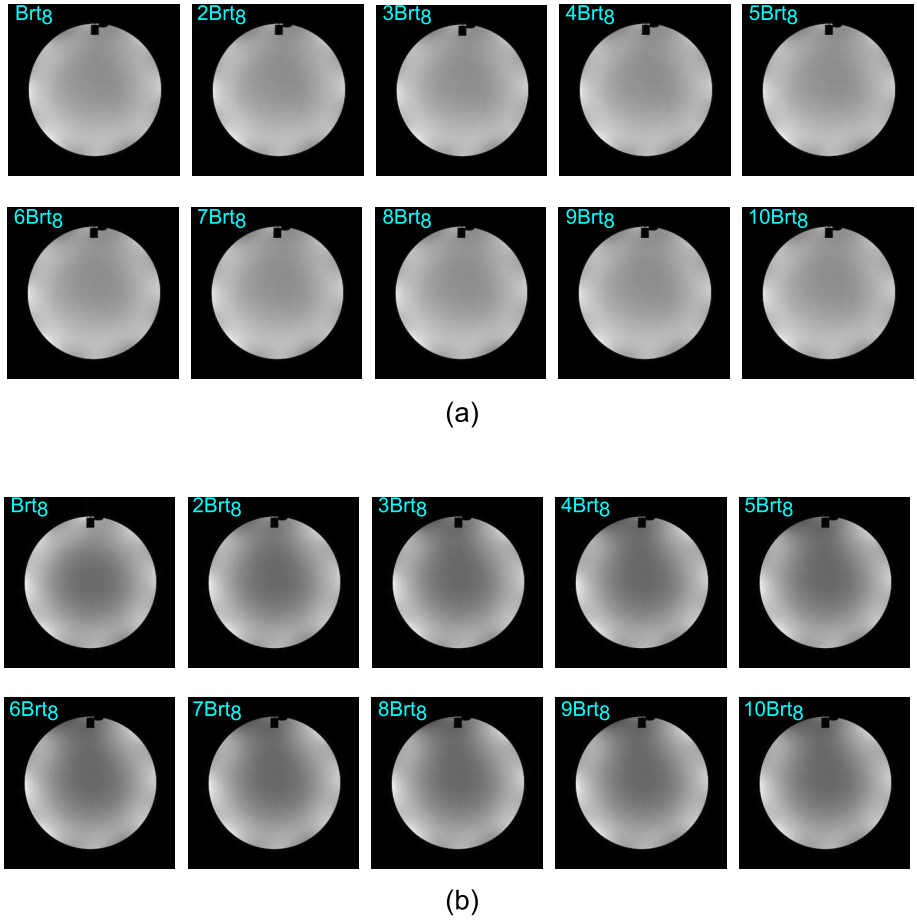


FIGURE 4.9 – *Profils de sensibilité de l'antenne #8 calculés après les dégradations successives des données.*

quadratique. Rappelons que, dans la routine des services d'IRM, la reconstruction des images se fait très souvent suivant le mode I_{sos} car les données de basses fréquences requises pour la calibration ne sont communément acquises que si des acquisitions accélérées sont prévues (section 4.2.1). Ce constat peut également se faire pour les acquisitions utilisée pour le contrôle qualité ou les opérations de maintenance préventive pour lesquelles les données basses fréquence de calibration ne sont jamais acquises. Les images de contrôle sont donc quasi-exclusivement reconstruites en I_{sos}. Le PUI qui peut en être mesuré est donc incapable de mettre en évidence des dégradations de sensibilités d'éléments de réception. Par conséquent, on peut raisonnablement considérer que la détectabilité de ces deux métriques est très médiocre voire nulle pour des dégradations de profils de sensibilité d'un élément d'antenne.

Quant à l'amplification du bruit acquis par un élément de réception, le PUI se montre complètement inutile pour le détecter. Compte tenu de la définition de cette métrique, un tel constat est très peu surprenant. En effet, le PUI se calcule à partir des extrema de pixels de la région considérée et on peut comprendre qu'il traduise mieux des pertes de sensibilité de récepteurs que ne le ferait pour des amplifications du bruit. Tout de même, il n'est pas complètement insensé de s'attendre à ce que le bruitage influence les extrema de pixels dans l'image, ce qui entrainerait des changements observables dans la progression du PUI. En ce qui concerne le SNR, les résultats montrent qu'il est très peu sensible aux amplifications inférieures ou égales à 2.5 fois le niveau normal. En termes d'interactions entre les récepteurs, de telles augmentations de bruit sont considérables, ainsi que le suggèrent les matrices de covariance affichées dans la figure 4.8. On observe que le SNR ne

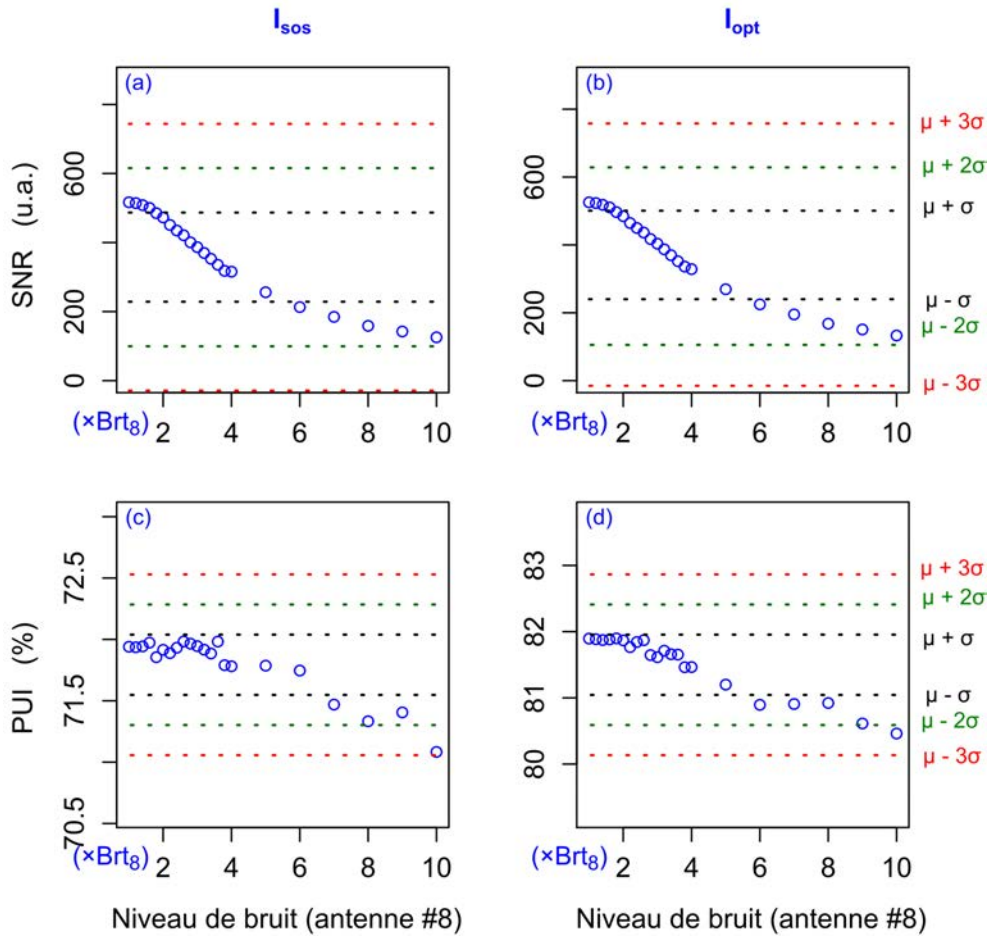


FIGURE 4.10 – *Courbe d'évolution des métriques de contrôle en fonction de l'augmentation du bruit acquis par l'antenne #8, pour les images reconstruites suivant la technique I_{sos} (a,c) et suivant I_{opt} (b,d).*

commence à détecter des dysfonctionnements que pour des amplifications de bruit supérieures ou égales à 3 fois le niveau normal. Il convient de souligner l'effet extrêmement délétère que peut avoir de telles amplifications de bruit sur des images utilisées pour réaliser un diagnostic. On peut considérer que le rapport signal-à-bruit est utile pour détecter de très fortes amplifications du bruit mais qu'il demeure très limité quand il s'agit de mettre en évidence des dérives subreptices de fonctionnement des antennes multi-éléments.

De ce qui précède, il est aisé de déduire que les métriques conventionnelles de contrôle qualité sont éminemment insuffisantes pour détecter des changements de performance liés aux propriétés intrinsèques des antennes multi-éléments. Quand elles parviennent à détecter des dysfonctionnements, ceux-ci sont extrêmement avancés. Un des objectifs du contrôle de performance est d'anticiper les dérives ce qui implique une détection précoce des dysfonctionnements. En ce qui concerne les antennes multi-éléments, les métriques conventionnellement utilisées à ce propos se révèlent donc incapable de remplir ce rôle de détection précoce. Par conséquent, il est indispensable d'introduire de nouvelles métriques de contrôle qualité qui prendront en compte les particularités des antennes multi-éléments et qui auront une meilleure détectabilité que le rapport signal-à-bruit et le pourcentage d'uniformité des images. L'approche adoptée dans nos travaux consiste à contrôler séparément les profils de sensibilité et les interactions de bruit entre éléments de réception. Comme les paragraphes à suivre le montrerons, il s'agit d'élaborer une métrique de contrôle pour les profils

de sensibilité et une autre permettant de contrôler les interactions des éléments d'antenne en termes de bruit.

4.3 Contrôle des sensibilités d'antennes

Par analogie avec les métriques liées au signal, la métrique développée pour contrôler les sensibilités des éléments de réception a été conçue pour être utilisée avec un fantôme produisant un signal uniforme. Les spécifications définies pour cette métrique sont les suivantes :

i) rendre compte des relations entre les différents profils de sensibilité,
ii) détecter les changements relatifs des profils de sensibilité,
iii) pouvoir être utilisée dans une procédure de suivi périodique.

L'exigence i) est motivée par les connaissances *a priori* que nous avons sur les sensibilités spatiales. En effet, comme indiqué dans le paragraphe 4.1.2, les profils de sensibilité des éléments de réception sont supposés être très semblables. C'est d'ailleurs ce qui contribue au caractère mal posé du problème à résoudre pour la reconstruction des images. Si des dérives se produisent dans un ou plusieurs éléments de réception, l'on peut s'attendre à ce que cette similarité soit fortement réduite. L'idée sous-jacente à ce premier critère est donc d'exploiter cette caractéristique des profils de sensibilité pour pouvoir les contrôler. L'exigence ii) constitue l'essence même d'une métrique de contrôle car elle porte sur son pouvoir de détection des défauts, ce que nous appelons détectabilité depuis le début de ce chapitre. Enfin, satisfaire l'exigence iii) implique de pouvoir représenter les comparaisons des différents profils de sensibilité par une grandeur quantitative unique. La métrique dont la description suivra à été baptisée *Index for monitoring array coils' Sensitivities Reproducibility* (ISR).

4.3.1 Métrique de contrôle

Afin de décrire la conception de l'ISR, il faut d'abord considérer comme acquis le calcul des profils de sensibilité *i.e.* l'une des différentes techniques décrites dans la section 4.2.1 peut être implémentée. Rappelons que dans le cadre de nos travaux, la technique utilisée est celle qui consiste à calculer les profils de sensibilité comme le rapport entre des données de basse fréquence acquises par les éléments de réception et une image basse fréquence de référence (équation 4.11).

Afin de satisfaire l'exigence i), une mesure de similarité peut être évaluée entre les différents profils de sensibilité. La littérature regorge d'exemples dans lesquels cette notion de similarité est employée pour étudier des relations antre différentes variables, catégories etc. C'est notamment le cas en psychologie [Ashby and Perrin, 1988; Nosofsky and Smith, 1992] ou encore en théorie de reconnaissance de formes [Foroutan and Sklansky, 1987; Kudo et al., 2000]. Un exemple d'outil simple de mesure de similarité est l'écart quadratique moyen qui utilisée dans nos travaux (section 4.5) et qui est aussi très prisé en sciences de l'information [Frey and Dueck, 2007]. L'écart quadratique moyen est plutôt efficace mais il ne permet de confronter que deux grandeurs à la fois. Dans le cas présent où il s'agit de réaliser des comparaisons multiples, cet outil semble inadapté. Toutefois,

il faut signaler qu'il est tout à fait possible de mettre en œuvre un opérateur matriciel à deux entrées permettant de calculer l'écart quadratique moyen ; ceci permettrait d'utiliser cet outil dans le contexte présent. L'outil statistique correspondant à cet opérateur à double entrée est la *matrice de similarité* décrite dans la littérature [Gower, 1966, 1971].

Compte-tenu des connaissances disponibles dans le cadre de nos travaux, une autre piste de développement peut s'orienter vers la mesure de dépendances entre les différents profils de sensibilité. Cette question a été abordée précédemment dans le cadre de la description de paramètres intrinsèques aux antennes multi-éléments (paragraphe 1.5.4), notamment sur la question des interactions en terme de bruit. Nous avons indiqué que la matrice de covariance du bruit d'acquisition permet de mettre en évidence les dépendances entre les éléments de réception. Par analogie, il est possible de considérer qu'une matrice de covariance des profils de sensibilité permettra de mettre en évidence les dépendances entre les différents profils de sensibilité. Cette dernière idée a été favorisée pour la conception de l'ISR. Pour le calcul de cette matrice de covariance des profils de sensibilité, l'expression analytique de l'équation 4.12 est employée avec le remplacement des termes représentant le bruit (n_p) par ceux représentant les profils de sensibilité (b_p).

Cette dernière étape produit une grandeur matricielle qui traduit les dépendances entre les différents récepteurs quant à leurs sensibilités spatiales. Les termes diagonaux de cette matrice restent associés aux profils des sensibilités des récepteurs, soit donc à leur inductance propre. Les termes hors-diagonaux permettent de retranscrire les interactions entre les récepteurs : ils sont donc associables avec les inductances mutuelles entre les récepteurs. Ainsi, les termes de cette matrice de covariance des sensibilité spatiales peuvent être associés à une réalité physique des éléments de réception, nommément les interactions en termes d'induction magnétique. Néanmoins, cette grandeur matricielle ne saurait être inclue en l'état dans une procédure de suivi périodique dans laquelle la détection des dérives doit se faire automatiquement. En effet, il serait bien trop fastidieux de mettre en place un suivi périodique des $N_{ant} \times N_{ant}$ termes de la matrice de covariance. Rappelons que dans le cadre de nos travaux où l'antenne employée est constituée de 8 éléments de réception et qu'il existe des antennes constituées de 12, 16, 32, ... éléments de réception : cette éventualité est tout simplement à exclure.

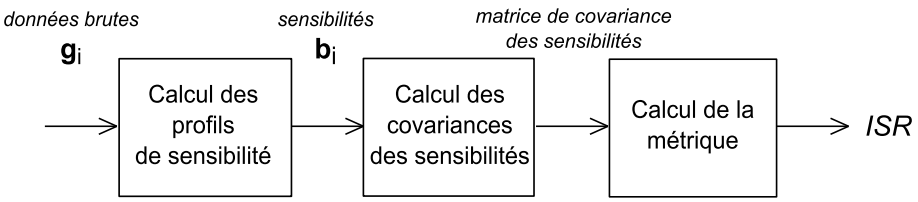


FIGURE 4.11 – *Diagramme de calcul de la métrique ISR.*

Deux approches ont été envisagées pour obtenir une métrique à partir de la matrice de covariance des profils de sensibilité. La première consiste à exploiter exclusivement les termes diagonaux de la matrice et la seconde consiste à exploiter tous les termes de la matrice.

La diagonale de la matrice de covariance des profils de sensibilités représentent leurs termes de variance. L'idée fondamentale de leur utilisation est la suivante :

> *si le profil de sensibilité d'un élément de réception est calculé à partir d'un fantôme homogène dont la position relative au récepteur est stable dans le temps, alors ce profil de sensibilité doit être également temporellement stable. Par conséquent, ses caractéristiques statistiques (e.g. moyenne, variance, extrema, quartiles, ...) doivent traduire cette stabilité.*

Sur la base de cette idée, la métrique ISR peut être calculée en ne prenant en compte que les variances des profils de sensibilité car elles représentent des caractéristiques statistiques de ces profils. En pratique, il s'agit des termes de la diagonale de la matrice de covariance des profils de sensibilité.

L'exploitation de tous les termes de la matrice de covariance des sensibilités peut également permettre de dériver une grandeur caractéristique susceptible de refléter des dérives éventuelles des profils de sensibilité. Dans un tel cas, il faudrait faire appel à des grandeurs statistiques permettant de caractériser séparément les termes hors-diagonaux et les termes diagonaux avant de le regrouper en une seule quantité. Compte-tenu des associations effectuées entre les termes de la matrice de covariance et les caractéristiques d'induction magnétique, cette approche permettrait de définir une métrique qui pourra être associée à la fois aux inductances propres et et aux inductances mutuelles des éléments de réception. D'après la section 1.5.4, il est souhaitable que les inductions mutuelles des récepteurs soient faibles devant les inductions propres. Traduites selon les termes de la matrice de covariance des sensibilités spatiales, il sera possible d'exploiter le rapport entre l'ordre de grandeur des termes diagonaux et celui des termes hors-diagonaux pour en faire une métrique de contrôle.

De ces deux approches, seule celle basée sur l'utilisation de la diagonale de la matrice de covariance des profils de sensibilité a été implémentée et validée à ce jour. Le calcul de la métrique se base sur l'exploitation des valeurs maximale et minimale de cette diagonale. Il se base sur l'idée selon laquelle les profils de sensibilité calculés pour un objet positionné à l'isocentre de l'antenne sont semblables. Rappelons qu'une idée similaire a été précédemment évoquée concernant la question d'inflation dans la reconstruction d'images dans le cadre d'acquisitions accélérées 4.1.2. La métrique ISR est donc conçue pour traduire cette similarité entre les différents profils de sensibilité. Pour le formalisme, notons $\Sigma_{\mathbf{b}}$ un vecteur de taille $1 \times N_{ant}$ contenant ces termes de variance. La métrique ISR se formule donc comme suit :

$$ISR = 100 * \left(1 - \frac{max(\Sigma_{\mathbf{b}}) - min(\Sigma_{\mathbf{b}})}{max(\Sigma_{\mathbf{b}}) + min(\Sigma_{\mathbf{b})}}\right) \tag{4.13}$$

4.3.2 Validation

Les tests de validation de la métrique ISR ont porté sur sa détectabilité envers des pertes de sensibilité spatiale. A cette fin, il faut à nouveau faire appel à l'expérience de simulation de dégradation des sensibilité d'antennes décrite dans la section 4.2. L'ISR est calculée en utilisant les profils de sensibilité successifs obtenus consécutivement aux dégradations des données (figure 4.5). L'évolution de l'ISR est comparée à celles des métriques conventionnelles calculées précédemment,

à savoir le SNR et le PUI. Plus précisément, les mesures de ces métriques obtenues à partir des images reconstruites suivant le mode I_{opt} sont utilisées. En effet, compte-tenu de sa définition, ce mode de reconstruction est le plus sensible aux pertes de sensibilités d'éléments de réception. Pour cette comparaison, nous nous proposons de calculer les régressions entre les taux de dégradation du profil de sensibilité de l'élément #8 et les trois métriques. L'idée principale est de se servir de cette mesure pour quantifier la linéarité de ces métriques. Pour ce faire, les pentes des régressions calculées entre les valeurs des métriques et les taux de dégradations sont converties en pourcentage et sont utilisées pour indiquer cette linéarité.

La métrique ISR est également évaluée dans le cadre du contrôle hebdomadaire global des performances de l'appareil d'IRM 3T en utilisant l'antenne tête à 8 éléments. En prélude, la variabilité intrinsèque de cette métrique est évaluée suivant le procédé explicité dans la section 3.3.3. Cette évaluation exploite un ensemble de données formé par 87 acquisitions réalisées pendant une même session. Le protocole d'acquisition est le même que celui mis en œuvre dans le cadre de la procédure de contrôle hebdomadaire. Dans un premier temps, il s'agit du même ensemble de données exploité pour établir les limites spécifiques de base du SNR et du PUI dans la section 4.2.1. Cet ensemble d'acquisitions permet donc d'établir les limites spécifiques pour l'ISR. Cette métrique est également évaluée dans le cadre du contrôle hebdomadaire global des performances de l'appareil d'IRM 3T. Les mesures de l'ISR sont analysée de concert avec celles du PUI qui est mesuré à partir des images de magnitudes produites par l'appareil, contrairement à l'expérience de la section 4.2 pour laquelle la métrique était évaluée à partir des images reconstruites *a posteriori*.

4.3.3 Résultat

La figure 4.12 (a) montre la courbe d'évolution de l'ISR en fonction des dégradations du profil de sensibilité de l'élément d'antenne #8. Les courbes précédemment obtenues pour le PUI et le SNR, calculés à partir des images reconstruites suivant le mode I_{opt}, sont également affichées dans les figures 4.12 (b) et 4.12 (c). Dans le cas présent les métriques PUI et ISR sont affichées suivant le même intervalle. Les résultats indiquent que l'ISR décroit de façon quasi-linéaire avec la sensibilité spatiale de l'antenne #8. Le PUI, pour lequel la simulation de dégradations indiquait une détectabilité acceptable pour les reconstructions I_{opt}, est loin d'être caractérisé par la même linéarité. Rappelons que le PUI des images I_{opt} n'est sensible que pour des dégradations supérieures à 20% du profil nominal et que le SNR parait ne pas l'être du tout.

Les régressions linéaires calculées pour le PUI et le SNR produisent des pentes respectivement égales à 0.20 ($R^2 = 0.98$) et à 0.30 ($R^2 = 0.97$). En ce qui concerne l'ISR, les régression linéaire indique une pente égale à 0.93 ($R^2 > 0.99$). Suivant le mode de calcul évoqué dans la section précédente, la linéarité estimée entre le SNR et les niveaux de dégradations appliquées est de 30%. Celle du PUI est de 20% et celle calculée pour l'ISR est égale à 93%.

En considérant l'ensemble des acquisitions de référence, l'ISR vaut $81.4 \pm 0.68\%$, soit une variation totale de $\pm 0.84\%$. Les limites spécifiques calculées à partir de ces mesures valent $\pm 2.5\%$. Les mesures de l'ISR réalisées sur toute la durée du suivi de cet appareil sont affichées dans la figure 4.13 (a). Sur

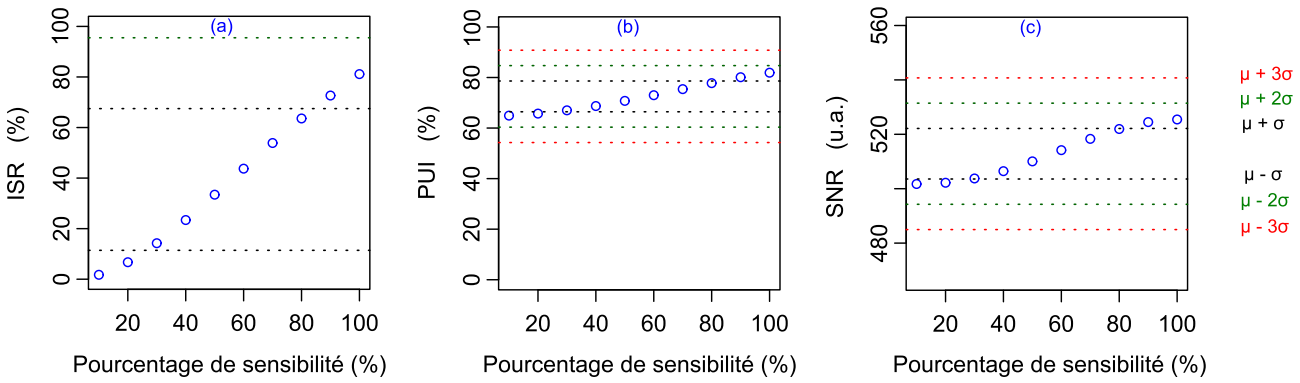


FIGURE 4.12 – *Courbe d'évolution de la métrique ISR (a) en fonction du pourcentage de sensibilité spatiale de l'antenne #8. Les courbes du PUI (b) et du SNR (c) sont rappelées pour une mise en perspective.*

cette période, l'ISR est égale à $79.6 \pm 1.0\%$, soit une variation globale de $\pm 1.3\%$. Les mesures effectuées pour le PUI sont affichées dans la figure 4.13 (b). Cette métrique vaut $80.2 \pm 1.5\%$ sur toute la période, soit une variation de $\pm 1.9\%$. Rappelons que la limite inférieure recommandée par l'ACR pour le PUI, qui est égale à 80%, équivaut à sa valeur nominale calculée pour l'appareil d'IRM considéré. Les limites spécifiques précédemment calculées ($\approx \pm 5\%$, voir section 3.3.2) sont donc exclusivement utilisées.

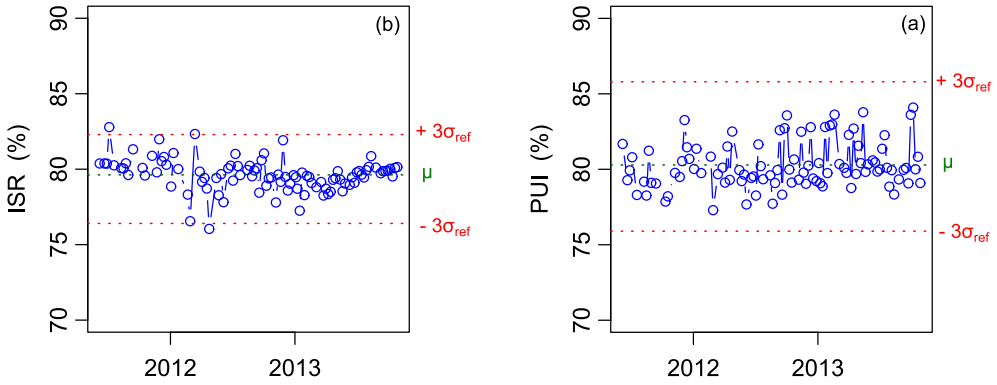


FIGURE 4.13 – *Courbe d'évolution temporelle de l'ISR (a) et du PUI (b) dans le cadre du suivi longitudinal des performances de l'appareil d'IRM 3T.*

4.3.4 Discussion

Ces résultats démontrent que l'ISR est hautement plus sensible aux dégradations de profils de sensibilité que les métriques conventionnelles. Tandis que le PUI commence à détecter une dysfonctionnement à partir de dégradations supérieures à 20% du profil nominal, l'ISR apparait sensible dès l'occurrence de dégradations de l'ordre de 3%. C'est effectivement, ce qu'indiquent les limites spécifiques calculées pour cette métrique. Quant aux régression linéaires, nous rappelons qu'elles nous permettent de mettre en exergue la linéarité entre les métriques et le niveau des dégradations. Ainsi, une forte linéarité est relevée entre l'ISR et les niveaux de dégradations (90%). En revanche, la linéarité entre le PUI et les niveaux de dégradations est plus faible (20%). Cette linéarité de l'ISR avec les dégradations de profils de sensibilité est inhérente à la définition de cette métrique. En effet, elle se calcule en tenant compte des profils de sensibilité de chaque récepteur

alors que le PUI se calcule à partir des images reconstruites et recomposées. Il convient de souligner que la détectabilité de ces métriques a principalement été étudiée de façon qualitative à partir de leurs évolutions relatives aux limites spécifiques. Selon l'usage commun, il est également de bon ton de la quantifier ce qui se fait au moyen de la fonction d'efficacité du récepteur encore appelée *courbe ROC*[6] [Fawcett, 2006; Metz, 2006]. Une telle opération n'a pas été réalisée dans cette étude car la variation relative des métriques et leur linéarité avec les niveaux de dégradations ont été jugées suffisantes pour évaluer leur détectabilité dans ce contexte. Ces résultats montrent donc que l'ISR satisfait pleinement à son cahier de charges en particulier pour ce qui est de la détectabilité.

En considérant les mesures réalisées dans le cadre du suivi longitudinal, on remarque que 4 points se retrouvent hors des limites spécifiques définies. L'examen de la courbe du PUI, montre que ses mesures restent toutes comprises au sein des limites associées. Les points de mesure hors-limites relevés pour l'ISR sont difficilement assimilables à de véritables dysfonctionnement de l'antenne utilisée en raison de leur singularité. En effet, tandis qu'un point de mesure se retrouve hors des limites spécifiques, ces voisins y demeurent. Selon les principes du contrôle statistique des procédés, il importe que les occurrences de mesures hors limites soit consécutives (2 à 3 points) pour indiquer de quelconques dysfonctionnements [Benneyan et al., 2003]. Un tel constat ne peut être fait dans le cas présent car les points voisins des mesures hors-limites restent situés au sein des limites spécifiques. Par ailleurs, l'historique des interventions du constructeur sur l'antenne utilisée ne donnent aucune indication sur de pannes pouvant être reliées à ces points hors des limites. L'occurrence de ces points hors-limites peut donc interpeller à propos de la définition des limites (période considérée comme référence) ou encore sur la spécificité de l'ISR. On peut écarter la première idée car il ne semble pas raisonnable de remettre en cause un procédé qui fonctionne de façon générale quand les résultats deviennent mitigés pour un cas particulier.

Le deuxième argument permettant d'éviter une remise en cause de la définition des limites spécifiques est que la variation des profils de sensibilité de cette antenne tête est demeurée inférieure à 4% pendant toute la campagne d'acquisition des données utilisées. Il faut donc se recentrer sur la question de la spécificité de l'ISR. L'approche qui peut être envisagée consisterait à définir un seuil de détection des dégradations délétères dans un contexte clinique. Les évaluations de qualité d'image devront être réalisées dans un contexte de simulations semblable à celui présenté dans la section 4.2. Cette fois, il faudrait dégrader des données acquises sur des sujets sains et/ou pathologiques. Les évaluations de la qualité des images consécutives aux dégradations devrait être préalablement effectuée par un radiologue qui définirait des critères subjectifs suivant son expertise des images utilisées pour le diagnostic. Une deuxième évaluation de qualité d'images pourrait être réalisée en utilisant une métrique objective définie par rapport à des critères humains de perception visuelle telle que l'UQI décrite dans la section 3.5. Ainsi, la spécificité de l'ISR pourrait être mise en évidence.

Il convient de faire un commentaire à propos de la façon dont cette métrique est calculée. En effet, la section 4.3.1 fait état de deux approches pour dériver une métrique de contrôle à partir de la matrice de covariance des profils de sensibilité. Sous sa forme actuelle l'ISR est conçue suivant la première approche qui exploite seulement une partie de la matrice, nommément la diagonale. Cette dernière regroupe les variances des profils de sensibilité. L'idée motivant les deux autres approches

6. *Receiver Operating Characteristics*

est qu'il peut être pertinent d'exploiter cette matrice de covariance des profils de sensibilité dans son intégralité. De cette façon, les recouvrements entre profils de sensibilité pourraient être pris en compte. Si cette idée apparaît fort pertinente car sa mis en œuvre permettrait de surveiller non seulement les profils de chaque élément de réception mais également leurs environnements proches. Dans une telle éventualité, il faudrait tenir compte de connaissances *a priori* telles que celles disponibles sur les inductances mutuelles des éléments de réception.

C'est effectivement à ces dernières que les termes hors-diagonaux peuvent être associés alors que les termes diagonaux peuvent être associées aux inductances propres des récepteurs. Ainsi que le mentionne la section 1.5.4, les inductances mutuelles des éléments de réception doivent être idéalement plus faibles que les inductances propres [Roemer et al., 1990], [Mispelter et al., 2006, p. 477]. Il est donc possible de définir l'ISR en exploitant cette caractéristique, l'ordre de grandeur des termes hors-diagonaux et celui des termes diagonaux. Définie de cette manière, l'ISR pourrait amplement satisfaire sa première spécification car elle rendrait pleinement compte des relations entre les différent profils de sensibilité. Néanmoins, il convient de rappeler que l'approche actuellement implémentée pour calculer l'ISR tient compte d'une réalité des éléments de réception puisqu'elle se rapporte spécifiquement aux profils de sensibilité et donc aux inductances propres. Il convient de signaler que des communications scientifiques ont été réalisées pour l'ISR définie suivant cette approche [Sewonu et al., 2012, 2013a]. A présent, l'objectif est de communiquer à propos de la métrique ISR définie en tenant compte de la matrice de covariance des profils de sensibilité dans son intégralité ainsi qu'indiqué ci-dessus. L'article qui est en cours de rédaction à ce sujet doit être soumis à publication dans les prochaines semaines.

Enfin, il demeure une interrogation concernant l'aspect pratique de mise en œuvre de l'ISR. La question porte particulièrement sur les données utilisées pour le calcul des cartes de sensibilité. En effet, les opérations réalisées pour obtenir l'ISR nécessite d'avoir accès aux données brutes pour le calcul des profils de sensibilité. Quelque soit la technique de calcul employée, ces données brutes sont indispensables. Suivant les spécificités des services d'IRM et leurs relations avec le constructeur d'appareils, ces données brutes ne sont pas toujours accessibles. D'aucuns pourraient donc objecter sur la difficulté que présenterait l'intégration de l'ISR dans une procédure de contrôle global telle que celle décrite dans le chapitre précédent. Il faut rappeler que cette métrique est conçue pour être utilisée spécifiquement pour des antennes multi-éléments. Dans une telle éventualité, on peut raisonnablement penser qu'il sera possible d'acquérir le type de données nécessaires pour estimer des profils de sensibilité spatiale. Par ailleurs, la recherche de nouvelles métriques ne peut être restreinte par des limitations d'ordre pratique qui sont certes d'actualité. Il est indispensable d'avoir une vision à moyen ou long terme qui permet d'envisager que les verrous actuels pourront être levés dans le futur.

4.4 Les corrélations de bruit

Comme stipulé à la fin de la section 4.2.3, notre démarche de contrôles spécifiques pour les antennes en réseau phasé concerne également leurs corrélations en termes de bruit. Dans cette optique, l'exploitation des matrices de covariance de bruit participe de la réflexion suivant laquelle

les grandeurs caractéristiques des antennes multi-éléments peut permettre une détection précoce de dysfonctionnements. Ainsi que la section 4.2 le montre, une métrique comme le SNR ne permet qu'une évaluation indirecte du fonctionnement des antennes et elle se révèle incapable de réaliser des détections précoces. Il s'agit donc de définir une nouvelle métrique de contrôle en utilisant les termes de la matrice de covariance.

Afin d'exploiter la matrice de bruit pour contrôler les performances d'antennes multi-éléments, il importe d'abord de les calculer. La section 4.2.1 indique que la méthode de référence pour calculer la matrice de covariance requiert d'acquérir des données de bruit, ce qui peut se faire en collectant un nombre d'échantillons de bruit égal à celui des données de signal. Elle indique également qu'en pratique, un nombre limité d'échantillons de bruit est acquis pendant la phase de *pre-scan* [Kellman and McVeigh, 2005] avec la contrainte d'une précision acceptable pour les calculs de variances et covariances [Robson et al., 2008]. L'acquisition de ces échantillons de bruit s'effectuent sans excitation RF ce qui implique d'avoir accès au système de commande de la transmission RF ou, à défaut, d'avoir un *interrupteur* à disposition. Le terme *interrupteur* est choisi à dessein car il correspond à une réalité des systèmes IRM du constructeur General Electric. En effet, les locaux techniques de leurs appareils comportent des armoires électriques notamment celle de l'amplification RF sur lesquelles des interrupteurs peuvent permettre de gérer quelques aspects de la transmission des impulsions. Pour les besoins du contrôle qualité, il importe donc de pouvoir accéder à ce type de système afin de réaliser des acquisitions de bruit requises pour le calcul des matrices de covariance. Ce dernier point a son importance car il soulève quelques questions sur lesquelles nous reviendrons dans la discussion.

4.4.1 Métrique de contrôle

L'élaboration de la métrique peut se faire par rapport aux propriétés connues pour les matrices de bruit. En effet, la section 1.5.4 indique que les termes hors-diagonaux de ces matrices traduisent les niveaux de couplages résistifs entre les éléments de réception et que les termes diagonaux représentent la variance du bruit acquis par chaque récepteur. De façon analogue au calcul de l'ISR, il est envisageable de calculer une métrique à partir des éléments diagonaux (les termes de variance) seuls. Aussi intéressante que cette idée puisse paraître, elle semble insuffisante pour caractériser la matrice de bruit dans son intégralité. L'une des propriétés reconnues pour des antennes au fonctionnement optimal est qu'elles doivent être caractérisées par de faibles couplages électriques [Roemer et al., 1990]. Autrement dit, les termes hors-diagonaux de la matrice de bruit doivent être inférieurs à ceux situés sur la diagonale. Il semble donc particulièrement intéressant d'exploiter ce facteur d'échelle comme métrique de contrôle.

Pour représenter les termes de covariances ou de variance, des grandeurs statistiques comme leur moyenne ou leur écart maximal (*i.e.* $max - min$) peuvent être choisies. Cependant, il importe de tenir compte des ordres de grandeurs de ces termes. En effet, la moyenne des termes hors-diagonaux peut être influencée par l'étendue des valeurs, en particulier s'il existe des *outliers* par rapport aux quartiles. Par conséquent, cette grandeur ne peut pas être suffisamment représentative du niveau des covariances de bruit. Quant à l'écart maximal des covariances, on peut raisonnablement s'attendre à ce qu'il soit du même ordre de grandeur que celui des termes diagonaux car les variances de bruit

des éléments d'antennes sont supposées être d'ordres de grandeur semblables. Compte-tenu de ces deux remarques, ces deux grandeurs statistiques sont remplacées par la valeur maximale pour représenter les termes de covariance. Quant aux termes de variances, l'écart maximal est choisi pour les représenter. Pour le formalisme, notons $\mathbf{\Psi_{pp}}$ le vecteur regroupant les termes de variances et $\mathbf{\Psi_{pq}}$ un vecteur regroupant les termes associées aux covariances. La métrique résultante, nommée *Covariances-to-Variances Ratio* (CVR), se formule comme suit :

$$CVR = 100 \times \frac{max(\mathbf{\Psi_{pq}})}{\mu(\mathbf{\Psi_{pp}})} \tag{4.14}$$

Pour rappel, l'opérateur μ symbolise l'opération de moyenne selon le formalisme employé dans ce document (section 2.3.1). Cette définition du CVR est intéressante en ceci qu'elle traduit le facteur d'échelle entre l'ordre de grandeur des variances du bruit et celui des covariances par un pourcentage.

4.4.2 Validation

Cette métrique est évaluée en utilisant les données de simulation générées pour l'étude sur l'évaluation de dysfonctionnement d'éléments d'antennes (section 4.2.1). L'on s'intéresse particulièrement aux dégradations en termes de niveau de bruit. De même que l'ISR a été comparée à l'uniformité des images, la courbe d'évolution de la métrique CVR est comparée à celle du rapport signal-à-bruit, en particulier pour de faibles amplifications du bruit. De même que pour l'évaluation du niveau de bruit des éléments de réception, la valeur nominale de cette métrique est considérée comme étant celle obtenue à partir d'acquisitions de données exclusives de bruit.

Pour la comparaison avec une autre métrique, le rapport signal-à-bruit est mesuré en utilisant la technique qui exploite les pixels d'images acquises sans impulsions RF (SNR_{noRF}). Rappelons qu'elle avait été utilisée comme technique de référence dans le chapitre 3. Ce mode de mesure est utilisé afin de pallier à l'inefficacité du mode SNR_{diff} pour détecter de faibles augmentations de bruit qui a été mise en évidence dans la section 4.2. Dans le présent contexte, il s'agit de comparer notre métrique de contrôle CVR à des mesures de référence du rapport signal-à-bruit dont il est attendu qu'elles parviennent à détecter les dégradations opérées en terme de bruit. Il convient de rappeler que ce mode de mesure n'est pas communément utilisé pour les besoins du contrôle qualité. Les limites spécifiques du SNR_{noRF}, évaluées dans le cadre de l'étude sur la mesure du bruit à $\pm 5.2\%$ (section 3.3.2), sont employées pour caractériser sa détectabilité.

Compte tenu de l'*a priori* positif que nous avons à propos des mesures de référence du rapport signal-à-bruit SNR_{noRF}, il apparait intéressant d'évaluer leurs corrélations avec les mesures du CVR, dans ce contexte de dégradations d'un élément de réception. Cette corrélation est évaluée au moyen du test de Pearson précédemment utilisé 3.2.5. Nous rappelons que ce test, qui produit un coefficient r, fait état de corrélations significatives si les valeurs p associées sont inférieures à 0.05.

4.4.3 Résultats

Les courbes d'évolution de la métrique calculée à partir des matrices de covariance (CVR) et du rapport signal-à-bruit sont représentées dans la figure 4.14, en fonction du facteur d'amplification du niveau normal de bruit du récepteur #8 (Brt_8). Rappelons que les niveaux normaux de bruit des différents éléments de réception sont indiqués dans le tableau 4.1. Les mesures de rapport signal-à-bruit sont affichées dans l'intervalle $[\mu - 3\sigma,\mu + 3\sigma]$ et celles de la métrique CVR sont affichées dans l'intervalle $[0,\mu + 3\sigma]$. Cette dernière, exprimée en pourcentage, est représentée sur le graphe (a). Les mesures de référence du rapport signal-à-bruit (SNR_{noRF}) sont représentées sur le graphe (b). Le graphe (c) rappelle la courbe des mesures de SNR_{diff} précédemment présentée dans la section 4.2.2 comme étant très peu sensibles à de telles augmentations de bruit. Il est intéressant de remarquer que les mesures du CVR et celles du SNR_{noRF} évoluent suivant des tendances similaires. Elles se dégradent au fur et à mesure que le niveau de bruit de l'élément de réception #8 augmente. La diminution notée pour SNR_{noRF} demeure strictement inférieure à 5% pour des augmentations du bruit inférieures ou égales à deux fois le niveau normal. Cette baisse atteint 10% pour une amplification du niveau de bruit de l'ordre de $2.5 \times Brt_8$, puis atteint 30% lorsque l'amplification du bruit est de l'ordre de 4 fois le niveau normal. Les valeurs de SNR_{noRF}, mesurées au delà de $2 \times Brt_8$, se situent donc hors de ses limites spécifiques. En ce qui concerne la métrique CVR, elle accuse une baisse de moins de 4% pour des amplifications de bruit inférieures à 1.5 fois le niveau normal de l'antenne #8. Au delà, le CVR chute de plus de 11% pour atteindre moins de 22% de sa valeur nominale à partir d'amplifications de bruit de l'ordre du double du niveau normal. Lorsque l'amplification du bruit est de l'ordre de 4 fois le niveau normal de l'élément de réception #8, la métrique CVR est à moins de 40% de sa valeur nominale, soit une baisse supérieure à 60%.

Dans le cadre de cette évaluation de détectabilité, le test de corrélation effectué entre les métriques CVR et SNR_{noRF} indique un coefficient de corrélation égal à 0.99 avec un intervalle de confiance qui est de [0.97 0.99]. Les valeurs p fournies par le test sont sensiblement inférieures à 0.05.

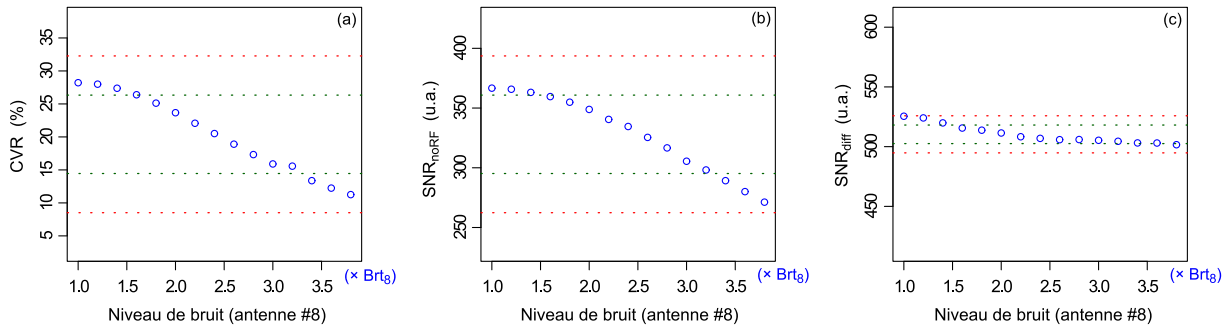


FIGURE 4.14 – *Courbes d'évolution des métriques CVR (a), SNR_{noRF} (b) et SNR_{diff} (c) en fonction de l'amplification du bruit de l'antenne #8.*

4.4.4 Discussion

Les résultats montrent que le CVR détecte parfaitement les dégradations en termes de bruit d'un élément de réception. Les mesures réalisées pour SNR_{noRF} indique que cette métrique est également capable de mettre en évidence les amplifications de bruit survenant dans cet élément de réception. Il

convient de souligner que cette observation marque un progrès considérable par rapport à celles qui ont été précédemment faites pour SNR_{diff} (section 4.2.3). La très forte corrélation calculée entre ces deux métriques ($r = 0.99$, $p < 0.05$) permet de conforter ces deux observations faites pour les deux métriques. Toutefois, il est important de faire quelques précisions. En effet la méthode de référence du rapport signal-à-bruit permet de détecter les dégradations mais seulement au delà d'un seuil égal à 2 fois le niveau normal de bruit du récepteur concerné. La métrique CVR réalise une détection plus précoce car elle est caractérisée par une forte baisse dès que l'amplification du bruit dépassent 1.5 fois le niveau normal de l'élément de réception. Il faut revenir vers les figures 4.8(b) et 4.8(c) pour comprendre que les amplifications de bruit supérieures ou égales à 1.6 fois le niveau normal provoquent des altérations majeures de la matrice de covariance. Il apparait donc pertinent de pouvoir détecter des dégradations d'un tel ordre, ce que parvient à faire la métrique CVR et que ne réussit pas le rapport signal-à-bruit. Ces observations indiquent donc que la métrique proposée pour détecter des dérives de corrélations de bruit entre les éléments d'antenne remplit parfaitement cette fonction. Elles montrent également que la technique de mesure du rapport signal-à-bruit à partir d'acquisitions exclusives de bruit permet de détecter des dysfonctionnements plus précocement que ne le font les techniques communément utilisées pour les besoins du contrôle qualité.

Le constat d'une bonne détectabilité de la métrique CVR étant établi, il convient de préciser que sa mise en œuvre requiert de pouvoir acquérir les données de bruit. Comme le précise la section 2.3.1, de telles acquisitions s'effectuent sans excitation RF. Ceci implique de pouvoir accéder au système de contrôle de la transmission RF depuis la console de programmation des acquisitions. Dans la réalité des services d'imagerie, un tel accès est inexistant mais des alternatives sont possibles. Par exemple, les systèmes du constructeur GE sont pourvus d'interrupteurs prévu pour contrôler certains aspects de la transmission des impulsions RF. Ces interrupteurs sont contenus dans des armoires électriques disposées dans les locaux techniques des appareils. L'un deux permet de couper la transmission RF et donc d'acquérir des données exclusives de bruit. Pour les besoins du contrôle qualité, il importe donc de pouvoir accéder à ce type de système afin de réaliser des acquisitions de bruit nécessaires au calcul des matrices de covariance. Cependant, pour des raisons de sécurité, les personnels des services d'imagerie ne sont pas habilités à effectuer des opérations sur les armoires électriques des appareils d'IRM. Dans ces conditions, il n'est pas possible de mesurer la métrique CVR sur une base périodique dans le but de surveiller le fonctionnement des antennes. Cet obstacle pose la question suivante : *est-il possible de recueillir des échantillons de bruit autrement que par des acquisitions réalisées sans transmission radio-fréquence ?*

Cette question semble avoir une intérêt qui surpasse celui du contrôle de performances d'antennes en réseau phasé. En effet, on peut s'interroger sur la variabilité à laquelle les échantillons de bruit peuvent être confrontés. Elles sont acquises pendant l'étape qui précède le recueil effectif du signal et il importe de s'assurer qu'elles sont recueillies dans les mêmes conditions que le signal. Dans cette optique, l'étape précédent l'acquisition doit être de courte durée, par exemple de l'ordre de quelques secondes. Il convient de préciser que cette spécification de durée peut moins concerner l'imagerie de fantômes que celle de sujets biologiques. Quoiqu'il en soit, l'étape de pré-acquisition peut durer une minute voire plus. Par exemple, elle dure 20 secondes pour une séquence en écho de spin telle que celle utilisée dans nos travaux. Elle peut durer 54 secondes pour une séquence pondérée T_2 avec saturation de la graisse pour l'imagerie du foie. Nous avons mesuré une durée

de 83 secondes pour le *pre-scan* réalisé dans le cadre d'acquisition pour de l'imagerie du tenseur de diffusion. Dans de telles circonstances, il n'est pas raisonnable de considérer que les données de signal et du bruit sont collectées dans des conditions similaires.

Toujours sur la question de la variabilité des matrices de covariance de bruit des antennes multi-éléments, il importe de tenir compte de deux facteurs extrinsèques. Compte tenu de la définition théorique du bruit d'acquisition et du calcul de sa variance (section 1.3), il s'agit de la température du sujet d'intérêt et de son volume. En effet, les équations 1.29 et 1.30 montrent l'influence que ces deux facteurs ont sur le calcul de la variance du bruit. Lorsque plusieurs récepteurs sont considérés, les équations 1.42 et eq :1-43 confirment cette influence. On peut donc s'attendre à ce que des variations de température ou des mouvements du volume d'intérêt perturbent le calcul de ces matrices de covariance de bruit. Dans ces circonstances, le rapport signal-à-bruit des images reconstruites ainsi que leur reproductibilité pourrait en pâtir. Des exemples pratiques de variations de température pendant des acquisitions d'image peuvent se trouver dans le cadre d'ablations thermiques guidées par l'IRM [Hynynen et al., 2006; Chapman and Haar, 2007]. Il a été démontré que la température du milieu subissant le geste chirurgical peut s'élever jusqu'à $56°$ [Quesson et al., 2000]. Dans de telles applications, les images servant à guider le geste chirurgical sont acquises suivant le mode accéléré (section 4.1.2) pour lequel un calcul précis de la matrice de covariance de bruit revêt une importance capitale. En effet, la propagation du bruit dans cette reconstruction est susceptible d'être affectées par des imprécision de calcul de la matrice de covariance.

Nous nous sommes penchés sur cette question et en avons récemment publié une étude relative [Sewonu et al., 2013c]. Réalisée à l'aide de fantômes, cette étude démontre qu'une variation de température de $56°$C à $38°$C entraine des variations de l'ordre de 45% pour les termes de variances (éléments diagonaux) et de 11% pour les termes de covariance (éléments hors-diagonaux). Elle montre également qu'un déplacement de 3 cm du volume d'intérêt entraine une déviation de l'ordre de 60% pour les variances et de 75% pour les covariances. Quant on s'intéresse à l'inflation du bruit dans la reconstruction d'acquisitions accélérées, cette étude indique que le *g-factor* maximal augmente de 15% pour un tel déplacement. Cette observation a été faite à partir d'une accélération de facteur 4. Cette augmentation traduit une augmentation du niveau de bruit des images reconstruites en particulier dans les zones typiques de *g-factor* maximal (voir figure 4.3(c))

Ces différentes raisons liées à la question de variabilité des acquisitions de bruit ainsi que les obstacles relevés dans le cadre de contrôle spécifique d'antennes multi-éléments incitent à rechercher des méthodes alternatives pour calculer les matrices de covariance de bruit. Pour cela, nous proposons une méthode dite *auto-calibrée* qui implique que le signal et les échantillons de bruit nécessaires à sa reconstruction soient issues d'un ensemble commun de données.

4.5 Matrice de bruit *auto-calibrée*

La méthode auto-calibrée proposée pour calculer la matrice de covariance repose sur l'exploitation d'échantillons typiques du bruit qui sont extraits des données recueillies pour le signal. En substance, cette même idée peut pousser différents opérateurs à utiliser des données périphériques de l'espace k pour calculer la matrice de covariance, ainsi que nous le mentionnions dans la

section 4.2.1. Dans notre approche, l'extraction des données du bruit se base sur la propriété de linéarité de la transformée de Fourier. En vertu de cette propriété, cette dernière ne doit pas altérer la distribution statistique des données sur lesquelles elle s'applique. Ainsi, des données aléatoires distribuées suivant une loi gaussienne (telle que le bruit) conservent cette particularité lorsqu'elles subissent la transformation de Fourier. Pour l'illustration, on peut à nouveau considérer l'exercice proposé dans la section 2.3.1 pour mettre en évidence le changement de probabilité de distribution occasionné par le calcul de la magnitude de données aléatoires complexes.

> **Exemple :** Dans le contexte présent, l'exercice ne se déroule pas jusqu'au calcul de la magnitude des données aléatoires complexes générées X_{compl}. A la place, une transformation de Fourier leur est appliquée puis leurs histogrammes respectifs sont calculés [7]. Ceux-ci indiquent que la loi de distribution gaussienne est conservée par la transformée de Fourier (figure 4.15).

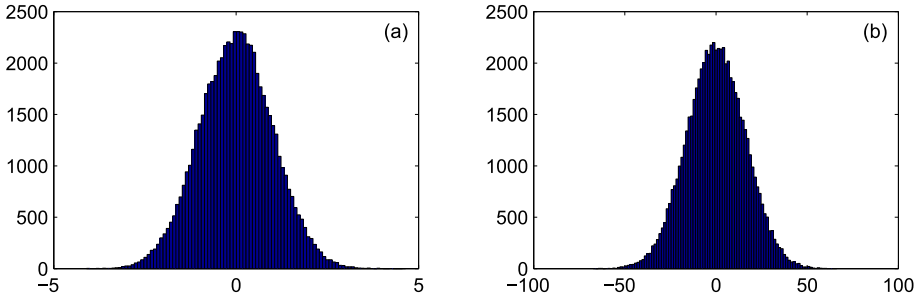


FIGURE 4.15 – *Histogrammes de données aléatoires complexes (a) et de leurs transformées de Fourier (b). Elles indiquent que la transformation de Fourier conserve la distribution gaussienne de ces données aléatoires.*

Suivant ce principe, l'idée fondamentale de notre approche consiste à extraire les pixels du fond des images obtenues par transformation de Fourier des données acquises par chaque récepteur. Cette opération doit se faire juste après l'application de la transformée de Fourier (TF) et avant que les images ne subissent les différents filtrages qui leur sont communément appliqués. L'importance de ces filtres est capitale pour réduire certains artéfacts tels que ceux liés à la troncature des données. En pratique, tous les pixels situés hors de la zone produisant du signal ne sont pas pris en compte car des résidus de signal, pouvant subsister dans ce voisinage proche sont susceptibles de corrompre les échantillons extraits. Les images subissent donc une dilatation afin d'éviter le voisinage proche de l'image. Il est notoirement connu que le fond des images peut abriter des artéfacts tels que le *ghosting* dû à des mouvements physiologique. Afin de considérer ces cas, les pixels ainsi extraite subissent un filtrage qui consiste à leur soustraire leurs éventuelles composantes de basse fréquence. Pour chaque élément d'antenne, ces échantillons sont récupérés sous la forme de vecteurs lesquels sont utilisés pour calculer les termes de la matrice de covariance (voir équation 4.12). Il intéressant de noter que cette approche s'apparente à un court-circuitage du processus de réalisation des images décrit dans la figure 1.9. La représentation schématique du calcul est fournie dans la figure 4.16.

7. Script :
N = 256 ;
*ComplexNoise = randn(N)+ i*randn(N) ;*
FTNoise = fft(ComplexNoise) ;
Hist1 = hist(real(ComplexNoise(:)) , 100) ; Hist2 = hist(MagnitudeNoise(:),100) ;
figure, subplot(121), bar(Hist1) ; subplot(122), bar(Hist2)

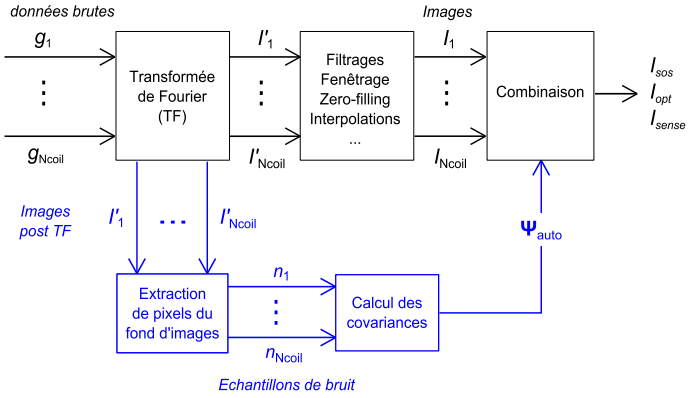


FIGURE 4.16 – *Schéma de réalisation de la méthode auto-calibrée pour le calcul de la matrice de covariance du bruit.*

4.5.1 Validation

Validation préliminaire

Une évaluation conjointe des différentes techniques est réalisée dans le but de les comparer et de valider la méthode auto-calibrée. Pour le formalisme, nous notons Ψ_{ref} la matrice calculée à partir de l'acquisition d'autant d'échantillons de bruit que de signal et Ψ_{sub} la matrice de substitution qui est calculée à partir d'un nombre limité d'échantillons de bruit. La matrice obtenue suivant notre procédé d'auto-calibration est notée Ψ_{auto}. Afin d'avoir une certaine perspective du résultat, il semble judicieux d'évaluer également la méthode consistant à utiliser des données périphériques de l'espace *k* pour calculer la matrice de covariance (section 4.2.1). Rappelons que cette méthode se base sur le fait que les contributions du bruit d'acquisition sont susceptibles d'être localisées dans les zones de haute fréquence. Cette assertion est d'autant plus plausible que l'objet imagé produit un signal uniforme. Nous avons donc inclus cette technique dans notre étude comparative et elle est notée Ψ_{kspace}. L'évaluation de ces méthodes alternatives de calcul consiste à comparer les matrices qu'elles produisent ($\Psi_{subset,auto,kspace}$) avec celles calculées à partir d'acquisition de bruit (Ψ_{subset}). En ce qui concerne l'inflation du bruit dans la reconstruction, les cartes de *g-factor* correspondant aux différentes matrices sont calculées et comparées à la référence. Il s'agit ici de caractériser l'effet des différences entres ces différentes matrices de covariance en terme de niveau de bruit dans les images à produire. Les notations précédentes sont conservées ($G_{ref,subset,auto,kspace}$) pour les cartes de *g-factor* correspondant respectivement aux matrices Ψ_{ref}, Ψ_{subset}, Ψ_{auto} et Ψ_{kspace}.

Des données expérimentales issues de l'ensemble d'acquisitions précédemment exploité (section 3.3.2) sont utilisées. Rappelons qu'il s'agit d'acquisitions d'images du fantôme tête de l'ACR ; seule la coupe #7 (figure B.2) est utilisée dans le contexte présent. Dans le but d'évaluer ces techniques de calcul de la matrice de covariance de bruit dans une configuration d'antenne différente, des données ont également été acquises avec une antenne torse à 8 éléments de réception en utilisant le fantôme en forme de torse présenté dans la section 2.2 (voir figure 2.1). La séquence employée est une écho de gradient avec destruction de l'aimantation résiduelle (SPGR). La prescription de cette séquence est la suivante :

- TR/TE = 100/2 ms, angle de bascule = 45°,

- matrice/FOV = 256^2/260 mm,
- épaisseur de coupe = 5 mm, une seule coupe acquise

Le nombre d'échantillons du bruit utilisés pour le calcul de Ψ_{ref} est donc égal à 65536. 30 lignes de données de l'espace k sont exploitées pour Ψ_{subset} soit 7680 échantillons de bruit. Pour la méthode de calcul Ψ_{kspace}, les trois premières et dernières lignes sont extraites soit un nombre d'échantillons égal à 536. Quant à la méthode auto-calibrée Ψ_{auto}, le nombre de pixels extraits du fond des images acquises par chacun des récepteurs est supérieur à 22000.

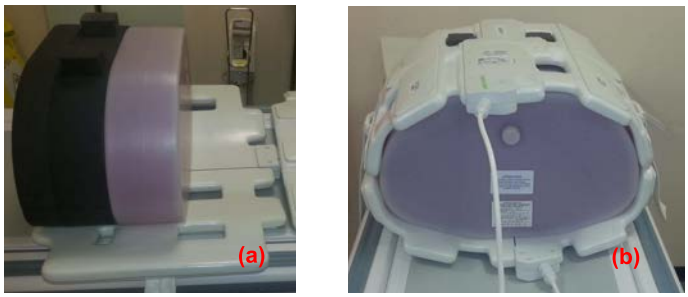


FIGURE 4.17 – *Image du fantôme positionné dans l'antenne torse (a) avec une structure d'aide au positionnement. (b) Un deuxième fantôme est ajouté afin de charger l'antenne de façon optimale.*

Les différences entre les matrices de covariance sont évaluées au moyen de leur écart quadratique moyen ($RMSD$ [8]) par rapport à la référence. De façon analogue, il convient de calculer les écarts entre les cartes de *g-factor* $G_{subset,auto,kspace}$ et la carte de référence G_{ref}. L'écart $RMSD$ se calcule suivant la formule :

$$RMSD_{alt} = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{l=1}^{M}(X_{ref} - X_{alt})^2} \tag{4.15}$$

où $X \in \{\Psi, G\}$, $alt \in \{subset, auto, kspace\}$ et M représente le nombre d'éléments contenus dans X.

Afin d'appréhender l'influence de ces différences sur l'inflation du bruit dans la reconstruction, les cartes de *g-factor* correspondant aux différentes matrices sont calculées et comparées à la référence. Ces cartes de *g-factor* sont calculées pour des accélérations de facteur 2 et de facteur 4. Les notations précédentes sont conservées, soit G_{ref}, G_{sub}, G_{auto} et G_{kspace} pour les cartes de *g-factor* correspondant respectivement aux matrices Ψ_{ref}, Ψ_{sub}, Ψ_{auto} et Ψ_{kspace}. Les écarts entre les cartes alternatives d'inflation du bruit $G_{sub,auto,kspace}$ et la carte de référence G_{ref} sont utilisées pour la comparaison. Les valeurs maximales d'inflation du bruit indiquées par les cartes sont également prises en compte.

Détection de dysfonctionnement

L'idée de cette deuxième étape de validation est de vérifier si la méthode auto-calibrée de calcul des covariances permet d'obtenir une métrique aussi efficace que la méthode de référence. Il s'agit donc d'évaluer la détectabilité de la métrique calculée à partir de la matrice auto-calibrée. Pour cela, la simulation de dégradations du niveau de bruit d'un élément de réception est réutilisée. Les

8. de l'anglais *Root Mean Square Deviation*

métriques issues des matrices calculées à partir de deux méthodes considérées sont respectivement notées CVR_{ref} et CVR_{auto}. L'on cherche également à évaluer la corrélation entre ces deux métriques, ce qui implique l'utilisation du test de *Pearson*.

Contrôle qualité d'antennes

La méthode auto-calibrée de calcul des covariances de bruit est également évaluée dans le cadre du contrôle périodique effectué avec l'antenne tête à 8 éléments. Les données sont acquises suivant le protocole mis en œuvre dans le cadre du suivi hebdomadaire global de l'appareil d'IRM 3T. Rappelons que la description de ce protocole est fournie dans le chapitre 3. L'ensemble des acquisitions comprend des données exclusives de bruit au même titre que ceux du signal. La présente évaluation doit donc permettre de calculer la métrique CVR à partir de matrices de covariance auto-calibrées (soit CVR_{auto}) et des matrices calculées suivant la méthode de référence (CVR_{ref}). Il sera intéressant de comparer les courbes de performance produites en utilisant l'une ou l'autre de ces métriques.

4.5.2 Résultats

Validation préliminaire

Dans le cadre de l'évaluation réalisée avec l'antenne tête, la figure 4.18 affiche les enveloppes des histogrammes calculés pour les pixels extraits du fond des images obtenues par transformée de Fourier des données de chaque élément de réception de l'antenne tête. L'on y constate que les histogrammes ont la forme typique d'une distribution gaussienne. En ce qui concerne les grandeurs caractéristique des distributions, les *skewness* des pixels issues de chaque éléments de réception se répartissent entre -0.02 et 0.03. Les *kurtosis* prennent des valeurs comprises entre 2.88 et 2.92.

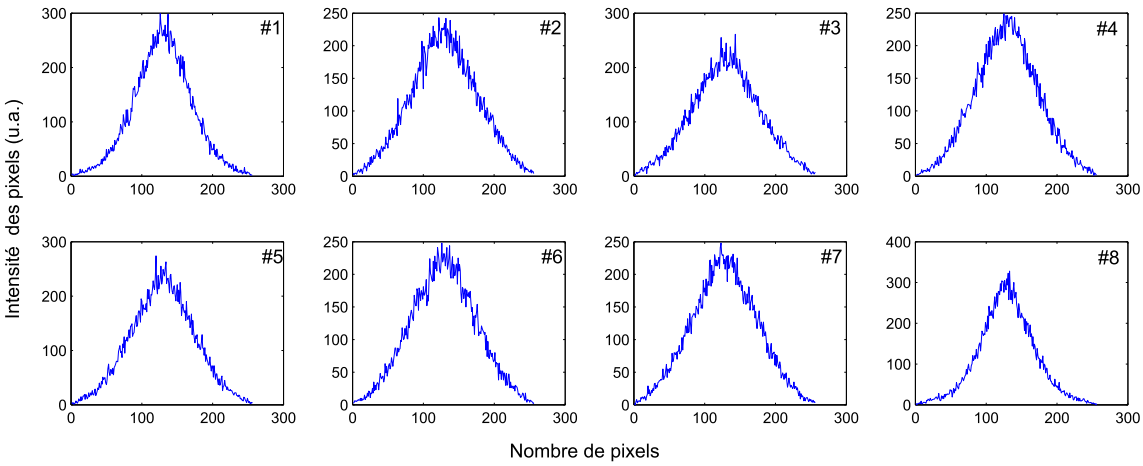


FIGURE 4.18 – *Histogrammes des pixels extraits de fonds d'images acquises par les 8 éléments de réception de l'antenne tête en réseau phasé.*

Les matrices de covariance de bruit calculées à partir des quatre méthodes évaluées sont représentées dans la figure 4.19. L'échelle de l'affichage est déterminée de façon optimale par rapport à la matrice de référence Ψ_{ref}. Cette figure indique que la matrice auto-calibrée Ψ_{auto} est semblable aux matrices

Ψ_{sub} et Ψ_{ref}. Si l'écart quadratique moyen de Ψ_{sub} à la référence est de l'ordre de 1.9×10^{-4}, celui de la matrice auto-calibrée Ψ_{auto} vaut 9.7×10^{-4}. Quant à la matrice calculée à partir de données périphériques de l'espace k Ψ_{kspace}, la figure 4.19 montre qu'elle se distingue remarquablement de la matrice de référence. Son écart quadratique moyen par rapport à la référence est égal à 9×10^{-2}. Cette figure affiche également les cartes de *g-factor* associées aux différentes méthodes pour des accélérations de facteur 2 et 4. Pour une accélération de facteur 2, les écarts des carte G_{sub} et G_{auto} à la carte de référence sont respectivement égaux à 1.7×10^{-6} et à 7.2×10^{-6}. Quant à la carte d'inflation de bruit calculée à l'aide de la matrice Ψ_{kspace} (G_{kspace}), son écart à la référence est de 2.7×10^{-4}. Pour une accélération de facteur 4, Pour une accélération de facteur 4, les écarts des carte G_{sub} et G_{auto} à la carte de référence sont respectivement égaux à 2.0×10^{-5} et à 9.5×10^{-5}. L'écart entre la carte G_{kspace} et la référence est de 8.0×10^{-4}. Les valeurs maximales de ces cartes d'inflation du bruit sont récapitulées dans le tableau 4.2. L'inflation maximale du bruit dans des reconstructions réalisées en utilisant la matrice Ψ_{auto} est du même ordre de grandeur que pour les reconstructions exploitant la matrice Ψ_{sub} et celles exploitant la matrice de référence Ψ_{ref}. Quant aux reconstructions effectuées en utilisant la matrice $\Psi kspace$, l'inflation maximale du bruit y est 25% plus élevée que dans les reconstructions exploitant la matrice auto-calibrée $\Psi auto$, la matrice de référence Ψref ou encore son substitut Ψsub, pour une accélération de facteur 2. Pour une accélération de facteur 4, cette différence est de l'ordre de 100%.

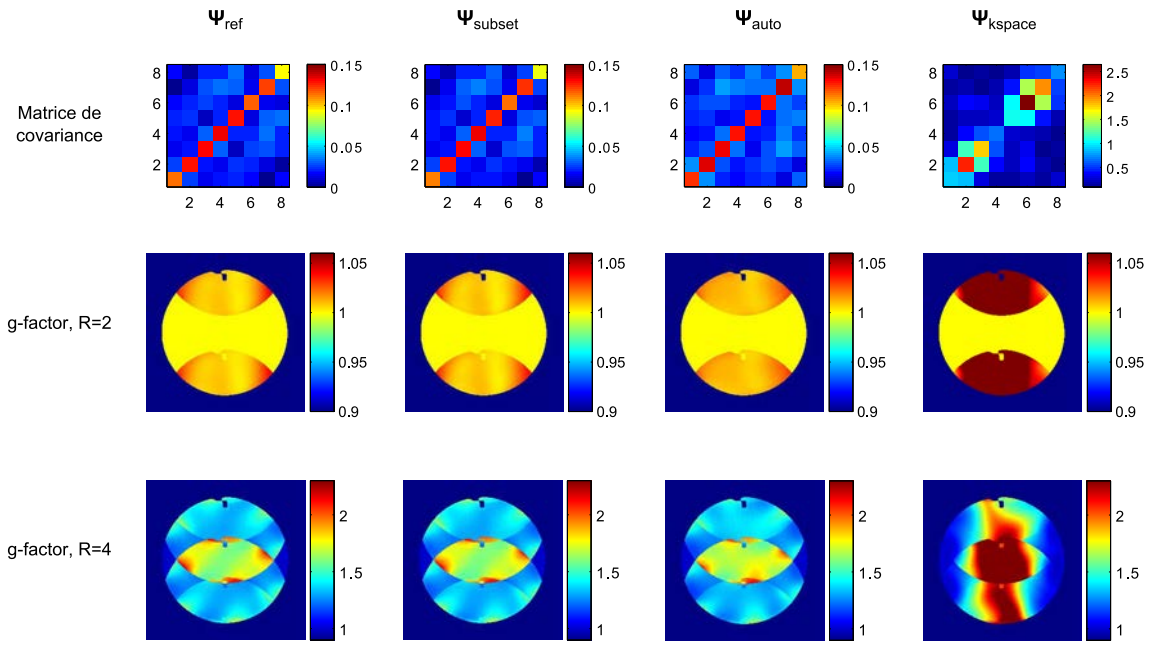


FIGURE 4.19 – *Matrices de covariance calculées suivant les quatre techniques pour l'antenne tête et cartes de g-factor correspondantes.*

Métrique	G_{ref}	G_{sub}	G_{auto}	G_{kspace}
Antenne tête				
$Max_{R=2}$	1.04	1.04	1.03	1.30
$Max_{R=4}$	2.21	2.24	2.16	4.51
Antenne torse				
$Max_{R=2}$	1.00	1.00	1.03	1.02
$Max_{R=2}$	1.59	1.62	1.71	2.65

TABLE 4.2 – *Valeurs maximales d'inflation du bruit pour les accélérations de facteur 2 et 4.*

De façon analogue aux données acquises avec l'antenne tête, il est souhaitable de vérifier l'hypothèse fondamentale de la méthode auto-calibrée. Ainsi, la figure 4.20 affiche les enveloppes des histogrammes calculés pour les pixels extraits du fond des images obtenues par transformée de Fourier des données de chaque récepteur de l'antenne torse. L'on y constate que les histogrammes ont la forme typique d'une distribution gaussienne. De plus, les *skewness* des pixels provenant de chaque éléments de réception se répartissent entre -0.03 et 0.01. Les *kurtosis* prennent des valeurs comprises entre 2.84 et 3.02.

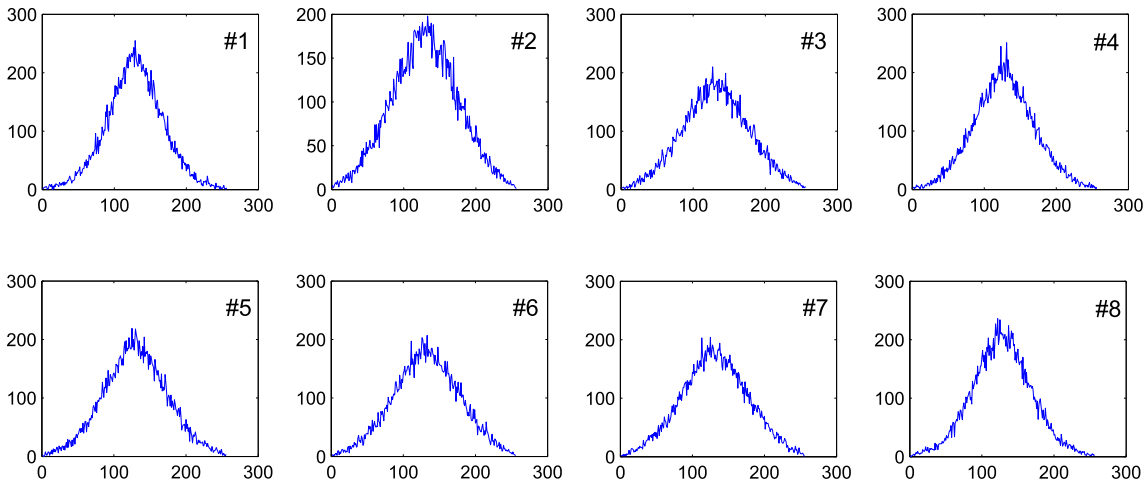


FIGURE 4.20 – *Histogrammes des pixels extraits de fonds d'images acquises par les 8 éléments de réception de l'antenne torse.*

Les matrices de covariance de bruit calculées pour les données acquises avec l'antenne torse sont affichées dans la figure 4.21. L'échelle de l'affichage est de nouveau déterminée de façon optimale par rapport à la matrice de référence. De façon analogue à l'antenne tête, l'examen de la figure indique que la matrice auto-calibrée Ψ_{auto} est similaire aux matrices Ψ_{sub} et Ψ_{ref}. L'écart de la matrice Ψ_{sub} à la référence est égal à 0.20 et celui de la matrice auto-calibrée par rapport à la référence est égal à 0.29. La matrice calculée à partir de données périphériques de l'espace *k* (Ψ_{kspace}) se révèle complètement divergente de la matrice de référence, ainsi que la figure 4.21 le montre. Son écart par rapport à la référence est égal à 7.28.

Pour des accélérations de facteur 2 et 4, cette figure affiche également les cartes de *g-factor* associées aux différentes méthodes de calcul des matrices de covariance de bruit. Pour une accélération de facteur 2, les écarts des cartes G_{sub} et G_{auto} à la carte de référence G_{ref} sont respectivement égaux

à 7.3×10^{-7} et à 3.6×10^{-6}. Quant à la carte d'inflation de bruit calculée à l'aide de la matrice utilisant des données périphériques de l'espace *k*, son écart à la référence est de 1.14×10^{-5}. Pour une accélération de facteur 4, les écarts des carte G_{sub} et G_{auto} à la carte de référence sont respectivement égaux à 2.0×10^{-5} et à 9.5×10^{-5}. L'écart entre la carte G_{kspace} et la référence est égale à 8.0×10^{-4}. De même que pour l'antenne tête, les valeurs maximales de ces cartes sont récapitulées dans le tableau 4.2. L'inflation maximale du bruit est du même ordre de grandeur pour les quatre méthodes (différence$\leq 2\%$), dans le cas d'une accélération de facteur 2. Dans le cas d'une accélération de facteur 4, l'inflation du bruit des reconstructions utilisant Ψ_{sub} reste du même ordre de grandeur que pour les reconstructions utilisant Ψ_{ref} (différence$\approx 2\%$). pour les reconstructions effectuées en utilisant Ψ_{auto}, l'inflation maximale du bruit est environ 7% supérieure à celle mesurée pour les reconstructions utilisant Ψ_{ref}. Quant aux reconstructions effectuées avec Ψ_{kspace}, l'inflation maximale du bruit est 40% supérieure à celle relevée dans le cas d'utilisation de Ψ_{ref}.

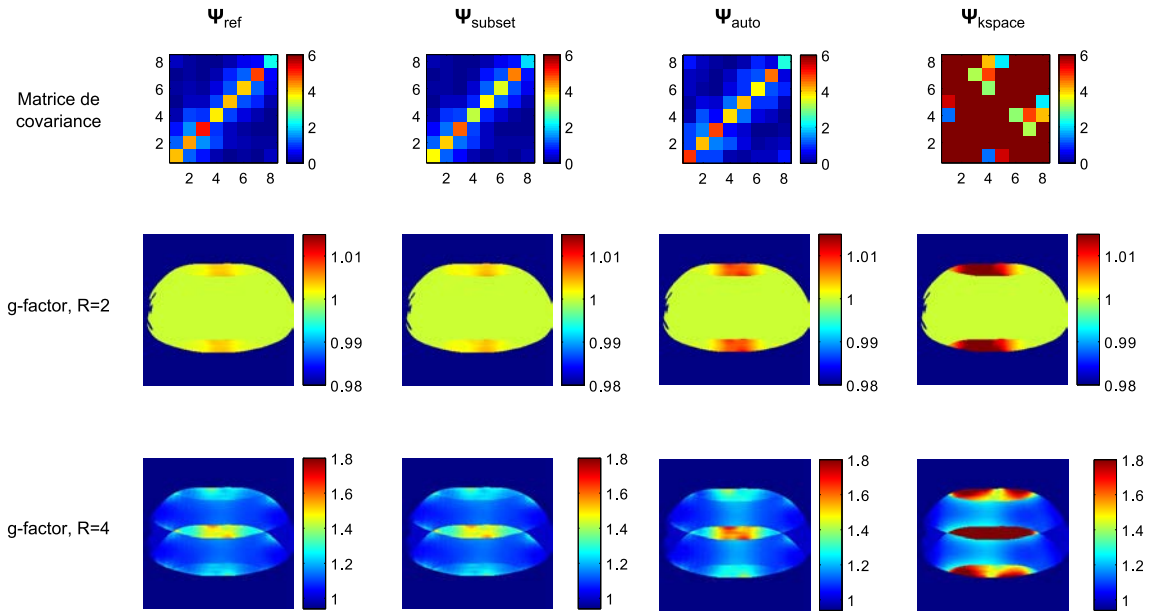


FIGURE 4.21 – *Matrices de covariance calculées suivant les quatre techniques pour l'antenne torse et cartes de* g-factor *associées.*

Détectabilité

La figure 4.22 montre l'évolution de la métrique de contrôle des covariances de bruit en fonction des dégradations opérées sur l'élément de réception #8. Qu'elle soit calculée à partir de la matrice de référence (4.22(a)) ou à partir de la métrique auto-calibrée (4.22(b)), l'évolution de cette métrique suit une tendance décroissante identique. Une légère différence en terme d'ordres de grandeur peut être remarquée entre les deux métriques. En effet la valeur nominale de CVR_{ref} est sensiblement égale à 29% et celle de CVR_{auto} est de l'ordre de 25%, ce qui équivaut à une différence de l'ordre de 14%. Dans ce contexte d'évaluation de la détectabilité, le coefficient de corrélation entre ces deux métriques est égal à 0.99 avec un intervalle de confiance qui est de [0.997 0.999]. Les valeurs *p* fournies par le test de Pearson sont sensiblement inférieures à 0.05.

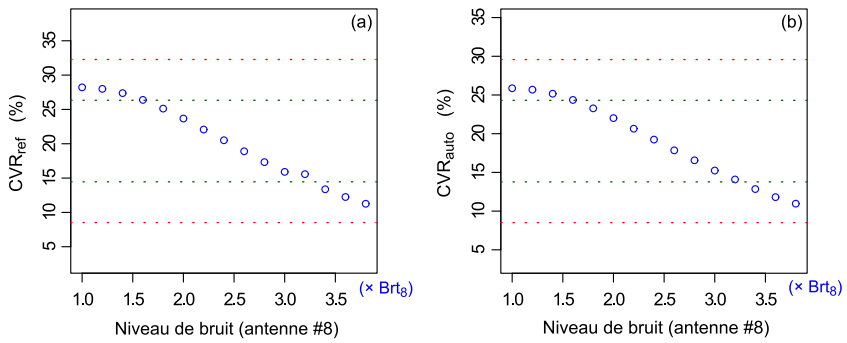


FIGURE 4.22 – *Courbes d'évolution de la métrique CVR calculée suivant la méthode de référence (a) et la méthode auto-calibrée (b).*

Contrôle de l'antenne

En ce qui concerne l'utilisation de la métrique de contrôle CVR pour contrôler le fonctionnement de l'antenne tête, la figure 4.23 affiche la courbe établie pour un suivi longitudinal réalisé pendant 52 semaines. Finalement, 38 acquisitions ont été effectivement effectuées pendant cette période. Les limites spécifiques affichées sont définies à partir de l'ensemble des points de mesure. La figure 4.23(a) indique que le point associée à la mesure réalisée le 29/01/2013 est hors des limites spécifiques. Sur toute la période de suivi, CVR_{ref} vaut $28.6 \pm 1.8\%$; en excluant le point aberrant, cette métrique est de $28.3 \pm 0.7\%$. Pour évaluer la variation de cette métrique, il convient de distinguer le cas dans lequel la valeur hors-limites est prise en compte du cas dans lequel elle ne l'est pas. Ainsi le coefficient de variation est égal à 2.4% si le point aberrant n'est pas considéré et à 6.4% s'il l'est. La courbe temporelle du CVR_{auto} indique également que le point de mesure du 29/01/2013 est hors des limites spécifiques (figure 4.23(b)). Cette métrique vaut $29.6 \pm 5.2\%$ sur toute la période de suivi et elle est égale à $29.5 \pm 4.6\%$ si le point aberrant n'est pas pris en compte. Le coefficient de variation des mesures excluant le point aberrant est égal à 15.8% ; il vaut 17.5% si ce point est considéré. Enfin, l'évolution temporelle du rapport signal-à-bruit confirme la singularité du point de mesure du 29/01/2013 (figure 4.23(c)). Pour ce qui est des ordres de grandeur, SNR_{noRF} est égal à $355 \pm 54 u.a.$ sur toute la période de contrôle et à $364 \pm 6 u.a.$ si le point aberrant est exclu. De même que pour les deux métriques précédentes, il convient de distinguer la variation des mesures dans le cas où la valeur hors-limites est prise en compte du cas ou elle ne l'est pas. Ainsi le coefficient de variation de SNR_{noRF} est égal à 1.6% si le point aberrant n'est pas considéré et à 15.2% s'il l'est.

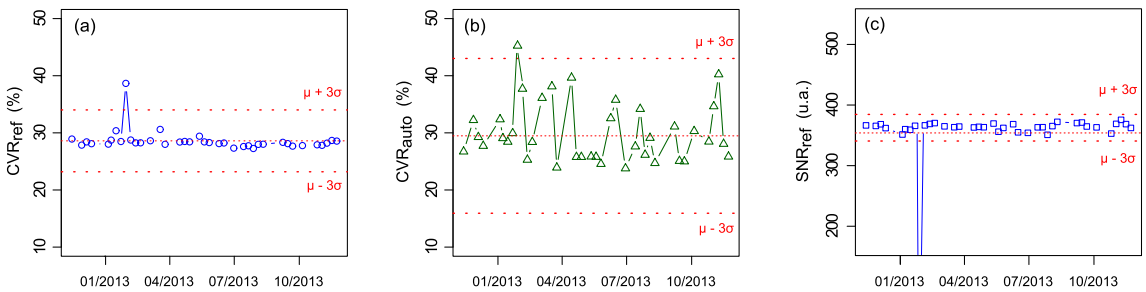


FIGURE 4.23 – *Courbes de suivi longitudinal des métriques CVR_{ref} (a), CVR_{auto} (b) et du SNR_{noRF} (c).*

4.5.3 Discussion

Les résultats de la validation préliminaire permettent, avant toutes choses, de vérifier que la méthode de substitution Ψ_{sub} est strictement équivalente à la méthode de référence Ψ_{ref}. C'est effectivement ce qu'indique l'écart à la référence qui est relativement faible pour cette matrice de covariance en comparaison avec les deux autres méthodes alternatives :

- $RMSD_{sub} = \frac{1}{5} RMSD_{auto} = \frac{1}{500} RMSD_{kspace}$ pour l'antenne tête
- $RMSD_{sub} = 0.69 \times RMSD_{auto} = \frac{1}{36} RMSD_{kspace}$ pour l'antenne torse.

Cela étant dit, la matrice calculée suivant la méthode auto-calibrée Ψ_{auto} se révèle plus proche de la matrice de référence et de son substitut que l'est la matrice calculée à partir de données périphériques de l'espace *k* (Ψ_{kspace}). Cette observation est renforcée pour les mesures réalisées en utilisant l'antenne torse car l'écart de la matrice de substitution à la référence est du même ordre que celui de la matrice auto-calibrée. Quant aux matrices de covariance calculées à partir de données périphériques de l'espace *k*, elles divergent remarquablement de la référence et ne peuvent, de façon justifiée, être utilisée à sa place.

En ce qui concerne les implications de ces différentes matrices dans la reconstruction de données, il convient de faire une distinction entre les observations faites pour l'antenne tête et celles effectuées pour l'antenne torse. Pour l'antenne tête, les cartes de *g-factor* indiquent que la méthode auto-calibrée induit une inflation maximale de bruit qui est du même ordre de grandeur que celle mesurée avec la matrice de référence ou son substitut ($G_{max,auto} \approx 0.98 \times G_{max,sub} \approx 0.98 \times G_{max,ref}$), les facteurs d'accélération étant respectivement égaux à 2 et à 4. Quant à la méthode exploitant des données périphériques de l'espace *k*, les cartes de *g-factor* montrent que son utilisation entraine une hausse de l'inflation maximale du bruit de plus de 25%. Cette augmentation atteint 100% pour une accélération de facteur 4. En ce qui concerne l'antenne torse, les cartes montrent que l'inflation de bruit demeure du même ordre quelque soit la méthode employée pour calculer la matrice de covariance, pour une accélération de facteur 2. Pour une accélération de facteur 4, l'utilisation de la méthode auto-calibrée tend à élever l'inflation de bruit de 7%. La matrice calculée à partir des données périphériques de l'espace *k* provoque une augmentation de 40% en terme d'inflation de bruit. Il intéressant de remarquer que, pour l'accélération de facteur 4, cette hausse induite par l'utilisation de la matrice Ψ_{kspace} est plus modérée pour l'antenne torse que pour l'antenne tête.

Ceci est liée au fait que l'inflation du bruit semble globalement plus modérée pour l'antenne torse que pour l'antenne tête. Une explication possible pour cette observation peut provenir du fait que le problème de reconstruction est un peu moins *mal-posé* pour le dispositif expérimental avec l'antenne torse que celui mis en place avec l'antenne tête. Une telle explication est avancée parce que les similarités entre les profils de sensibilité des éléments de l'antenne torse sont réduites en comparaison avec celles observées pour les profils de sensibilité calculés pour l'antenne tête. En effet, le recouvrement entre les zones de couverture de chaque récepteur est moins important pour l'antenne torse que pour l'antenne tête. Ceci est liée aux grandes dimensions du fantôme torse en comparaison avec le fantôme tête de l'ACR. Ainsi les profils de sensibilités calculés pour l'antenne torse recèlent moins de similarités que ceux calculés pour l'antenne tête. Cette particularité contribuerait donc à expliquer que l'inflation du bruit dans la reconstruction de données acquises avec l'antenne torse soit moins importante que pour les données acquises avec l'antenne tête. Au delà des spécificités des antennes, cette première étape de validation indique que la méthode

auto-calibrée proposée pour le calcul des covariances de bruit permet de reconstruire les données de façon comparable à la méthode de référence.

Les deux dernières étapes de cette validation font explicitement référence à l'exploitation de la méthode auto-calibrée pour contrôler les performances des antennes. Les mesures réalisées dans le cadre de l'évaluation de détectabilité montrent que l'utilisation la méthode auto-calibrée induit une différence d'ordre de grandeur pour la métrique de contrôle CVR. En dépit de cette différence, qui est de l'ordre de 14%, les valeurs du CVR_{auto} et celle du CVR_{ref} évoluent de façon similaire en fonction des dégradations de bruit. La très forte corrélation calculée entre ces deux métriques confirment cette observation. Calculée à partir des matrices auto-calibrée ou de référence, cette métrique détecte efficacement les amplifications de bruit au delà du seuil de $1.6 \times Brt_8$ qui a été considéré le prélude à des dégradations délétères (section 4.4.4). Ces constatations suggèrent que la méthode auto-calibrée pour le calcul des covariances de bruit n'altère pas la détectabilité de la métrique de contrôle qui en est extraite.

Ce constat établi pour la détectabilité des métriques CVR_{ref} et CVR_auto semblent être confirmé par les résultats du suivi longitudinal. En effet, ces deux métriques dérivées des matrices auto-calibrée et de référence mettent en évidence un point aberrant dans leur évolution temporelle. L'existence de ce point aberrant est confirmée par la courbe de suivi établie à partir du rapport signal-à-bruit qui est mesuré suivant la technique de référence. Rappelons qu'une très forte corrélation a été estimée entre le CVR_{ref} et le SNR_{noRF} ($r = 0.99$, $p < 0.05$). L'occurrence de ce point aberrant dans les courbes correspondant à ces deux métriques ne peut donc pas être considéré comme un accident mais plutôt comme l'expression d'un réel dysfonctionnement. Compte-tenu de quelques principes de contrôle statistique des procédés rappelés précédemment (section 4.3.4), il convient de signaler qu'un tel dysfonctionnement n'a pu être que ponctuel. Quoiqu'il en soit, la métrique CVR calculée à partir de matrices auto-calibrées met également en évidence cette anomalie. Compte-tenu de la forte corrélation exprimée entre le CVR_{ref} et le CVR_{auto}, cette observation n'est pas surprenante. Néanmoins, elle est satisfaisante car elle contribue à démontrer que la méthode auto-calibrée permettant de calculer les covariances de bruit est comparable à la méthode de référence.

En dépit de ces points positifs, ce suivi longitudinal permet de faire une remarque primordiale quant à la variabilité de la métrique CVR extraite de matrices auto-calibrées. En effet, les évolutions temporelles de cette métrique montre une variabilité plus élevée lorsque la matrice auto-calibrée est utilisée en comparaison avec la variabilité observée lorsque la matrice de référence est utilisée. En effet, les mesures réalisées pour CVR_{auto} sont environ 2.5 fois plus variables que celles de la métrique dérivée de la matrice de référence, lorsque la valeur aberrante est prise en compte. Compte tenu de la grande dispersion des mesures de CVR_{auto}, on pourrait même questionner sa détection du point aberrant intervenant dans le suivi. Effectivement, les coefficients de variation montrent que la dispersion des mesures dans le cas où le point aberrant est inclus (17%) n'est pas extrêmement différente de celle observée lorsque ce point est exclu (15%). En d'autres termes, le point aberrant n'induit une augmentation de 10% par rapport à la dispersion normale des mesures de CVR_{auto}. En comparaison, le point aberrant induit une augmentation de 62% sur la variation normale de CVR_{ref} et de 90% sur celle du rapport signal-à-bruit. Ces observations montrent que, lorsque la métrique de

contrôle des corrélations de bruit est extraite des matrices auto-calibrées elle est caractérisée par une variabilité plus élevée que lorsqu'elle est extraite de matrices de référence. La raison de cette pus grande variabilité doit encore être recherchée. Au préalable, il faudra réaliser des tests longitudinaux avec l'antenne torse ou toute autres antennes afin de confirmer ou d'infirmer cette observation.

En somme, l'évaluation de différents modes de calcul des matrices de covariance de bruit indique que la méthode auto-calibrée proposée est comparable à la méthode de référence. Néanmoins, il subsiste des points sujets à caution comme la forte variabilité qui semble caractériser cette méthode. Ces points doivent être sérieusement étudiés afin que la méthode auto-calibrée proposée puisse être soumise à la communauté scientifique. En effet, son utilisation permettrait de s'affranchir de plusieurs contraintes, que ce soit pour des besoins de reconstruction ou pour les besoins du contrôle qualité des antennes en réseau phasé.

4.6 Conclusion

Les développements relatés dans ce chapitre abordent donc la question de contrôles spécifiques pour les antennes en réseau phasé. Nous avons élaboré une métrique pour surveiller les profils de sensibilité spatiale et une autre pour contrôler les corrélations de bruit entre les différents récepteurs. Pour ces deux métriques, l'effort engagé va dans le sens de prendre en compte les connaissances théoriques disponibles sur des caractéristiques physiques des récepteur. Ainsi, la métrique élaborée pour contrôler les corrélations de bruit entre les récepteurs tient compte de la différence d'ordre de grandeur qui est supposé subsister entre les termes associés aux résistances propres et et ceux associés aux résistances mutuelles. Quant à la métrique de contrôle des profils de sensibilité, sa formulation qui a été validée à ce jour est établie à partir de termes qui sont associés aux inductances propres des éléments de réception. Comme l'indique la discussion de la section 4.3.4, des modifications sont en cours afin de permettre à cette métrique d'intégrer également des termes qui peuvent être associés aux inductances mutuelles des antennes. Par conséquent, il est valable de considérer que ces deux métriques sont définies de façon à traduire des caractéristiques physiques des antennes multi-éléments. En cette qualité, elles permettent de réaliser des contrôles spécifiques sur ce type d'éléments d'instrumentation.

Dans le cadre de l'élaboration de ces métriques spécifiques aux antennes multi-éléments, les validations ont été effectuées en utilisant des données acquises dans le cadre de contrôle global des appareils. Rappelons que, pour ce dernier, les tests sont réalisés suivant une périodicité hebdomadaire et un protocole explicité dans le chapitre 3. Ceci permet donc de penser que les métriques spécifiques peuvent s'intégrer dans ce type de procédure de contrôle générique, à condition de disposer des données particulières (les données brutes ou les échantillons de bruit) nécessaires pour les calculer. Ainsi que nous l'avions déjà indiqué, cette dernière condition pourrait soulever des interrogations quant à la faisabilité de ces métriques. Actuellement, l'accès aux données brutes peut représenter un obstacle à la réalisation de contrôle spécifiques dans certains centres. Néanmoins, l'on peut penser qu'il s'agit de verrous qui sont susceptibles d'être levés à moyen terme. Dans une telle éventualité, il importera de pouvoir réaliser des contrôles spécifiques sur les antennes en réseau phasé et les métriques présentées dans ce chapitre s'y prêteront parfaitement. En ce qui

concerne la possibilité de réaliser des acquisitions de bruit, nous avons montré qu'il est possible de surmonter cet obstacle en extrayant les échantillons de bruits à partir des données effectives de signal. Si les résultats obtenus pour la méthode que nous promouvons restent mitigés, il importe de souligner qu'ils sont prometteurs car cette méthode pourrait être véritablement utile même pour des applications cliniques.

Dans le but de communiquer à propos de ces travaux, des articles sont en cours de rédaction sur les deux métriques élaborées pour contrôler les profils de sensibilité et les corrélations de bruit des éléments d'antennes. Ainsi qu'il a été mentionné précédemment, des communications scientifiques liées à ce sujet ont déjà été effectuées sur ces sujet durant des congrès. Les rédactions qui sont en cours doivent permettre de soumettre ces travaux pour publication dans les semaines à venir.

Chapitre 5

Exemples d'applications

Comme annoncé dans l'introduction de ce document, les objectifs primaires des méthodes et techniques élaborées dans le cadre de ces travaux de thèse portent sur le contrôle des performances d'appareils d'IRM, soit suivant une base globale soit suivant des approches spécifiques. Par exemple, ces approches spécifiques se font jour pour le contrôle d'antenne multi-éléments. Les métriques présentées, qu'elles aient été ajustées à partir de l'existant ou qu'elles aient été élaborées, s'inscrivent dans l'optique d'atteindre ces objectifs. L'introduction de ce document évoque un troisième objectif qui est celui de prospecter des applications cliniques pour les méthodologies et les techniques de contrôle. Dans ce contexte, il s'agit d'identifier des besoins cliniques pour lesquels des réponses peuvent être apportées à partir de méthodologies et de techniques élaborées pour les besoins du contrôle qualité. Quelques exemples de la littérature montrent comment des méthodes, initialement développées pour caractériser des déformations géométriques [Wang and Doddrell, 2004], ont pu être utilisées dans le cadre d'études cliniques [Wang et al., 2004b,c]. Cette méthodologie novatrice permet de réaliser une caractérisation locale des distorsions géométriques occasionnées par la non linéarité des gradients au sein d'un volume défini par la taille du fantôme dédié ($257\times\times259\times261mm^3$) [Wang et al., 2004a]. Ce fantôme dédié contient un quadrillage tri-dimensionnel et le principe du calcul consiste à estimer les différences entre les positions réelles des points du quadrillage et leurs positions dans les images. Le résultat est produit sous forme de cartographie. Cette méthodologie est mise en œuvre pour évaluer des séquences cliniques utilisées pour de l'imagerie dans un contexte d'étude de la maladie d'Alzheimer [Wang et al., 2004b]. Cette évaluation a ensuite permis de mettre en place une démarche de correction des images acquises sur des sujets d'intérêt [Wang et al., 2004c].

En ce qui concerne les méthodes élaborées dans le cadre de nos travaux, nous pouvons mentionner quelques exemples d'applications éventuelles ou déjà mise en œuvre. Ainsi, nous pouvons mentionner l'exemple des travaux menés sur le rapport signal-à-bruit qui ont été mis à contribution dans le cadre de travaux effectués pour une thèse d'exercice de médecine [Tonnelet, 2013]. Dans ce contexte, le praticien s'intéressait à l'embryogenèse cérébrale et souhaitait évaluer le rapport signal-à-bruit des embryons dans un souci de comparaison entre différents protocoles d'acquisition. Les études menées sur les différentes techniques d'estimation du bruit ont permis de mettre à disposition une solution adéquate. Compte-tenu du caractère transversal de cette thématique de contrôle qualité, nos travaux ont également porté sur le développement de techniques d'extraction de structures d'images dont certaines ont été utilisées pour les besoins de l'analyse des images utilisées pour le contrôle (section 3.2.3). Ces techniques ont été également exploitées dans le cadre

de l'étude de Tonnelet.

Un autre exemple de l'applicabilité des méthodes élaborées pour le contrôle qualité concerne l'utilisation d'algorithmes de cartographie de champ magnétique dans le cadre d'une étude menée sur l'influence du calcium dans l'évaluation de la choline en spectroscopie par résonance magnétique (SRM) [Gondim-Teixeira et al., 2013]. Comme nous l'avions précédemment, ces cartographies de champ sont indispensables pour s'assurer de leur homogénéité locale. Les algorithmes utilisés pour cette étude ont donc été préalablement élaborés dans ce but. Quant à leur utilisation dans le cadre de l'étude publiée par Gondim-Teixeira et al., elles ont permis de mettre en évidence des effets du calcium sur le champ magnétique, dans des sujets *post-mortem*. Le praticien cherchaient à mettre en évidence des effets induits par le calcium sur l'évaluation quantitative de la choline par SRM. Il a pu se servir des cartographies de champ magnétique, entre autres outils, montrer que le calcium perturbe l'homogénéité du champ magnétique ce qui occasionne une sous-estimation de quantification de la choline.

Un troisième exemple de cette volonté de mettre les méthodes développées pour le contrôle qualité au service d'applications cliniques a été évoqué dans le chapitre 4. Il s'agit d'une utilisation possible de la méthode auto-calibrée proposée pour calculer les matrices de covariance de bruit d'antennes en réseau phasé. Si la première motivation était strictement liée au contrôle des performances de ces antennes, nous avons indiqué que cette méthode peut avoir un réel intérêt pour la reconstruction de données réalisée dans le cadre de l'imagerie d'organes en mouvements ou d'applications chirurgicales guidés par l'IRM [Sewonu et al., 2013c]. En effet, nous avons fait la preuve que des variations de température et des déplacements de volumes d'intérêt pouvaient entraîner des fluctuations au niveau des matrices de covariances de bruit. De telles fluctuations donnent lieu à des inflations du bruit lorsque des données d'acquisitions accélérées sont reconstruites [Sewonu et al., 2013c]. Dans ces circonstances, la méthode auto-calibrée proposée dans le cadre de contrôles spécifiques d'antennes en réseau phasé peut être utile. En effet, elle permet de calculer la matrice de bruit dans des conditions (température, position) identiques à celles de l'acquisition du signal. Nous avions mentionné l'existence de techniques . Ces différents exemples illustrent cette volonté de mettre les techniques et méthodes élaborées au service d'applications cliniques définies.

Au delà de l'énumération de ces différents exemples d'applications, nous souhaitons expliciter le cas particulier d'un examen d'IRM à visée de quantification pour lequel la méthodologie et des outils de contrôle qualité ont été mis à contribution.

Évaluation de la charge hépatique en fer

Cette application porte sur la méthodologie de réalisation d'un examen IRM dans le but de quantifier la surcharge hépatique en fer. Il s'agit d'une anomalie qui se manifeste communément dans les cas d'hémochromatose génétique.

En IRM, il existe deux types de méthode pour quantifier cette surcharge hépatique en fer. La première méthode estime la charge en fer à partir d'un rapport entre le niveau de signal du foie et celui de muscles paraspinaux [Gandon et al., 2004]. Elle permet d'exprimer la concentration en fer

en micromoles par grammes de foie ($\mu mol/g$). Pour l'acquisition des images d'intérêt, des séquences en écho de gradient sont utilisées car elles sont très sensibles aux inhomogénéités de champ magnétique [Haacke et al., 1999]. Par conséquent, elles sont plus susceptibles à la présence de fer que des séquences à base d'écho de spin par exemple. Les travaux de Gandon et al. ont permis de développer un algorithme de calcul de la concentration hépatique en fer à partir des rapports de signaux du foie et des muscles. Cet algorithme est implémentée sur une plateforme web dédiée qui permet de réaliser les mesures (`http://www.radio.univ-rennes1.fr/Sources/FR/HemoCalc15.html`).

La deuxième méthode exploite le temps de relaxation transversale apparent T_2^* pour estimer la Concentration (ou Charge) Hépatique en Fer (CHF) en milligrammes de de fer par grammes de foie (mg/g) [Wood et al., 2005]. Comme indiqué dans la section 1.4, ce temps caractéristique est sensible aux inhomogénéités de champ magnétique qui sont susceptibles d'être induites par la présence de fer. Les travaux publiés par Wood et al. mettent à disposition une relation analytique directe entre le temps de relaxation T_2^* et la CHF. Pour diverses raisons pratiques, la méthode de calcul à base des niveaux de signal est très répandue. En effet elle ne nécessite que des calculs de moyenne de pixels alors que la deuxième méthode requiert de mesurer les temps de relaxation, ce qui peut être long et paraître plus fastidieux.

Cet examen est réalisée dans le service d'IRM du CHU de Nancy Brabois sur l'appareil à 1.5T. Les images sont acquises à l'aide de l'antenne corps qui est une antenne volumique à élément de réception unique, donc en quadrature d'après nos appellations. Ce choix de l'antenne corps a un sens car, étant à élément de réception unique sa sensibilité est uniforme ce qui lui permet de produire des images de signal uniforme. Cette propriété est fort intéressante si l'on souhaite effectuer une quantification directement à partir de valeurs de pixels. En effet, l'uniformité du signal permet de s'assurer qu'il n'y ait pas de variations au sein des régions de mesure, ce qui réduit le risque d'erreurs. Cette propriété explique pourquoi l'antenne corps est préconisée pour les acquisitions. Dans la pratique, des images en écho de gradient sont acquises consécutivement à un examen d'IRM abdominale classique pour lequel l'antenne torse est utilisée. Cette antenne reste en place et est branchée pendant l'acquisition des images servant à la quantification de la charge hépatique en fer. Dans ces conditions, les cliniciens s'interrogent sur l'influence qu'aurait cette antenne branchée mais inactive sur la quantification réalisée. Dans une démarque d'assurance qualité de ces examens, il importe d'évaluer cette question.

Méthodologie

Dans cette optique, nous avons réalisé une étude à partir de douze volontaires sains dont les images ont été acquises sur l'appareil d'IRM à 1.5T du service d'imagerie. La situation réelle de réalisation des examens a été simulée *i.e.* l'antenne torse est maintenue branchée au système pendant l'acquisition des images d'évaluation de la charge hépatique en fer. Les images ont été ensuite acquises en l'absence de l'antenne torse. Bien que la méthode d'estimation de la CHF à partir de rapports de niveau de signal soit la seule utilisée dans le service, nous avons également évalué l'influence de l'antenne sur la méthode d'estimation à base des temps de relaxation.

Acquisitions La méthode promue par Gandon et al. nécessite l'utilisation d'une séquence d'écho de gradient permettant d'acquérir une coupe axiale : (TR/TE = 120 ms /21 ms, angle de bascule = 20°,

FOV/Matrice =). Celle de Wood et al. requiert d'acquérir des images en écho de gradient à différents temps d'écho. Nous avons utilisé les paramètres suivants : TR = 200 ms ; TE =$\{1.2ms, \cdots, 27ms\}$ (16 échos) ; angle de bascule = 20° ; FOV/Matrice = . De façon analogue à la séquence utilisée pour la première méthode de quantification, une seule coupe axiale a été prescrite. Il convient de préciser que ces acquisitions sont réalisées en apnées effectuées par les sujet en phase d'expiration, tel qu'il est commun de le faire dans ce service d'imagerie.

Pour l'analyse des données Des manipulateurs entrainés se sont occupés de positionner les régions de mesure communément utilisées pour estimer la CHF suivant la méthode de rapport de signaux. Il s'agit de trois régions disposées sur la partie droite du foie et de deux régions disposées sur les muscles para-spinaux (voir figure 5.1(a)). Pour chacun des sujets de l'étude, les rapports des signaux du foie au muscle ont été mesurés à partir des images acquises avec l'antenne corps seule puis des images acquises en présence de l'antenne torse. Nous avons pu ainsi évaluer les concentrations de fer correspondantes. Nous avons également pris en compte des métriques de contrôle qualité susceptibles de retranscrire des effets d'inhomogénéité liés à la présence de l'antenne torse. Il s'agit du rapport contraste-à-bruit entre le foie et le muscle (équation 2.17), de l'uniformité de signal dans les régions hépatiques (équation 2.17). Nous avons également pris le parti d'évaluer le rapport du bruit-au-signal dans les régions hépatiques de mesure. Cette dernière métrique est calculée comme le rapport entre l'écart-type des pixels de la ROI à leur moyenne et est exprimée en pourcentage. Quant aux acquisitions multi-échos, nous les avons exploiter pour calculer les temps de relaxation à partir d'une application MATLAB développée en interne. Cette mesure, également calculée avec et sans la présence de l'antenne torse, est prise en compte dans le cadre de notre évaluation. La région considérée pour la mesure est représentée dans la figure 5.1(b)

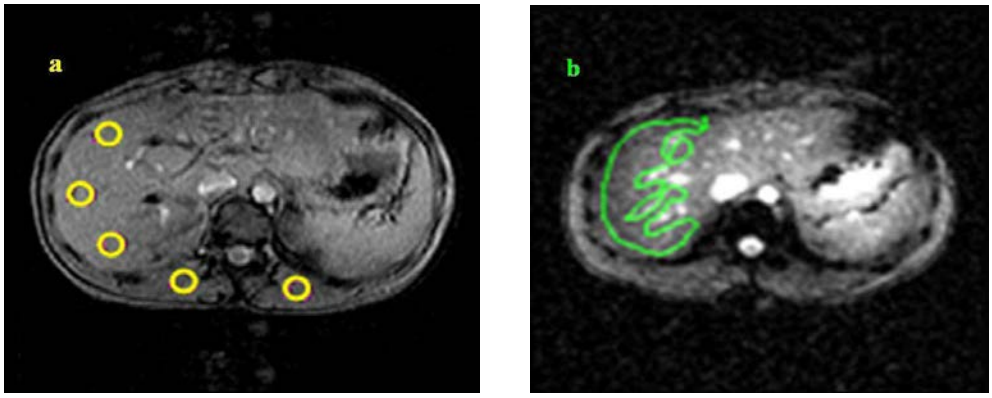


FIGURE 5.1 – *Images montrant les régions de mesure pour l'évaluation de la charge hépatique en fer (a) suivant la méthode de rapport de signaux et (b) suivant la méthode des temps de relaxation*

Pour l'analyse statistique une représentation graphique comparative est réalisée au moyen de *box-plots* et nous avons mis en œuvre un test de *Student* afin de déterminer l'existence de différences statistiques significatives entre les mesures réalisées sans antenne torse et celles effectuées en sa présence. Nous rappelons que l'absence de différences significatives est indiquée par l'obtention d'une statistique t de l'ordre de 0 et d'une p-valeur supérieure à 0.05 ($p > 0.05$). Compte-tenu du nombre de sujets considérés et des 6 grandeurs mesurées, ce test a été appliqué pour 72 données.

Résultats

Les représentations comparatives des mesures effectuées en présence ou en l'absence de l'antenne torse sont affichées dans la figure 5.2. Les graphes associés au rapport de signal entre le foie et le muscle semble indiquer une valeur plus élevée en présence de l'antenne torse (figure 5.2(a)). Une observation similaire peut être faite pour les graphes calculés pour le rapport contraste-à-bruit entre les deux organes (figure 5.2(a)). Les graphes obtenus pour l'uniformité des images et le rapport bruit-au-signal ne suggèrent aucune différences liées à la présence de l'antenne torse. Quant aux concentrations hépatiques en fer, les graphes indiquent que la variation inter-sujets des mesures réalisées à partir des temps de relaxation reste du même ordre en présence de l'antenne torse ($CV_{C+T} = 9\%$) ou en son absence ($CV_C = 11\%$). Les valeurs restent du même ordre de grandeur ($CHF_{wood,C} = 1.22 \pm 0.13 mg/g$; $CHF_{wood,C+T} = 1.22 \pm 0.10 mg/g$). Les concentrations en fer calculées à partir de la méthode de Gandon et al. sont marquées par de fortes différences selon que l'antenne torse soit présente ($CHF_{gandon,C+T} = 5 \mu mol/g$) ou non ($CHF_{gandon,C} = \{5, 10, 15\} \mu mol/g$).

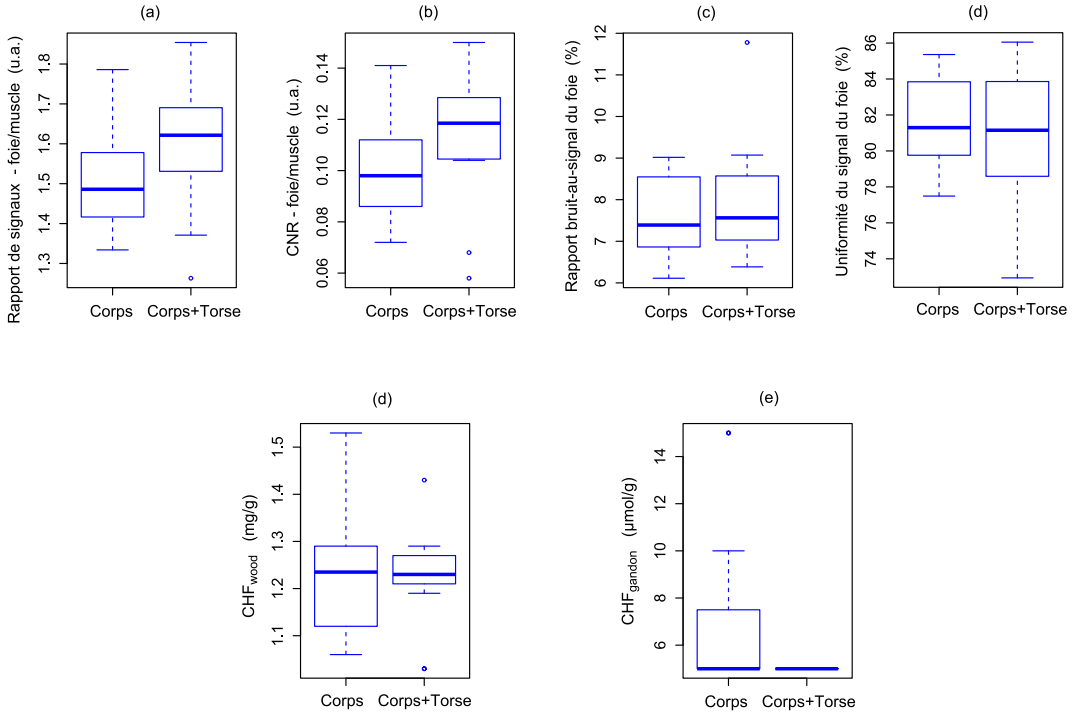


FIGURE 5.2 – *Représentation comparative des mesures réalisées en présence ou en absence de l'antenne torse.*

Effectué à partir des 72 points des mesures réalisées en présence de l'antenne torse et celles réalisées en son absence, le test de *Student* produit une statistique t égale 0.07 et une valeur p égale à 0.94. En considérant la tendance de différence qui apparait dans les figures 5.2(a) et 5.2(b), il est envisageable d'affiner le résultat du test en ne l'opérant que sur les mesures qui impliquent strictement les deux organes. Il s'agit donc du rapport de signal entre le foie et le muscle, du rapport contraste-à-bruit et des concentrations de fer estimées suivant les deux méthodes, soit 48 points considérés. Dans ces circonstances, le test produit une statistique égale à 0.4 et une p-valeur de 0.37.

Discussion

Selon que l'antenne torse soit présente ou non, les mesures relatives effectuées entre les régions du foie et celles des muscles sont systématiquement marquées par des différences d'ordre de grandeur (figures 5.2(a) et 5.2(b)). Cependant, les mesures réalisées en considérant strictement le foie ne traduisent aucun effet de ce type (figures 5.2(c) et 5.2(d)). De façon analogue, les concentrations hépatiques en fer ne permettent pas de faire état de quelconques différences occasionnées par la présence de l'antenne torse. Ces deux dernières observations sont confirmées par le résultat du test de *Student* qui indique qu'il n'existe aucune différence significative entre ces mesures quantitatives effectuées en présence ou en l'absence de l'antenne torse. Ce résultat ne change pas si l'on considère exclusivement les mesures associant les deux organes. En raison du nombre de points de mesure considérés dans les deux cas, le constat fait à partir du test est significatif. Une communication relative à cette étude a été publiée lors d'un congrès scientifique [Sewonu et al., 2011].

Les observations qu'on peut tirer d'une telle étude permettent au clinicien de s'assurer qu'aucun effet délétère n'est induit par la présence d'un élément d'instrumentation qui est inactif pour l'examen. En s'inspirant des méthodologies de contrôle qualité, il pourrait être recommandé aux praticiens de réaliser leurs examens dans des conditions strictement identiques, surtout en ce qui concerne l'environnement de la salle d'examen. Cette remarque est particulièrement justifiée si les examens se déroulent dans le cadre d'études longitudinales et/ou multi-centriques. Le genre d'évaluations réalisées dans le cadre présent permet donc de caractériser l'influence supposée ou réelle d'éléments présents pendant un examen d'IRM. En remplaçant l'antenne torse par un capteur, une démarche similaire peut être entreprise pour répondre à des questions relatives à influence éventuelle sur la qualité des images et le diagnostic qui peut en être fait. Que ce capteur soit actif ou inactif pour l'examen, des critères convenablement choisis permettront de caractériser son influence sur les images et sur le diagnostic. Au physicien responsable de la mise en place des contrôles de performance, il incombera de proposer les métriques adéquates pour réaliser l'évaluation recherchée. Dans le cas présent, des métriques liées au signal ont été choisies car elles étaient clairement associables aux mesures réalisées pour quantifier la concentration hépatique en fer. De plus, ces métriques étaient perçues comme étant susceptibles de subir des effets de non-uniformité attribuables à la présence de l'antenne torse. Comme nous l'avions indiqué au début de ce chapitre, d'autres cas d'applications peuvent nécessiter de s'intéresser aux modifications locales de l'homogénéité du champ magnétique, aux distorsions de profils des impulsions radio-fréquence, aux modifications de linéarité de gradients de champs, etc.

Conclusion générale

Afin de clore ce document, nous souhaitons rappeler les problématiques et récapituler nos différentes réalisations. Les objectifs principaux étaient d'élaborer et de mettre en place une routine de contrôle générique des appareils d'IRM, d'élaborer des tests spécifiques pour le contrôle des antennes en réseau phasé. Les différents développements présentés ont montré leur potentiel pour atteindre ces objectifs. Toutefois, les résultats indiquent aussi qu'il demeure des points à traiter. Quelques perspectives des travaux font l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

Conclusions

Afin de comprendre les sources potentielles de variabilité de ces appareils, des notions fondamentales ont été abordées dans le chapitre 1. Elles ont mis en lumière les exigences de qualité auxquelles sont astreintes les différents éléments d'instrumentation, et ont montré que ceux-ci sont soumis à une variabilité intrinsèque. Cette vision décomposée du processus de réalisation des images a permis de comprendre les influences de chaque partie sur la qualité des images. Ces développements théoriques ont mis en évidence l'intérêt de mettre en place un contrôle du fonctionnement des appareils. Ayant entrepris d'expliciter quelques connaissances sur ce sujet, le chapitre 2 a présenté les objectifs principaux du contrôle des imageurs et s'est focalisé sur l'aspect du suivi générique et périodique. Les mesures physiques utilisées pour le contrôle ont été présentées ainsi que les objets de test associés. Nous avons pu produire une synthèse qui a remis l'accent sur la question du contrôle générique et périodique des appareils tout en soulignant une certaine carence des métriques pour l'utilisation des antennes multi-éléments. En tenant compte de ces notions fondamentales et de cet état-de-l'art, nous avons pu définir un axe de travail permettant d'élaborer une routine de contrôle générique et un autre permettant de définir des tests spécifiques de contrôle des antennes multi-éléments

Comme le rapporte le chapitre 3, l'élaboration d'une procédure de contrôle global des appareils d'IRM devait répondre à des spécifications clairement formulées. Afin d'y répondre, nous avons automatisé des parties de la procédure et étudié scrupuleusement les métriques, notamment celles nécessitant de mesurer le niveau du bruit d'acquisition. En effet, les développements se sont toujours placés dans l'optique de mettre en œuvre la routine de contrôle indépendamment des types d'antennes utilisées. Nous avons donc pu évaluer les spécificités liées aux types d'antennes, les conditions de mesure ainsi que les variabilités intrinsèques des métriques. Ces études ont mis en évidence des obstacles et des limites à la mise en œuvre de certaines métriques. C'est notamment le cas du rapport signal-à-bruit pour lequel nous avons apporté des réponses et proposé des alternatives permettant de gérer les limitations. Les mesures réalisées, notamment dans un contexte

multi-site, ont permis de montrer que la procédure élaborée est suffisamment pertinente pour évaluer les performances génériques des appareils voire pour les comparer. Toutefois, nous avons émis quelques réserves ont été émises quant au manque de spécificité des métriques. Ceci nous a conforté dans la démarche consistant à élaborer des tests complémentaires qui permettraient de contrôler de façon ciblée les éléments d'instrumentation, tels que les antennes en réseau phasé.

C'est dans ce contexte que nous avons pu mettre en évidence des carences de quelques métriques de cette procédure de contrôle générique quant à la détecter des dysfonctionnements d'antennes. Comme relaté dans le chapitre 4, nous avons élaboré une métrique pour surveiller les sensibilités spatiales des antennes et une deuxième pour en contrôler les corrélations de bruit. Nous avons pris soin de définir ces métriques spécifiques en tenant compte de propriétés physiques connues pour les antennes en réseau phasé. De par leur conception, ces métriques se sont montrés hautement efficace pour détecter des dysfonctionnements d'antennes. En dépit du fait qu'elles ont été élaborées à des fins de contrôles spécifiques, nous nous sommes efforcés de les rendre intégrables dans un cadre de contrôle plus global. La proposition d'une nouvelle méthode de calcul des covariances de bruit, notamment, témoigne de cette volonté. En guise de limitations, nous avons indiqué que l'utilisation généralisée de ces métriques spécifiques pouvait être restreinte par l'accès aux données brutes requises pour les calculer. Enfin, nous avons résumé quelques exemples qui indiquent la volonté de mettre des techniques et méthodologies de contrôle qualité au service d'applications cliniques. Ces exemples montrent un bon potentiel.

Limites - Compléments

Certains aspects de nos développements méritent une attention supplémentaire. Il s'agit d'abord de la méthode auto-calibrée que nous avons proposé pour calculer les matrices de covariance de bruit. Elle nécessite des recherches supplémentaires concernant la question de variabilité que nous avons mis en évidence dans la section 4.5.3. Une des pistes envisagées repose sur une décomposition en valeurs singulières des matrices de données acquises pour le signal comme moyen d'en extraire les composantes de bruit. Par ailleurs, des travaux sont en cours en vue de tester cette méthode dans le cadre d'acquisitions d'image *in vivo*.

Comme nous l'avions déjà indiqué dans la section 4.3.4, la formulation de la métrique introduite pour contrôler les profils de sensibilité doit être modifiée afin de tenir également compte des interactions magnétiques des éléments de réception. Pour ce point limitant comme pour le précédent, il s'agit de travaux déjà initiés et dont les premiers résultats doivent être analysés à moyen terme.

En ce qui concerne la procédure de suivi hebdomadaire, nous souhaitons étudier la possibilité de remplacer les séquences en écho de spin par des échos de gradient. Il ne s'agit pas d'une lubie mais plutôt d'une tentative de réduire la durée totale des acquisitions permettant de mesurer les métriques génériques. L'idée sous-jacente est de libérer du temps d'acquisition afin d'incorporer des séquences permettant d'évaluer l'homogénéité du champ magnétique dans le cadre de procédure globale. Cette démarche s'inscrit dans une approche consistant à étoffer le procédure globale avec des tests spécifiques. C'est en vertu de cette approche que nous avions déjà recherché une alternative au calcul des covariances de bruit des antennes en réseau phasé. Il s'agira surtout de

définir une autre protocole d'acquisition permettant d'incorporer les tests génériques et quelques tests spécifiques. Naturellement, l'accès aux données brutes sera capital pour la mise en œuvre. Dans une telle éventualité, il nous faudra au préalable évaluer les concordances des mesures réalisées en utilisant l'une au l'autre des séquences fondamentales considérées.

D'un point de vue pratique, une portabilité du programme d'analyse automatique a été effectuée en le transcrivant en JAVA^{TM}. Nous devons encore peaufiner certains aspects de cette application portable. Il s'agit de l'ergonomie de l'application, de sa modularité avec des systèmes d'archivage de données ou encore de sa communicabilité avec des bases de données. Ce dernier point revêt une importance particulière car il est associé à une démarche visant à automatiser la production des rapports-bilan de performance des appareils.

Perspectives

Ces différentes réalisations montrent que la feuille de route définie a été respectée et que les objectifs ont été principalement atteints, ainsi qu'en atteste la procédure de contrôle hebdomadaire issue des travaux. Son élaboration a permis le développement d'un nouveau produit commercialisable par la société de physique médicale ALARA Solutions. Ainsi que nous l'avions indiqué dans l'introduction de ce manuscrit, les centres d'imagerie ne sont pas réglementairement astreints à la mise en place d'un contrôle périodique de leurs installations. Cependant, leurs responsables sont de plus en plus conscients du bien-fondé et des enjeux liés au suivi de performance des appareils. Par conséquent, ils constituent un marché auprès duquel l'industrialisation de procédures de contrôle générique peut trouver un véritable intérêt.

Dans un registre similaire, la démarche visant à élaborer des tests de contrôle spécifiques aux éléments d'instrumentation présente un intérêt économique car elle s'inscrit dans la complémentarité avec les contrôles génériques. En effet, en plus d'un contrôle qualité global, les responsables des centres d'imageries souhaiteraient que des éléments essentiels de l'instrumentation soient également vérifier. Dans une telle éventualité, les développements réalisés à propos des antennes en réseau phasé peuvent être d'une grande utilité. Au vu de l'utilisation croissante de ces antennes et de leur grande variété, on peut raisonnablement considérer qu'il se profile un autre marché qui serait d'intérêt pour la société ALARA Solutions. De façon analogue, les travaux entrepris sur les cartographies de champ peuvent servir à évaluer de façon spécifique l'aimant principal. De façon générale, on peut considérer que les développements effectués dans le cadre de ces travaux de thèse peuvent permettre à cette société de répondre à des besoins de contrôles spécifiques des principaux éléments d'instrumentation des imageurs. Compte-tenu de

Toujours dans ce contexte de valorisation industrielle, les exemples d'utilisation des méthodes de contrôle qualité au service d'applications cliniques laissent penser à une potentialité commerciale pour l'entreprise commanditaire. En effet, des centres cliniques clients peuvent avoir des besoins spécifiques en termes d'évaluation comparative de qualité d'images, de vérification de l'influence d'une pratique, etc. Afin d'y répondre, il sera possible de puiser dans la panoplie d'outils de contrôle qualité existants, nouvellement élaborés ou à venir. Pour ne mentionner que cet exemple, l'IRM du sein est en plein essor et pourrait constituer à terme l'indication principale pour le dépistage précoce

de cancer. Cette situation est motivée par la volonté de limiter l'exposition de sujets supposés sains à des rayonnements ionisants comme c'est le cas lors des traditionnelles mammographie. Une telle éventualité pousserait les centres d'imagerie à rechercher des moyens d'optimiser leurs pratiques de routine, soit pour améliorer le confort de leur *patientèle*, soit pour améliorer leur flux de travail. Les industriels seraient amenés à introduire de nouvelles antennes ou configurations d'antenne. Dans ces différents contextes, il faudra réaliser des évaluations de qualité d'images d'une pratique par rapport à une autre. Il importera de tester objectivement les différentes configurations d'antennes. S'il sont adéquatement choisis, les outils élaborés pour le contrôle des appareils peuvent être valablement mis à contribution pour atteindre de tels objectifs.

Contrairement aux modalités d'imagerie à base de rayonnements ionisants, les appareils d'IRM ne sont pas réglementairement astreints à un contrôle qualité. Si dans l'introduction de ce manuscrit nous avons mentionné un décret de loi relatif à l'obligation de maintenance, il n'existe aucune base réglementaire pour réaliser des contrôles différents des opérations de maintenance effectuées par les constructeurs. Toutefois, cet état de faits évolue car on observe des efforts de groupes de travail visant à définir un cadre normatif pour ces contrôles. Les travaux d'un groupe de travail de la Société Française de Physique Médicale en attestent [1]. Nos développements peuvent apporter un éclairage pour la définition de ces cadres normatifs. Ces travaux de thèse peuvent donc contribuer à éveiller l'intérêt autour de cette thématique du contrôle de performance des appareils d'Imagerie par Résonance Magnétique.

1. http://www.sfpm.fr/download/fichiers/docs_sfpm/rapport_sfpm_gt_cqs_irm_v6_20070623.pdf

Troisième partie

Bibliographie

Bibliographie

Determination of signal-to-noise raio and image uniformity for single channel, non-volume coils in diagnostic magnetic resonance imaging (MRI). Technical report, a.

Determination of image uniformity in diagnostic magnetic resonance images. Technical report, b.

A Abragam and W Proctor. Spin temperature. 109(5) :1441–1458, March 1958. ISSN 0031-899X, 1536-6065. doi : 10.1103/PhysRev.109.1441. URL http://adsabs.harvard.edu/abs/1958PhRv..109.1441A.

ACR. Phantom test guidance for the ACR MRI accreditation program. american college of radiology. Technical report, Reston, 1998.

ACR. *Magnetic Resonance Imaging (MRI) Quality Control Manual*. American College of Radiology, 2004. ISBN 9781559031462.

D G Altman and J M Bland. Measurement in medicine : the analysis of method comparison studies. page 307–317, 1983. URL http://www.jstor.org/stable/10.2307/2987937.

F G Ashby and N A Perrin. Toward a unified theory of similarity and recognition. 95(1) :124–150, 1988. ISSN 1939-1471(Electronic) ;0033-295X(Print). doi : 10.1037/0033-295X.95.1.124.

J S Bendat and A G Piersol. Random data analysis and measurement procedures. *Meas. Sci. Technol.*, 11(12) :1825, December 2000. ISSN 0957-0233. doi : 10.1088/0957-0233/11/12/702. URL http://iopscience.iop.org/0957-0233/11/12/702.

Y Benjamini. Opening the box of a boxplot. page 257–262, 1988.

J C Benneyan. Statistical quality control methods in infection control and hospital epidemiology, part II : chart use, statistical properties, and research issues. *Infect Control Hosp Epidemiol*, 19(4) :265–283, April 1998. ISSN 0899-823X. PMID : 9605277.

J C Benneyan, R C Lloyd, and P E Plsek. Statistical process control as a tool for research and healthcare improvement. *Qual Saf Health Care*, 12(6) :458–464, January 2003. ISSN , 2044-5423. doi : 10.1136/qhc.12.6.458. URL http://qualitysafety.bmj.com/content/12/6/458.

M A Bernstein, K F King, and X J Zhou. *Handbook of MRI Pulse Sequences*. Elsevier, September 2004. ISBN 9780080533124.

P Bertero, M et Boccacci. *Introduction to Inverse Problems in Imaging*. Institute of Physics Publishing, 1998. ISBN 9780750304351.

F Bloch. Nuclear induction. *Phys. Rev.*, 70(7-8) :460–474, October 1946. doi : 10.1103/PhysRev.70.460. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.70.460.

P A Bottomley, T H Foster, R E Argersinger, and L M Pfeifer. A review of normal tissue hydrogen NMR relaxation times and relaxation mechanisms from 1-100 MHz : dependence on tissue type, NMR frequency, temperature, species, excision, and age. *Med Phys*, 11(4) :425–448, August 1984. ISSN 0094-2405. PMID : 6482839.

F A Breuer, M Blaimer, R M Heidemann, M F Mueller, M A Griswold, and P M Jakob. Controlled aliasing in parallel imaging results in higher acceleration (CAIPIRINHA) for multi-slice imaging. 53(3) :684–691, 2005. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.20401. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mrm.20401/abstract.

J Canny. A computational approach to edge detection. PAMI-8(6) :679–698, 1986. ISSN 0162-8828. doi : 10.1109/TPAMI.1986.4767851.

J W Carlson. An algorithm for NMR imaging reconstruction based on multiple RF receiver coils. *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, 74(2) :376–380, September 1987. ISSN 0022-2364. doi : 10.1016/0022-2364(87)90348-9. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0022236487903489.

J W Carlson and T Minemura. Imaging time reduction through multiple receiver coil data acquisition and image reconstruction. 29(5) :681–687, 1993. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.1910290516. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mrm.1910290516/abstract.

A Chapman and G ter Haar. Thermal ablation of uterine fibroids using MR-guided focused ultrasound-a truly non-invasive treatment modality. *Eur Radiol*, 17(10) :2505–2511, October 2007. ISSN 0938-7994, 1432-1084. doi : 10.1007/s00330-007-0644-8. URL http://link.springer.com.bases-doc.univ-lorraine.fr/article/10.1007/s00330-007-0

C-C Chen, Y-L Wan, Y-Y Wai, and H-L Liu. Quality assurance of clinical MRI scanners using ACR MRI phantom : Preliminary results. *J Digit Imaging*, 17(4) :279–284, October 2004. ISSN 0897-1889, 1618-727X. doi : 10.1007/s10278-004-1023-5. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov.gate2.inist.fr/pmc/articles/PMC3047180/?report=abstra

H-H Chen, R D Boykin, G D Clarke, J-H T Gao, and J W R Iii. Routine testing of magnetic field homogeneity on clinical MRI systems. *Medical Physics*, 33 (11) :4299–4306, October 2006. ISSN 0094-2405. doi : 10.1118/1.2359229. URL http://scitation.aip.org/content/aapm/journal/medphys/33/11/10.1118/1.2359229.

H-L M Cheng, N Stikov, N R Ghugre, and G A Wright. Practical medical applications of quantitative MR relaxometry. 36(4) :805–824, 2012. ISSN 1522-2586. doi : 10.1002/jmri.23718. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/jmri.23718/abstract.

H Clique, H-L M Cheng, P-Y Marie, J Felblinger, and M Beaumont. 3D myocardial t1 mapping at 3T using variable flip angle method : Pilot study. page n/a–n/a, 2013. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.24688. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mrm.24688/abstract.

C D Constantinides, E Atalar, and E McVeigh. Signal to noise measurements in magnitude images from NMR phased arrays. *Magn Reson Med*, 38 :852–857, 1997. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.20130. URL http://onlinelibrary.wiley.com.gate2.inist.fr/doi/10.1002/mrm.20130/abstract.

S J Daly. Visible differences predictor : an algorithm for the assessment of image fidelity. volume 1666, pages 2–15, 1992. doi : 10.1117/12.135952. URL http://dx.doi.org/10.1117/12.135952.

R Damadian, K Zaner, D Hor, and T DiMaio. Human tumors detected by nuclear magnetic resonance. *PNAS*, 71(4) :1471–1473, January 1974. ISSN 0027-8424, 1091-6490. URL http://www.pnas.org/content/71/4/1471. PMID : 4524650.

L S Davis. A survey of edge detection techniques. *Computer Graphics and Image Processing*, 4 (3) :248–270, September 1975. ISSN 0146-664X. doi : 10.1016/0146-664X(75)90012-X. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0146664X7590012X.

B M Dawant, A P Zijdenbos, and R A Margolin. Correction of intensity variations in MR images for computer-aided tissue classification. *IEEE Trans Med Imaging*, 12(4) :770–781, 1993. ISSN 0278-0062. doi : 10.1109/42.251128. PMID : 18218473.

J D de Certaines, O Henriksen, A Spisni, M Cortsen, and P B Ring. IV. in vivo measurements of proton relaxation times in human brain, liver, and skeletal muscle : A multicenter MRI study. *Magnetic Resonance Imaging*, 11(6) :841–850, 1993. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/0730-725X(93)90201-N. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0730725X9390201N.

F De Luca, B Maraviglia, and A Mercurio. Biological tissue simulation and standard testing material for MRI. 4(2) :189–192, 1987. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.1910040213. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mrm.1910040213/abstract.

M A Delsuc and J Y Lallemand. Improvment of dynamic range in NMR by oversampling. 69(3) :504–507, 1986. ISSN 0022-2364. URL http://cat.inist.fr/?aModele=afficheN&cpsidt=8249387.

A M Di Nallo, O Ortenzia, M D'Arienzo, D Coniglio, and M Benassi. MRI quality control tools for procedures and analyses. *J. Exp. Clin. Cancer Res.*, 25(1) :121–127, March 2006. ISSN 0392-9078. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/16761628. PMID : 16761628.

O Dietrich, J G Raya, S B Reeder, M F Reiser, and S O Schoenberg. Measurement of signal-to-noise ratios in MR images : influence of multichannel coils, parallel imaging, and reconstruction filters. *J Magn Reson Imaging*, 26(2) :375–385, August 2007. ISSN 1053-1807. doi : 10.1002/jmri.20969. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/17622966. PMID : 17622966.

M B Dillencourt, H Samet, and M Tamminen. A general approach to connected-component labeling for arbitrary image representations. 39(2) :253–280, April 1992. ISSN 0004-5411. doi : 10.1145/128749.128750. URL http://doi.acm.org/10.1145/128749.128750.

S J Doran, Liz Charles-Edwards, S A Reinsberg, and Martin O Leach. A complete distortion correction for MR images : I. gradient warp correction. *Phys Med Biol*, 50(7) : 1343–1361, April 2005. ISSN 0031-9155. doi : 10.1088/0031-9155/50/7/001. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/15798328. PMID : 15798328.

Y P Du and D L Parker. Evaluation of gradient inhomogeneity in the optimal design of gradient coils. *Magn Reson Imaging*, 14(2) :201–207, 1996. ISSN 0730-725X. PMID : 8847976.

W A Edelstein, P A Bottomley, and L M Pfeifer. A signal-to-noise calibration procedure for NMR imaging systems. *Med Phys*, 11(2) :180–185, April 1984. ISSN 0094-2405. PMID : 6727793.

T Fawcett. An introduction to ROC analysis. *Pattern Recogn. Lett.*, 27(8) : 861–874, June 2006. ISSN 0167-8655. doi : 10.1016/j.patrec.2005.10.010. URL http://dx.doi.org/10.1016/j.patrec.2005.10.010.

J R Fienup. Invariant error metrics for image reconstruction. *Appl. Opt.*, 36(32) :8352–8357, November 1997. doi : 10.1364/AO.36.008352. URL http://ao.osa.org/abstract.cfm?URI=ao-36-32-8352.

M Filipovic. *Application of adaptive techniques to Magnetic Resonance Imaging of perfusion*. PhD thesis, Nancy 1, July 2011.

M J Firbank, A Coulthard, R M Harrison, and E D Williams. A comparison of two methods for measuring the signal to noise ratio on MR images. *Phys Med Biol*, 44(12) :N261–N264, December 1999. ISSN 0031-9155, 1361-6560. doi : 10.1088/0031-9155/44/12/403. URL http://iopscience.iop.org/0031-9155/44/12/403.

M J Firbank, R M Harrison, E D Williams, and A Coulthard. Quality assurance for MRI : practical experience. *Br J Radiol*, 73(868) :376–383, January 2000. ISSN 0007-1285, 1748-880X. URL http://bjr.birjournals.org/content/73/868/376. PMID : 10844863.

I Foroutan and J Sklansky. Feature selection for automatic classification of non-gaussian data. 17(2) : 187–198, 1987. ISSN 0018-9472. doi : 10.1109/TSMC.1987.4309029.

B J Frey and D Dueck. Clustering by passing messages between data points. *Science*, 315(5814) : 972–976, February 2007. ISSN 0036-8075, 1095-9203. doi : 10.1126/science.1136800. URL http://www.sciencemag.org/content/315/5814/972. PMID : 17218491.

Y Gandon, D Olivié, D Guyader, C Aubé, F Oberti, V Sebille, and Y Deugnier. Non-invasive assessment of hepatic iron stores by MRI. *Lancet*, 363(9406) :357–362, January 2004. ISSN 1474-547X. doi : 10.1016/S0140-6736(04)15436-6. PMID : 15070565.

J-C Ginefri, M Poirier-Quinot, O Girard, and L Darrasse. Technical aspects : Development, manufacture and installation of a cryo-cooled HTS coil system for high-resolution in-vivo imaging of the mouse at 1.5 t. *Methods*, 43(1) :54–67, September 2007. ISSN 1046-2023. doi : 10.1016/j.ymeth.2007.03.011. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1046202307000813.

P A Gondim-Teixeira, G Hossu, F Kauffmann, A Sewonu, A Blum, and J Felblinger. 1h MR spectroscopy of cadaveric thigh muscles before and after calcium carbonate injection : Understanding the influence of calcium on choline measurements. *European Radiology*, in revision, 2013.

D J Goodenough. Magphan® phantoms - precise, comprehensive testing of MRI scanners. Technical report, The Phantom Laboratory, 2001. URL http://www.phantomlab.com/products/magphan.php.

D J Goodenough and K E Weaver. Phantoms for specifications and quality assurance of mr imaging scanners. *Computerized Medical Imaging and Graphics*, 12(4) : 193–209, July 1988. ISSN 0895-6111. doi : 10.1016/0895-6111(86)90001-7. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0895611186900017.

J C Gower. Some distance properties of latent root and vector methods used in multivariate analysis. *Biometrika*, 53(3-4) :325–338, January 1966. ISSN 0006-3444, 1464-3510. doi : 10.1093/biomet/53.3-4.325. URL http://biomet.oxfordjournals.org/content/53/3-4/325.

J C Gower. A general coefficient of similarity and some of its properties. *Biometrics*, 27(4) :857–871, December 1971. ISSN 0006-341X. doi : 10.2307/2528823. URL http://www.jstor.org/stable/2528823. ArticleType : research-article / Full publication date : Dec., 1971 / Copyright © 1971 International Biometric Society.

M A Griswold, P M Jakob, R M Heidemann, M Nittka, V Jellus, J Wang, B Kiefer, and A Haase. Generalized autocalibrating partially parallel acquisitions (GRAPPA). *Magn Reson Med*, 47(6) :1202–1210, 2002. URL http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-0036263907&partnerID=40&md5=45

E M Haacke, R W Brown, M R Thompson, and R Venkatesan. *Magnetic Resonance Imaging : Physical Principles and Sequence Design*. Wiley, June 1999. ISBN 9780471351283.

A Haase, J Frahm, D Matthaei, W Hanicke, and K-D Merboldt. FLASH imaging. rapid NMR imaging using low flip-angle pulses. *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, 67 (2) :258–266, April 1986. ISSN 0022-2364. doi : 10.1016/0022-2364(86)90433-6. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0022236486904336.

E L Hahn. Spin echoes. *Phys. Rev.*, 80(4) :580–594, November 1950. doi : 10.1103/PhysRev.80.580. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.80.580.

R E Hendrick, T R Nelson, and W R Hendee. Phase detection and contrast loss in magnetic resonance imaging. *Magnetic Resonance Imaging*, 2(4) :279–283, 1984. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/0730-725X(84)90193-0. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0730725X84901930.

W A. Hendricks and K W Robey. The sampling distribution of the coefficient of variation. 7(3) : 129–132, 1936.

R M Henkelman. Measurement of signal intensities in the presence of noise in MR images. *Med Phys*, 12(2) :232–233, 1985. doi : 10.1118/1.595711. URL http://link.aip.org/link/?MPH/12/232/1.

J Hennig, A Nauerth, and H Friedburg. RARE imaging : a fast imaging method for clinical MR. *Magn Reson Med*, 3(6) :823–833, December 1986. ISSN 0740-3194. PMID : 3821461.

Z Hou. A review on MR image intensity inhomogeneity correction. August 2006. ISSN 1687-4188. doi : 10.1155/IJBI/2006/49515. URL http://www.hindawi.com/journals/ijbi/2006/049515/abs/.

D I Hoult. The principle of reciprocity in signal strength calculations - a mathematical guide. 12(4) :173–187, 2000. ISSN 1099-0534. doi : 10.1002/1099-0534(2000)12:4<173::AID-CMR1>3.0.CO;2-Q. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/1099-0534(2000)12:4<173::AID-CMR1>3.0

D I Hoult and R E Richards. The signal-to-noise ratio of the nuclear magnetic resonance experiment. *Journal of Magnetic Resonance (1969)*, 24(1) :71–85, October 1976. ISSN 0022-2364. doi : 10.1016/0022-2364(76)90233-X. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/002223647690233X.

D I Hoult, C N Chen, and V J Sank. Quadrature detection in the laboratory frame. *Magn Reson Med*, 1(3) :339–353, September 1984. ISSN 0740-3194. PMID : 6571563.

K Hynynen, N McDannold, G Clement, F A Jolesz, E Zadicario, R Killiany, T Moore, and D Rosen. Pre-clinical testing of a phased array ultrasound system for MRI-guided noninvasive surgery of the brain–a primate study. *Eur J Radiol*, 59(2) :149–156, August 2006. ISSN 0720-048X. doi : 10.1016/j.ejrad.2006.04.007. PMID : 16716552.

T Ihalainen, O Sipilä, and S Savolainen. MRI quality control : six imagers studied using eleven unified image quality parameters. *Eur Radiol*, 14(10) :1859–1865, October 2004. ISSN 0938-7994. doi : 10.1007/s00330-004-2278-4. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/14997335. PMID : 14997335.

J B Johnson. Thermal agitation of electricity in conductors. *Nature*, 119 (2984) :50–51, January 1927. ISSN 0028-0836. doi : 10.1038/119050c0. URL http://adsabs.harvard.edu/abs/1927Natur.119...50J.

J B Johnson. Thermal agitation of electricity in conductors. *Phys. Rev.*, 32(1) :97–109, July 1928. doi : 10.1103/PhysRev.32.97. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.32.97.

P F Judy. The line spread function and modulation transfer function of a computed tomographic scanner. 3(4) :233–236, 1976. doi : 10.1118/1.594283. URL http://link.aip.org/link/?MPH/3/233/1.

L Kaufman, David M K, L E Crooks, and D A Ortendahl. Measuring signal-to-noise ratios in MR imaging. 173 :265–267, 1989. URL http://scholar.google.fr/scholar?q=Kaufman%2C+Radiology%2C+1989&hl=fr&btnG=Recher

P Kellman and E R McVeigh. Image reconstruction in snr units : a general method for snr measurement. *Magn Reson Med*, 54(6) :1439–1447, December 2005. ISSN 0740-3194. doi : 10.1002/mrm.20713. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/16261576. PMID : 16261576.

M Kudo, P Somol, P Pudil, M Shimbo, and J Sklansky. Comparison of classifier-specific feature selection algorithms. In Francesc J. Ferri, José M. Iñesta, Adnan Amin, and Pavel Pudil, editors, *Advances in Pattern Recognition*, number 1876 in Lecture Notes in Computer Science, pages 677–686. Springer Berlin Heidelberg, January 2000. ISBN 978-3-540-67946-2, 978-3-540-44522-7. URL http://link.springer.com.bases-doc.univ-lorraine.fr/chapter/10.1007/3-540-44522-

W E Kwok and Z You. In vivo MRI using liquid nitrogen cooled phased array coil at 3.0 t. *Magnetic Resonance Imaging*, 24(6) :819–823, July 2006. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/j.mri.2006.01.010. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0730725X0600138X.

D J Larkman and R G Nunes. Parallel magnetic resonance imaging. *Phys Med Biol*, 52 (7) :R15–55, April 2007. ISSN 0031-9155. doi : 10.1088/0031-9155/52/7/R01. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/17374908. PMID : 17374908.

D J Larkman, J V Hajnal, A H Herlihy, G A Coutts, I R Young, and G Ehnholm. Use of multi-coil arrays for separation of signal from multiple slices simultaneously excited. 13(2) :313–317, 2001. ISSN 1522-2586. doi : 10.1002/1522-2586(200102)13:2<313::AID-JMRI1045>3.0.CO;2-W. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/1522-2586(200102)13:2<313::AID-JMRI10

P C Lauterbur. Image formation by induced local interactions : Examples employing nuclear magnetic resonance. *Nature*, 242(5394) :190–191, March 1973. doi : 10.1038/242190a0. URL http://www.nature.com/nature/journal/v242/n5394/abs/242190a0.html.

R A Lerski. An evaluation using computer simulation of two methods of slice profile determination in MRI. *Phys. Med. Biol.*, 34(12) :1931, December 1989. ISSN 0031-9155. doi : 10.1088/0031-9155/34/12/016. URL http://iopscience.iop.org/0031-9155/34/12/016.

R A Lerski. Trial of modifications to eurospin MRI test objects. *Magn Reson Imaging*, 11(6) :835–839, 1993. ISSN 0730-725X. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/8371638. PMID : 8371638.

R A Lerski. *Quality Control in Magnetic Resonance Imaging*. Institute of Physical Sciences in Medicine, 1998. ISBN 9780904181906.

R A Lerski and J D De Certaines. II : Performance assessment and quality control in MRI by eurospin test objects and protocols : Tissue characterization by magnetic resonance spectroscopy and imaging. *Magn Reson Imaging*, 11(6) :817–833, 1993. ISSN 0730-725X. URL http://cat.inist.fr/?aModele=afficheN&cpsidt=4842597.

R A Lerski, D W McRobbie, K Straughan, P M Walker, J D de Certaines, and A M Bernard. V. multi-center trial with protocols and prototype test objects for the assessment of MRI equipment. *Magnetic Resonance Imaging*, 6(2) :201–214, March 1988. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/0730-725X(88)90451-1. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0730725X88904511.

I-S Liu. Method of lagrange multipliers for exploitation of the entropy principle. *Arch. Rational Mech. Anal.*, 46(2) :131–148, January 1972. ISSN 0003-9527, 1432-0673. doi : 10.1007/BF00250688. URL http://link.springer.com.bases-doc.univ-lorraine.fr/article/10.1007/BF00250688.

Q Y Ma, K C Chan, D F Kacher, E Gao, Mei S Chow, K K Wong, H Xu, E S Yang, G S Young, J R Miller, and F A Jolesz. Superconducting RF coils for clinical MR imaging at low field1. *Academic Radiology*, 10(9) :978–987, September 2003. ISSN 1076-6332. doi : 10.1016/S1076-6332(03)00110-7. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1076633203001107.

E L Madsen and G D Fullerton. Prospective tissue-mimicking materials for use in NMR imaging phantoms. *Magnetic Resonance Imaging*, 1(3) :135–141, 1982. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/0730-725X(82)90204-1. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0730725X82902041.

J Mannos and D J Sakrison. The effects of a visual fidelity criterion of the encoding of images. *IEEE Transactions on Information Theory*, 20(4) :525–536, 1974. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.1974.1055250.

P Mansfield and A A Maudsley. Planar spin imaging by NMR. *J. Phys. C : Solid State Phys.*, 9(15) :L409, August 1976. ISSN 0022-3719. doi : 10.1088/0022-3719/9/15/004. URL http://iopscience.iop.org/0022-3719/9/15/004.

P Mansfield, A A Maudsley, and T Bains. Fast scan proton density imaging by NMR. *J. Phys. E : Sci. Instrum.*, 9(4) :271, April 1976. ISSN 0022-3735. doi : 10.1088/0022-3735/9/4/011. URL http://iopscience.iop.org/0022-3735/9/4/011.

H Mark and J Jr Workman. *Statistics in Spectroscopy*. Academic Press, November 2003. ISBN 9780080541754.

D Marr and E Hildreth. Theory of edge detection. *Proc. R. Soc. Lond. B*, 207(1167) : 187–217, February 1980. ISSN 0962-8452, 1471-2954. doi : 10.1098/rspb.1980.0020. URL http://rspb.royalsocietypublishing.org/content/207/1167/187. PMID : 6102765.

A J McCann, A Workman, and C McGrath. A quick and robust method for measurement of signal-to-noise ratio in MRI. *Phys. Med. Biol.*, 58(11) :3775, June 2013. ISSN 0031-9155. doi : 10.1088/0031-9155/58/11/3775. URL http://iopscience.iop.org/0031-9155/58/11/3775.

R N McDonough. *Detection of Signals in Noise*. Academic Press, 1995. ISBN 9780127448527.

R McGill, J W Tukey, and W A Larsen. Variations of box plots. page 12–16, 1978.

D W McRobbie. *Quantitative assessment of magnetic resonance imaging systems.* Ph.D., Imperial College London (University of London), 1992. URL http://ethos.bl.uk/OrderDetails.do?uin=uk.bl.ethos.312949.

D W McRobbie. The absolute signal-to-noise ratio in MRI acceptance testing. *Br J Radiol*, 69(827) : 1045–1048, January 1996. ISSN 0007-1285, 1748-880X. doi : 10.1259/0007-1285-69-827-1045. URL http://bjr.birjournals.org/content/69/827/1045. PMID : 8958024.

D W McRobbie and R A Quest. Effectiveness and relevance of MR acceptance testing : Results of an 8 year audit. *Br J Radiol*, 75(894) :523–531, January 2002. ISSN 0007-1285, 1748-880X. URL http://bjr.birjournals.org/content/75/894/523.

C E Metz. Receiver operating characteristic analysis : A tool for the quantitative evaluation of observer performance and imaging systems. *Journal of the American College of Radiology*, 3(6) :413–422, June 2006. ISSN 1546-1440. doi : 10.1016/j.jacr.2006.02.021. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1546144006000743.

N Mewton, C Y Liu, P Croisille, D Bluemke, and J A C Lima. Assessment of myocardial fibrosis with cardiovascular magnetic resonance. 57(8) :891–903, February 2011. ISSN 07351097. doi : 10.1016/j.jacc.2010.11.013. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov.gate2.inist.fr/pmc/articles/PMC3081658/.

K S Miller. *Multidimensional Gaussian distributions*. Wiley, 1964.

J Mispelter, M Lupu, and A Briguet. *Nmr Probeheads for Biophysical And Biomedical Experiments : Theoretical Principles And Practical Guidelines*. Imperial College Press, January 2006. ISBN 9781860946370.

Jr RL Morrison, M Jacob, and M N Do. Multichannel estimation of coil sensitivities in parallel MRI. In *2007 4th IEEE International Symposium on Biomedical Imaging : From Nano to Macro - Proceedings*, pages 117–120, 2007. URL http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-36349013208&partnerID=40&md5=

D Moskau. Application of real time digital filters in NMR spectroscopy. 15 (2) :164–176, 2002. ISSN 1099-0534. doi : 10.1002/cmr.10031. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/cmr.10031/abstract.

NEMA. Determination of signal-to-noise ratio (SNR) in diagnostic magnetic resonance imaging. Technical report, 2008.

NEMA. Determination of slice thickness in diagnostic magnetic resonance imaging. Technical report, 2010.

NIST. NIST/SEMATECH e-handbook of statistical methods, 2012. URL http://www.itl.nist.gov/div898/handbook/toolaids/pff/e-Handbook.pdf.

R M Nosofsky and J E K Smith. Similarity, identification, and categorization : Comment on ashby and lee (1991). 121(2) :237–245, 1992. ISSN 1939-2222, 0096-3445. doi : 10.1037/0096-3445.121.2.237. URL http://psycnet.apa.org/index.cfm?fa=search.displayRecord&uid=1992-33888-001.

H Nyquist. Thermal agitation of electric charge in conductors. *Phys. Rev.*, 32(1) :110–113, July 1928. doi : 10.1103/PhysRev.32.110. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.32.110.

J G Och, G D Clarke, W T Sobol, C W Rosen, and S K Mun. Acceptance testing of magnetic resonance imaging systems : report of AAPM nuclear magnetic resonance task group no. 6. *Med Phys*, 19(1) :217–229, February 1992. ISSN 0094-2405. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/1620053. PMID : 1620053.

H Okada, T Hasegawa, J G Vanheteren, and L Kaufman. RF coil for low-field MRI coated with high-temperature superconductor. *Journal of Magnetic Resonance, Series B*, 107(2) :158–164, May 1995. ISSN 1064-1866. doi : 10.1006/jmrb.1995.1072. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1064186685710722.

F Podo, J S Orr, K H Schmidt, and W M M J Bovée. I. introduction, objectives, and activities. *Magn Reson Imaging*, 6(2) :175–178, March 1988. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/0730-725X(88)90447-X. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0730725X8890447X.

R R Price, L Axel, T Morgan, R Newman, W Perman, N Schneiders, M Selikson, M Wood, and S R Thomas. Quality assurance methods and phantoms for magnetic resonance imaging : report of AAPM nuclear magnetic resonance task group no. 1. *Med Phys*, 17(2) :287–295, April 1990. ISSN 0094-2405. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/2333055. PMID : 2333055.

W G Proctor and F C Yu. On the magnetic moments of xe^{129}, bi^{209}, sc^{45}, sb^{121}, and sb^{123}. *Phys. Rev.*, 78(4) :471–471, May 1950. doi : 10.1103/PhysRev.78.471. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.78.471.

EEC Concerted Research Project. IV. protocols and test objects for the assessment of MRI equipment. *Magn Reson Imaging*, 6(2) :195–199, March 1988. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/0730-725X(88)90450-X. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0730725X8890450X.

K P Pruessmann, M Weiger, M B Scheidegger, and P Boesiger. SENSE : sensitivity encoding for fast MRI. *Magn Reson Med*, 42(5) :952–962, November 1999. ISSN 0740-3194. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/10542355. PMID : 10542355.

K P Pruessmann, M Weiger, P Börnert, and P Boesiger. Advances in sensitivity encoding with arbitrary k-space trajectories. 46(4) :638–651, 2001. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.1241. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mrm.1241/abstract.

E M Purcell, R V Pound, and N Bloembergen. Nuclear magnetic resonance absorption in hydrogen gas. *Phys. Rev.*, 70(11-12) :986–987, December 1946a. doi : 10.1103/PhysRev.70.986. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.70.986.

E M Purcell, H C Torrey, and R V Pound. Resonance absorption by nuclear magnetic moments in a solid. *Phys. Rev.*, 69(1-2) :37–38, January 1946b. doi : 10.1103/PhysRev.69.37. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.69.37.

B Quesson, J A de Zwart, and C T W Moonen. Magnetic resonance temperature imaging for guidance of thermotherapy. 12(4) :525–533, 2000. ISSN 1522-2586. doi : 10.1002/1522-2586(200010)12:4<525::AID-JMRI3>3.0.CO;2-V. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/1522-2586(200010)12:4<525::AID-JMRI3>

I I Rabi, J R Zacharias, S Millman, and P Kusch. A new method of measuring nuclear magnetic moment. *Phys. Rev.*, 53(4) :318–318, February 1938. doi : 10.1103/PhysRev.53.318. URL http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.53.318.

A G Redfield. Nuclear spin thermodynamics in the rotating frame. *Science*, 164(3883) :1015–1023, May 1969. ISSN 0036-8075, 1095-9203. doi : 10.1126/science.164.3883.1015. URL http://www.sciencemag.org/content/164/3883/1015. PMID : 17796604.

T W Redpath. Noise correlation in multicoil receiver systems. *Magn Reson Med*, 24(1) :85–89, March 1992. ISSN 0740-3194. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/1556932. PMID : 1556932.

S B Reeder, B J Wintersperger, O Dietrich, T Lanz, A Greiser, M F Reiser, G M Glazer, and S O Schoenberg. Practical approaches to the evaluation of signal-to-noise ratio performance with

parallel imaging : application with cardiac imaging and a 32-channel cardiac coil. *Magn Reson Med*, 54(3) :748–754, September 2005. ISSN 0740-3194. doi : 10.1002/mrm.20636. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/16088885. PMID : 16088885.

A Reykowski, S M Wright, and J R Porter. Design of matching networks for low noise preamplifiers. *Magn Reson Med*, 33(6) :848–852, June 1995. ISSN 0740-3194. PMID : 7651124.

P M Robson, A K Grant, A J Madhuranthakam, R Lattanzi, Daniel K Sodickson, and C A McKenzie. Comprehensive quantification of signal-to-noise ratio and g-factor for image-based and k-space-based parallel imaging reconstructions. *Magn Reson Med*, 60(4) :895–907, October 2008. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.21728. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/18816810. PMID : 18816810.

P B Roemer, W A Edelstein, C E Hayes, S P Souza, and O M Mueller. The NMR phased array. *Magn Reson Med*, 16(2) :192–225, November 1990. ISSN 0740-3194. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/2266841. PMID : 2266841.

K Rossmann. Point spread-function, line spread-function, and modulation transfer function tools for the study of imaging systems. *Radiology*, 93(2) :257–272, January 1969. ISSN 0033-8419, 1527-1315. doi : 10.1148/93.2.257. URL http://radiology.rsna.org/content/93/2/257. PMID : 5822701.

J Rousseau, M Vermandel, and P Bourel. Contrôle de qualité en IRM : motivations, méthodes et pratiques = MRI quality assessment motivations methods and practice. *ITBM RBM*, 23(5) :276–284, 2002. ISSN 1297-9562. URL http://cat.inist.fr/?aModele=afficheN&cpsidt=14594515.

Y Saad and M H Schultz. GMRES : a generalized minimal residual algorithm for solving nonsymmetric linear systems. 7(3) :856–869, July 1986. ISSN 0196-5204, 2168-3417. doi : 10.1137/0907058. URL http://epubs.siam.org/doi/abs/10.1137/0907058.

J A Saghri, P S Cheatham, and A Habibi. Image quality measure based on a human visual system model. *Opt. Eng*, 28(7) :287813–287813–, 1989. ISSN 0091-3286. doi : 10.1117/12.7977038. URL http://dx.doi.org/10.1117/12.7977038.

H Samet and M Tamminen. Efficient component labeling of images of arbitrary dimension represented by linear bintrees. 10(4) :579–586, July 1988. ISSN 0162-8828. doi : 10.1109/34.3918. URL http://dx.doi.org/10.1109/34.3918.

S O Schoenberg, O Dietrich, and M F Reiser. *Parallel Imaging in Clinical MR Applications*. Springer, January 2007. ISBN 9783540688792.

K Sekihara, M Kuroda, and H Kohno. Image restoration from non-uniform magnetic field influence for direct fourier NMR imaging. *Phys Med Biol*, 29(1) :15–24, January 1984. ISSN 0031-9155. PMID : 6701189.

A Sewonu, M Beaumont, M Lohezic, F Carbillet, J Felblinger, R Anxionnat, and G Hossu. Influence of a connected and inactive coil on a MR exam : liver iron load measurement. In *Proceedings 19th Scientific Meeting, International Society for Magnetic Resonance in Medicine*, Montréal, Canada, 2011.

A Sewonu, G Hossu, F Carbillet, J Felblinger, and R Anxionnat. Index of array coils sensitivities reproducibility (ISR) for MRI quality control. In *Proceedings 29th Scientific Meeting, European Society for Magnetic Resonance in Medicine and Biology*, Lisbon, Portugal, 2012.

A Sewonu, G Hossu, J Felblinger, and R Anxionnat. A quality control metric for monitoring array coils sensitivity profiles in MRI. In *Actes du Colloque National Recherche en Imagerie et Technologies de la Santé*, Bordeaux, France, 2013a.

A Sewonu, G Hossu, J Felblinger, R Anxionnat, and C Pasquier. An automatic MRI quality control procedure : Multisite reports for slice thickness and geometric accuracy. *IRBM*, 34 (4–5) :300–305, November 2013b. ISSN 1959-0318. doi : 10.1016/j.irbm.2013.07.008. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1959031813000894.

A Sewonu, F Odille, J Felblinger, R Anxionnat, and G Hossu. On the variability of phased-array receivers noise covariance matrix. In *Proceedings 30th Scientific Meeting, European Society for Magnetic Resonance in Medicine and Biology*, Toulouse, France, 2013c.

H She, R-R Chen, D Liang, Y Chang, and L Ying. Image reconstruction from phased-array MRI data based on multichannel blind deconvolution. In *2010 IEEE International Symposium on Biomedical Imaging : From Nano to Macro*, pages 760–763, 2010. doi : 10.1109/ISBI.2010.5490063.

W A Shewhart. *Economic Control of Quality of Manufactures Product/50th Anniversary Commemorative Issue/No*. Asq Press, 1931. ISBN 9780873890762.

J Sijbers, A J den Dekker, J Van Audekerke, M Verhoye, and D Van Dyck. Estimation of the noise in magnitude MR images. *Magnetic Resonance Imaging*, 16(1) : 87–90, January 1998. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/S0730-725X(97)00199-9. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0730725X97001999.

C Simpson. *Objective Image Quality Metrics for Ultrasound Imaging*. PhD thesis, Institutt for elektronikk og telekommunikasjon, 2009. URL http://ntnu.diva-portal.org/smash/record.jsf?pid=diva2:347762. Objective evaluation of the image quality on ultrasound images is a comprehensive task due to the relatively low image quality compared to other imaging techniques. It is desirable to objectively d ...

W T Sobol, M S NessAiver, and C G Orton. Point/counterpoint. the physics components of the ACR MRI accreditation program are overly tedious and beyond what is needed to ensure good patient care. *Med Phys*, 35(8) :3419–3421, August 2008. ISSN 0094-2405. URL http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/18777900. PMID : 18777900.

D K Sodickson and W J Manning. Simultaneous acquisition of spatial harmonics (SMASH) : fast imaging with radiofrequency coil arrays. *Magn Reson Med*, 38(4) :591–603, 1997. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.1910380414. URL http://onlinelibrary.wiley.com.gate2.inist.fr/doi/10.1002/mrm.1910380414/abstract

K A Stroud and D J Booth. *Advanced Engineering Mathematics*. Palgrave Macmillan, 2003. ISBN 9781403903129 1403903123.

B G Tabachnick and L S Fidell. *Using Multivariate Statistics*. Pearson Education, Limited, 2007. ISBN 9780205465255.

K Takeda and K Takegoshi. Noise reduction by dynamic signal preemphasis. *Journal of Magnetic Resonance*, 208(2) :305–308, February 2011. ISSN 1090-7807. doi : 10.1016/j.jmr.2010.11.017. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1090780710003721.

R Tonnelet. *Contribution aux travaux de D.H. Padget - Nouveaux outils utiles à la compréhension de l'embryogenèse vasculaire cérébrale*. PhD thesis, Université de Lorraine, October 2013.

H Wainer. Robust statistics : A survey and some prescriptions. 1(4) :285–312, 1976. URL https://frodon.univ-paris5.fr/http/www.jstor.org/stable/pdfplus/1164985.pdf.

P M Walker, R A Lerski, R Mathur-De Vré, J Binet, and F Yane. VI. preparation of agarose gels as reference substances for NMR relaxation time measurement. *Magnetic Resonance Imaging*, 6(2) :215–222, March 1988. ISSN 0730-725X. doi : 10.1016/0730-725X(88)90452-3. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0730725X88904523.

P M Walker, C Balmer, S Ablett, and R A Lerski. A test material for tissue characterisation and system calibration in MRI. *Phys Med Biol*, 34(1) :5–22, January 1989. ISSN 0031-9155, 1361-6560. doi : 10.1088/0031-9155/34/1/002. URL http://iopscience.iop.org/0031-9155/34/1/002.

D Wang and D M Doddrell. A proposed scheme for comprehensive characterization of the measured geometric distortion in magnetic resonance imaging using a three-dimensional phantom. *Med Phys*, 31(8) :2212, 2004. ISSN 00942405. doi : 10.1118/1.1767051. URL http://online.medphys.org/resource/1/mphya6/v31/i8/p2212_s1.

D Wang, D M Doddrell, and G Cowin. A novel phantom and method for comprehensive 3-dimensional measurement and correction of geometric distortion in magnetic resonance imaging. *Magn Reson Imaging*, 22(4) :529–542, May 2004a. ISSN 0730-725X. doi : 16/j.mri.2004.01.008. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0730725X04000268.

D Wang, W Strugnell, G Cowin, D M Doddrell, and R Slaughter. Geometric distortion in clinical MRI systems : Part i : evaluation using a 3D phantom. 22(9) : 1211–1221, November 2004b. ISSN 0730-725X. doi : 16/j.mri.2004.08.012. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0730725X04002565.

D Wang, W Strugnell, G Cowin, D M Doddrell, and R Slaughter. Geometric distortion in clinical MRI systems : Part II : correction using a 3D phantom. *Magn Reson Imaging*, 22(9) :1223–1232, November 2004c. ISSN 0730-725X. doi : 16/j.mri.2004.08.014. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0730725X04002589.

Z Wang. Applications of objective image quality assessment methods [applications corner]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 28(6) :137–142, 2011. ISSN 1053-5888. doi : 10.1109/MSP.2011.942295.

Z Wang and A C Bovik. A universal image quality index. *IEEE Signal Processing Letters*, 9(3) :81–84, 2002. ISSN 1070-9908. doi : 10.1109/97.995823.

Z Wang, A C Bovik, H R Sheikh, and E P Simoncelli. Image quality assessment : from error visibility to structural similarity. *IEEE Transactions on Image Processing*, 13(4) :600–612, 2004d. ISSN 1057-7149. doi : 10.1109/TIP.2003.819861.

H Wen and F A Jaffer. An in vivo automated shimming method taking into account shim current constraints. 34(6) :898, December 1995. URL /pmc/articles/PMC2896433/?report=abstract. PMID : 8598818.

J Wilkins and S Miller. The use of adaptive algorithms for obtaining optimal electrical shimming in magnetic resonance imaging (MRI). *IEEE Trans Biomed Eng*, 36(2) :202–210, February 1989. ISSN 0018-9294. doi : 10.1109/10.16467. PMID : 2917766.

J C Wood, C Enriquez, N Ghugre, J M Tyzka, S Carson, M D Nelson, and T D Coates. MRI r2 and r2* mapping accurately estimates hepatic iron concentration in transfusion-dependent thalassemia and sickle cell disease patients. *Blood*, 106(4) :1460–1465, August 2005. ISSN 0006-4971. doi : 10.1182/blood-2004-10-3982. PMID : 15860670.

A C Wright, H K Song, and Felix W Wehrli. In vivo MR micro imaging with conventional radiofrequency coils cooled to 77K. 43(2) :163–169, 2000. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/(SICI)1522-2594(200002)43:2<163::AID-MRM1>3.0.CO;2-K. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/(SICI)1522-2594(200002)43:2<163::AID-

L Ying and J Sheng. Joint image reconstruction and sensitivity estimation in SENSE (JSENSE). 57(6) :1196–1202, 2007. ISSN 1522-2594. doi : 10.1002/mrm.21245. URL http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mrm.21245/abstract.

L Ying, J Sheng, and B Liu. Joint estimation of image and coil sensitivities in parallel MRI. In *2006 3rd IEEE International Symposium on Biomedical Imaging : From Nano to Macro - Proceedings*, volume 2006, pages 17–20, 2006. URL http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-33750932586&partnerID=40&md5=

L C Zhao, P R Krishnaiah, and Z D Bai. On detection of the number of signals in presence of white noise. *Journal of Multivariate Analysis*, 20(1) :1–25, October 1986. ISSN 0047-259X. doi : 10.1016/0047-259X(86)90017-5. URL http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0047259X86900175.

X X Zhu and P M Macdonald. Empirical compensation function for eddy current effects in pulsed field gradient nuclear magnetic resonance experiments. *Solid State Nucl Magn Reson*, 4(4) :217–227, May 1995. ISSN 0926-2040. PMID : 7583057.

Quatrième partie

Annexes

Annexe A

Instabilités et mesure du SNR

Dans la partie principale de ce manuscrit, nous avons décrit une étude portant sur les mesures du bruit d'acquisition et du rapport signal-à-bruit (section 3.3.2). Nous avons mis en évidence de fortes disparités entre les mesures réalisées pour une antenne quadrature et celles réalisées pour une antenne à 8 éléments de réception. Pour l'antenne multi-éléments en particulier, la très forte variation des mesures obtenues suivant le mode $Bruit_{diff}$ a soulevé des interrogations à propos d'instabilité du système ou encore à une influence de la reconstruction standard réalisée par les appareils. Dans cette annexe, nous explicitons l'expérience de répétabilité pour mettre en évidence des variations de niveau de signal et de rapport signal-à-bruit pendant une période de 4 heures. De plus, nous présentons quelques mesures de rapport signal-à-bruit réalisées sans les filtres de reconstruction. Pour finir, nous décrivons une méthode alternative pour mesurer le rapport signal-à-bruit en gérant le problème des inhomogénéités spatiales.

A.1 Stabilité temporelle du signal

Nous proposons une analyse essentiellement graphique de la stabilité du signal acquis à l'aide de l'antenne tête à 8 éléments de réception. Les données sont collectées pendant 4 heures.

Méthodes

Le niveau de signal dans les images est utilisé comme indicateur à surveiller. En plus de ce dernier, nous avons entrepris de calculer le rapport entre l'écart-type et la moyenne des pixels au sein de la région de mesure. Pour rappel, il s'agit de la même région mentionnée précédemment et illustrée dans la figure 2.4. Ce rapport, qui nous sert d'indice d'inhomogénéité spatiale des pixels, est exprimé en pourcentage :

$$Inhomogeneite = 100 \times \frac{\sigma\left(\mathbf{Pixels}\right)}{\mu\left(\mathbf{Pixels}\right)} \tag{A.1}$$

Résultats

La figure A.1 affiche la courbe d'évolution du niveau de signal dans les images. Elle montre que le signal décroit continuellement durant ces 4 heures d'acquisitions. Les barres d'incertitudes représentent la répétabilité évaluée pour le niveau de signal des images acquises avec l'antenne multi-éléments, soit 0.6% (section 3.3.3).

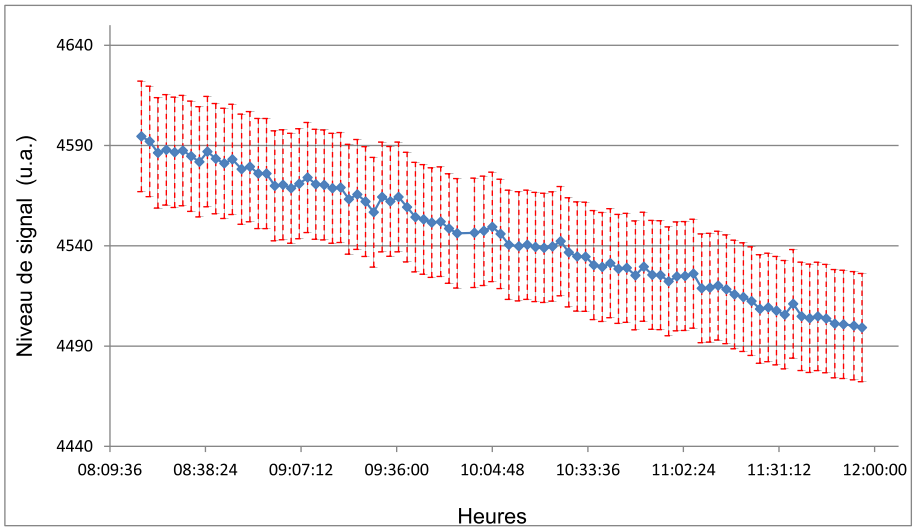


FIGURE *A.1* – *Courbe d'évolution du niveau de signal acquis par l'antenne multi-éléments pendant 4 heures.*

L'évolution de l'indice d'inhomogénéité spatiale des images est représentée dans la figure A.2. Pendant les 4 heures, l'inhomogénénité des images reste comprise entre 9.5% et 10.5%. La courbe montre une décroissance de cet indice qui semble se stabiliser au bout de 90 voire 120 minutes d'acquisitions.

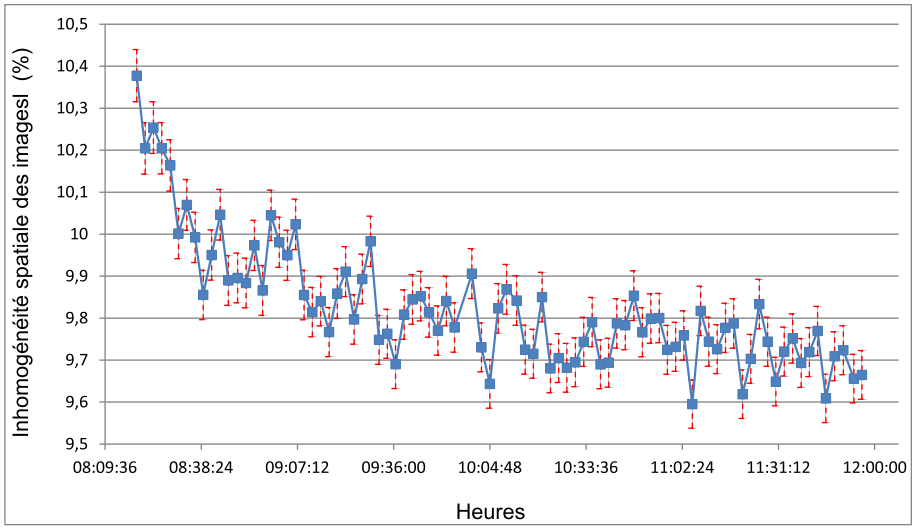


FIGURE *A.2* – *Courbe d'évolution du niveau de signal acquis par l'antenne multi-éléments pendant 4 heures.*

Discussion

Ces résultats nous indiquent donc que le niveau de signal décroit continuellement sur cette période. Cependant, ils montrent également que les différences restent non-significatives entre deux acquisitions d'images. En revanche, les résultats montrent que l'inhomogénéité des images est significative entre deux images consécutives. Ces effets sont principalement observables pour les premières acquisitions. Ils ne peuvent pas être attribués à des mouvements au sein de la solution contenue dans le fantôme car les acquisitions ont été lancées environ 20 minutes après l'installation du dispositif expérimental. Nous avions souhaité éliminé le biais qui aurait été éventuellement

introduit si la solution résonante du fantôme n'avait pas été stable. Par ailleurs, ces disparités en termes d'inhomogénéités spatiales se manifestent également après deux heures d'acquisition, ce qui correspond à la phase que nous avons associé à la stabilité apparente de cet indice.

Ces observations permettent d'étayer la relation que nous avons faite entre une instabilité du système et la variabilité mise en évidence pour les estimations de bruit à partir d'une différence d'images consécutivement acquises. Nous allons maintenant considérer l'aspect lié à la reconstruction.

A.2 Le SNR sans les filtres de reconstruction

L'expérience à suivre est réalisée dans le but de vérifier l'existence d'une influence de la reconstruction sur l'estimation du bruit suivant le mode $Bruit_{diff}$. Notre approche consiste à reconstruire les images à partir des données brutes acquises à l'aide de l'antenne tête à 8 éléments de réception, en utilisant exclusivement la transformée de Fourier et la combinaison des données. Ainsi nous excluons l'action des filtres traditionnellement utilisés dans le processus de reconstruction.

A.2.1 Méthodes

Nous avons exploité un ensemble de données brutes composé de 30 acquisitions réalisées à l'aide de l'antenne tête. Il s'agit de l'ensemble des données qui ont été utilisés pour l'étude rapportée dans la section 3.3.2. Cet ensemble comprend des données exclusives de bruit en plus des données du signal produit par le fantôme. Dans le contexte présent, le terme acquisition regroupera les données nécessaires pour estimer le bruit suivant le mode $Bruit_{diff}$ et des données exclusives de bruit.

Pour chaque acquisition, les images sont reconstruites pour être affichées en magnitude. C'est effectivement le mode d'affichage standard de ces images. Pour cela, nous utilisons la technique de reconstruction optimisée à l'aide les profils de sensibilité (I_{opt}) décrite dans le chapitre 4. Le mode de mesure du bruit suivant la différence d'images ($Bruit_{diff}$) est utilisé. Les mesures de référence ($Bruit_{noRF}$) sont également mesurées.

Les outils de comparaison précédemment introduits (section 3.3.2) sont réutilisés. Il s'agit de l'analyse de Bland-Altman pour les mesures du niveau de bruit et du test de corrélation de *Pearson* pour les mesures du rapport signal-à-bruit.

A.2.2 Résultats

Les mesures sont représentées dans la figure A.3. On y observe un biais de l'ordre de 12% entre la méthode de différence d'images et la méthode de référence. Toutefois, ce biais est constant alors qu'il était significativement variable dans le cadre des mesures réalisées à partir des images produites par l'appareil [voir figure 3.9 (c)]. Par ailleurs, la corrélation entre les deux modes de mesure redevient acceptable ($r = 0.54$). Le coefficient de variation des mesures de SNR_{diff} est égal à 5.5%. Nous

rappelons que le coefficient de variation des mesures de référence avait précédemment été évalué à 1.6% (section 3.3.2).

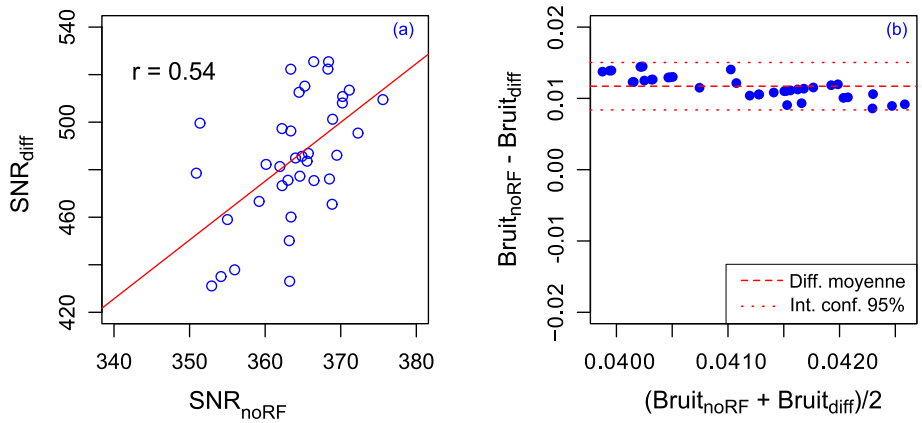


FIGURE *A.3* – *Comparaison des mesures associées au bruit en l'absence de filtres de reconstruction. (a) La corrélation des mesures de SNR_{diff} avec les mesures de référence est améliorée. (b) Le diagramme de Bland-Altman indique que le biais existant entre les mesures de $Bruit_{diff}$ et les mesures de référence est constant.*

A.2.3 Discussion

Évalué à partir d'images n'ayant pas subit des filtrages post-transformée de Fourier (TF), le rapport signal-à-bruit mesuré à partir de différence d'images affiche une corrélation acceptable avec la méthode de référence. Pour rappel, la corrélation était quasi-nulle dans le cadre d'utilisation des images produites par l'appareil d'IRM et qui ont subies l'action de filtres ($r_{diff/noRF} = -0.04$; $r_{fond/noRF} = 0.37$; $r_{fond^+/noRF} = 0.61$). Dans le cas présent où les images n'ont subi aucun filtrage post-TF, la corrélation entre la méthode de différence d'images et la référence est améliorée et se retrouve du même ordre que pour la méthode SNR_{fond^+}. Il demeure un biais de 12% entre la méthode de différence et celle de référence, ainsi l'a mis en évidence le diagramme de Bland-Altman. Soulignons que ce biais se rapproche de celui observé pour les méthodes exploitant le fond des images ($\approx 10\%$). Toutefois, il est constant alors qu'il était significativement variable dans le cadre des mesures réalisées à partir des images produites par l'appareil [voir figure 3.9 (c)].

Il est intéressant de noter que la variation des mesures de SNR_{diff} est ramené au quart de la variation qui avait été mesurée dans le cadre de l'utilisation des images produites directement par l'imageur et qui ont subi des filtrages. En effet, elle avait été évaluée à 22%, alors que la variation des autre modes de mesure était inférieure à 3%. En plus des corrélations relevées en absence des filtres de reconstruction, cette dernère observation conforte l'idée d'une certaine influence de ces filtres de reconstruction sur la variabilité des différence d'images, pour les données acquises à l'aide de l'antenne multi-éléments. Nous envisageons d'approfondir cette investigation par exemple en analysant les lois de distribution et en étudiant de manière approfondie les différents filtres appliqués pendant ce processus de reconstruction.

A.3 Technique alternative de mesure du SNR

Nous proposons une alternative pour remédier aux inhomogénéités spatiales mises en évidence dans les images de différence calculées pour les acquisitions réalisées avec l'antenne tête multi-éléments.

A.3.1 Définition de la métrique

Cette technique repose sur la suppression des inhomogénéités spatiales préalablement à l'opération d'écart-type qui permet d'estimer le niveau de bruit d'acquisition. Pour ce faire, un filtre passe-bas est appliqué aux images de différence pour en extraire la composante associée aux inhomogénéités spatiales. Cette composante basse fréquence est ensuite soustraite de l'image de différence originelle. Le résultat de cette soustraction est utilisé pour calculer le niveau de bruit. Ce schéma de principe est illustré dans la figure A.4. Pour le formalisme, les mesures produites par cette méthode alternative sont baptisées $Bruit_{filt}$ et SNR_{filt}.

En pratique, il est nécessaire de définir les paramètres de filtrage, à l'instar du type de filtre ou encore de sa fréquence de coupure. Nous avons choisi un filtre gaussien et la détermination de ses paramètres a été effectuée suivant une approche empirique. Elle consiste à évaluer plusieurs valeurs pour les paramètres du filtre pour en choisir la plus optimale. Le critère d'arrêt est défini par rapport aux mesures réalisées en utilisant des acquisitions exclusives de bruit. En d'autres termes, les paramètres optimaux sont ceux qui permettent de minimiser la différence entre le niveau de bruit ainsi calculé et les mesures de référence obtenues suivant la méthode $Bruit_{noRF}$. Le calcul final se réalise de la même manière que pour la technique originelle (équation 2.9).

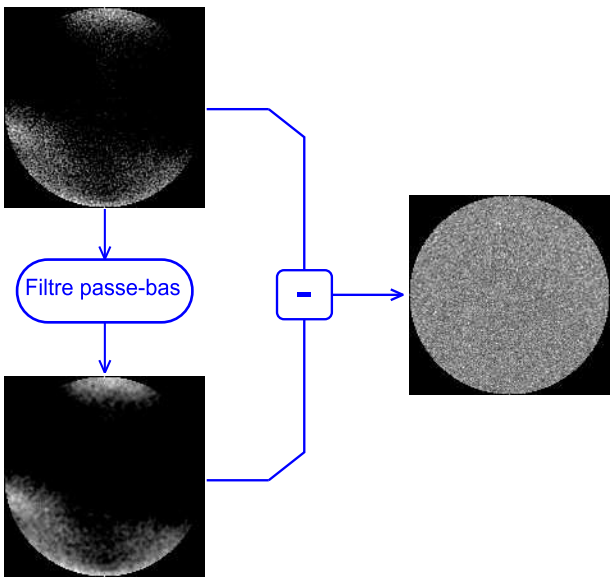


FIGURE *A.4* – *Illustration de la méthode alternative pour mesurer le niveau de bruit d'acquisition à partir d'une différence de deux images.*

Évaluation

Cette méthode alternative est mise en œuvre en utilisant les données acquises à l'IRM 3T à l'aide de l'antenne tête 8 éléments. Nous rappelons qu'il s'agit du même ensemble de données qui a été utilisé pour les études sur le bruit (section 3.3.2). Les outils d'analyse explicités dans ce cadre sont réutilisés pour la comparaison avec la méthode de référence. Il s'agit du coefficient de variation, de l'analyse de Bland-Altman, permettant d'évaluer la concordance entre les deux méthodes, de la régression linéaire et du test de corrélation de *Pearson*.

A.3.2 Résultats

La figure A.5 (a) représente les diagrammes de Bland-Altman calculés entre les mesures de bruit obtenues suivant la méthode proposée ($Bruit_{filt}$) et la méthode de référence ($Bruit_{noRF}$). On y remarque la quasi-absence de biais entre les deux techniques. La régression linéaire calculée entre les mesures de ces deux méthodes est affichée dans la figure A.5 (b). Cette régression suit une droite de pente égale à 0.72 avec un coefficient de détermination de 0.65. Ainsi que l'indiquait déjà la section 3.3.2, le coefficient de variation des mesures de référence est égale à 1.7%. Celui calculé pour les mesures de SNR_{filt} est égal à 1.6%.

Le coefficient de corrélation calculé entre les mesures de la méthode alternative proposée et celles de la méthode de référence est égal à 0.80. L'intervalle de confiance associé à cette corrélation est de [0.63 0.90] et la p valeur est sensiblement inférieure à 0.05.

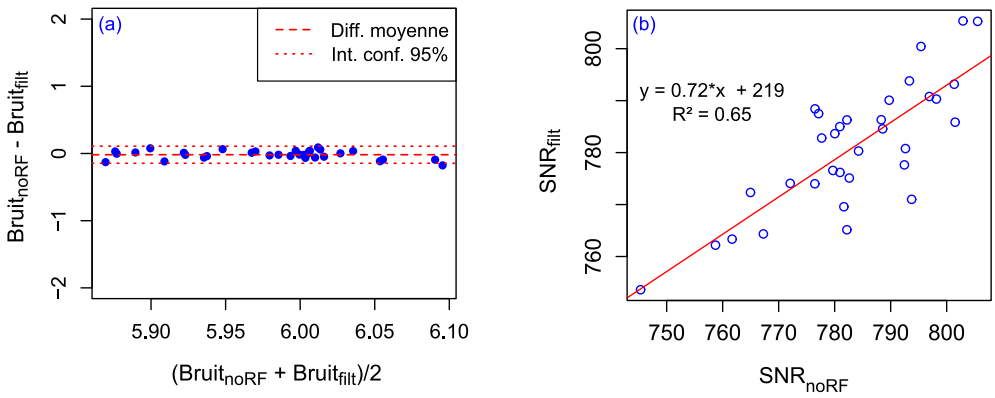


FIGURE A.5 – *Comparaison des mesures à base de filtrage avec les mesures de référence. (a) Le diagramme de Bland-Altman indique un biais sensiblement nul entre les deux méthodes. (b) La régression des deux méthodes indique une bonne corrélation confirmée par le coefficient de* Pearson $r = 0.80$.

A.3.3 Discussion

Le niveau de concordance mesuré entre ces deux méthodes est plus élevé que pour les trois autre modes de mesures que nous avions évalué dans la section 3.3.2. La régression linéaire produit un résultat qui est similaire à celui que nous avions obtenu entre le mode de mesure SNR_{fond^+} et la référence (section 3.3.2). Nous rappelons que la corrélation de notre méthode SNR_{filt} avec la référence est de $r_{fond/noRF} = 0.80$. Cette corrélation est supérieure à celle des trois autres modes de mesure

présentés ($r_{fond/noRF} = 0.37$; $r_{fond^+/noRF} = 0.61$; $r_{diff/noRF} = -0.04$) Ces résultats indiquent que la méthode à base de filtrage que nous proposons est en accord avec la méthode de référence. Afin de publier les résultats préliminaires de cette méthode, un article est en préparation.

Annexe B

Contrôle hebdomadaire global des appareils

Dans cette annexe, nous détaillons les protocoles d'exécution technique principaux qui composent la procédure hebdomadaire élaborée pour le contrôle des appareils d'IRM.

B.1 Protocole d'acquisition

B.1.1 Dispositif

Le fantôme de l'ACR est utilisé avec une antenne tête. Un support est conçu pour une utilisation avec l'antenne tête "birdcage". En ce qui concerne l'antenne tête à 8 éléments de réception, le fantôme devra être positionné en à l'aide du support de cou intégré à l'antenne. Un niveau à bulle fourni doit être utilisé afin de vérifier le positionnement du fantôme.

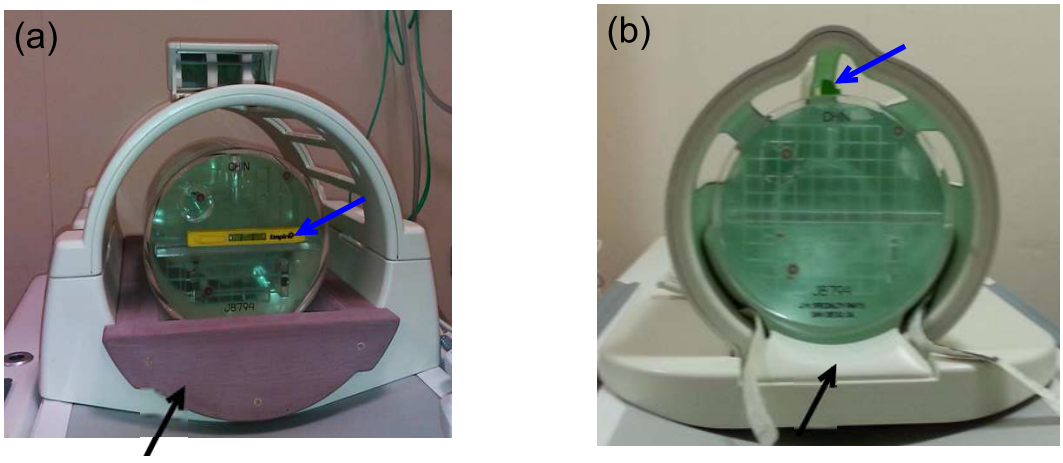


FIGURE *B.1* – *Dispositif expérimental pour l'acquisition des images de contrôle (a) avec l'antenne tête en quadrature et (b) avec l'antenne tête à 8 éléments de réception. Les niveaux à bulle sont pointés par des flèches bleues et les supports utilisés sont indiqués par les flèches noires.*

B.1.2 Constantes/Conditions

- Vérifier que tous les dispositifs (monitorage, injecteur, ...) présents dans la salle sont éteints.
- Noter la température de la salle.
- Utiliser le support de positionnement du fantôme.
- Créer l'ID de l'examen suivant la nomenclature : 2010-017 XX-xxxx.

  Les indicateurs "XX" sont déterminés suivant le centre concerné : *e.g.* "01" et "02" pour les appareils d'IRM 1.5T et 3T du service d'imagerie du CHU de Nancy, Brabois Adulte, "03" pour l'appareil 1.5T du service de neuro-radiologie et "04" pour l'appareil 1.5T du service d'imagerie osteo-articulaire "GUILLOZ".

  L'indicateur "xxxx" fournit le numéro de l'examen suivant un ordre croissant.
- Renseigner la position d'entrée dans le tunnel : "HEAD FIRST".
- Renseigner la poids : 50kG.

B.1.3 Séries d'images

Toutes les séries d'images sont acquises en séquence d'écho de spin avec une matrice de 256×256

i) Image sagittale de localisation : 1 coupe, TR = 200 ms, TE = 20 ms, épaisseur de coupe = 20 mm, FOV = 250 mm, Codage de fréquence en S/I.

ii) Images axiales : 11 coupes, TR = 500 ms, TE = 20 ms, épaisseur de coupe = 5 mm, espacement des coupes = 5 mm, FOV = 250 mm, Codage de fréquence en A/P.

iii) la troisième série d'images axiales est identique à la série précédente et doit être acquise sans re-calibration du système (MANUAL PRESCAN sur les système GE).

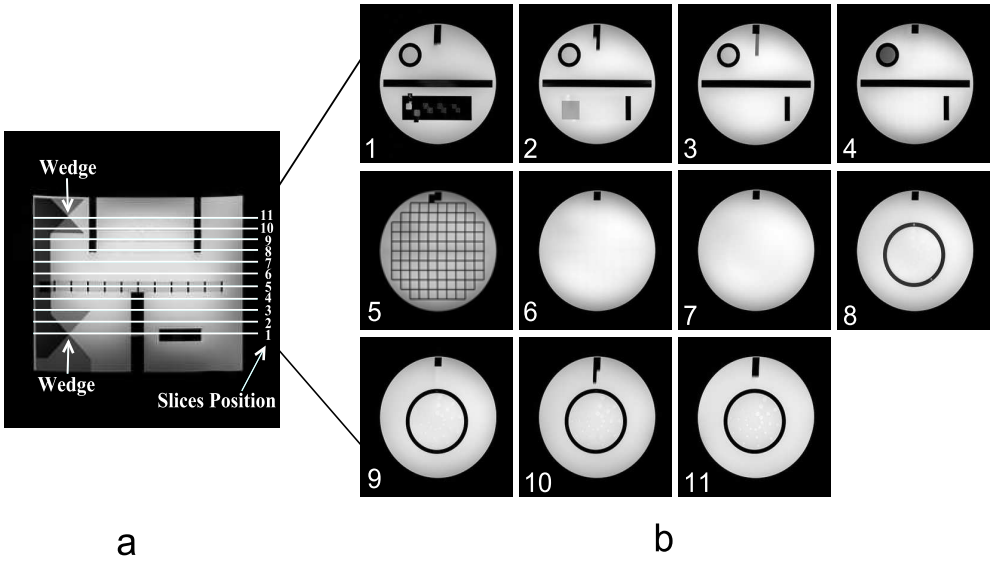


FIGURE B.2 – *Images du fantôme de l'ACR pour les mesures de contrôle qualité. (a) Image sagittale de localisation montrant les positions des coupes axiales et les cales de repérage. (b) Images des 11 coupes axiales.*

B.2 Stockage des images

Actuellement, les images de contrôle qualité peuvent être directement envoyées dans le système d'archivage des données de recherche du laboratoire IADI (ARCHIMED). Ceci s'applique directement pour les sites "01" et "02" indiqués ci-dessus. En ce qui concerne les deux autres sites du CHU de Nancy, leurs données peuvent être récupérées via le système d'archivage de données de l'hôpital (PACS). Les noms des examens doivent être modifiés suivant la nomenclature mise en place. Puis les images peuvent être envoyés dans le système ARCHIMED.

B.3 Protocole d'analyse

Afin d'extraire les métriques de suivi, il est indispensable d'isoler les structures de test qui sont incorporées dans les images acquises. La solution retenue pour optimiser cette partie du processus est l'automatisation complète basée sur l'utilisation du logiciel MATLAB® pour développer les programmes d'analyse. Rappelons que les images acquises sont dans le format standard d'imagerie médicale DICOM [1].

B.3.1 Vérification logicielle

En raison de la volonté de s'affranchir de biais de manipulations, la première étape de cette analyse automatique porte sur une vérification des images en relation avec le P.E.T. d'acquisition. La concordance entre les paramètres de séquence du protocole et ceux effectivement utilisés est vérifiée en utilisant les champs d'informations DICOM associés aux images. Tout ensemble d'images n'ayant pas passé cette surveillance avec succès est exclu du suivi.

La routine utilisée pour vérifier le positionnement du fantôme à travers les images acquises, est basée sur un recalage rigide qui s'applique spécialement aux images axiales. En effet, l'utilisation des supports de positionnement garantit strictement que le fantôme ne soit pas incliné suivant l'axe $\vec{z}$. Dans le plan axial, l'utilisation du niveau à bulle est supposé remplir la même fonction, sans que toute certitude ne puisse être affirmée. Ceci explique pour le recalage rigide dans ce plan est utilisé. Les images de référence ont été au préalable acquises dans les conditions de positionnement les plus optimales.

Les outils d'analyse, utilisées pour l'extraction des structures, sont explicitées dans le document principal à la section 3.2.3. Nous allons exposer quelques traitements spécifiques appliqués aux différentes images d'intérêt. En raison des choix restrictifs effectués en matière de métriques, le nombre d'images nécessitant ces traitements se réduit, exception faite pour le test de précision géométrique. Pour ce dernier, les traitements nécessaires seront explicités après les autres.

1. Digital Imaging and COmmunications in Medicine

B.3.2 Traitement de l'image #1

L'image de la coupe #1 contient trois structures de tests à savoir, la structure contenant les rampes de signal pour la mesure de l'épaisseur de coupe, la structure contenant les trous de résolution spatiale et la vue axiale des cales d'évaluation de la précision de position de coupe. En combinant les opérations de seuillage itératif avec la labelisation, on peut isoler ces différentes structures, ainsi que la figure B.3 le montre.

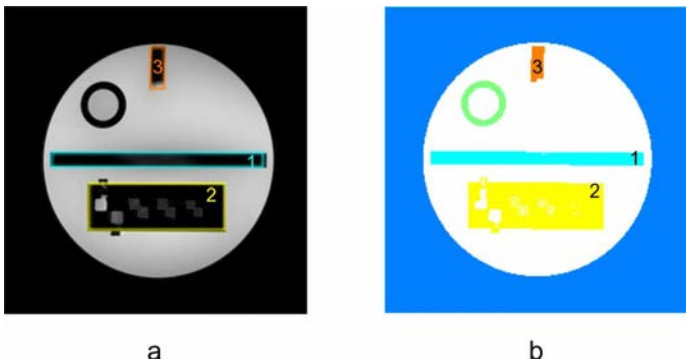


FIGURE *B.3* – *(a) Structures encadrées et numérotées à extraire de l'image #1. (b) Affichage après seuillage et labelisation : les structures d'intérêt sont parfaitement isolées suite à la combinaison des opération des seuillage adaptatif et de labelisation.*

Après l'extraction de ces structures, il faut leur appliquer des traitements spécifiques afin de mesurer les métriques d'intérêt.

L'épaisseur de coupe

Suivant la description de la technique de mesure fournie à la section 2.3.2, il faut isoler les deux rampes de signal contenues dans la structure rectangulaire indiquée par le numéro 1 sur la figure B.3. L'approche adoptée est celle du seuillage itératif régularisée par le nombre connu de rampes et la valeur d'épaisseur de coupe prescrite. Autrement dit le meilleur seuil est celui qui permet d'extraire deux rampes de signal produisant une mesure d'épaisseur de coupe la plus proche de la valeur prescrite. Afin d'appréhender l'aspect de ces rampes dans les images acquises, il faut garder à l'esprit que le plan de coupe axial leur est orthogonal. Ainsi elles sont superposées dans l'image correspondante (figure B.4).

Dans l'illustration proposée ci-dessus, les deux rampes de signal segmentées sont indiquées par deux nuances de couleurs bleu. Leurs longueurs, qui correspondent aux largeurs à mi-hauteur des profils de coupe, peuvent être mesurées et servir à calculer l'épaisseur de coupe selon la formule de l'équation 2.25.

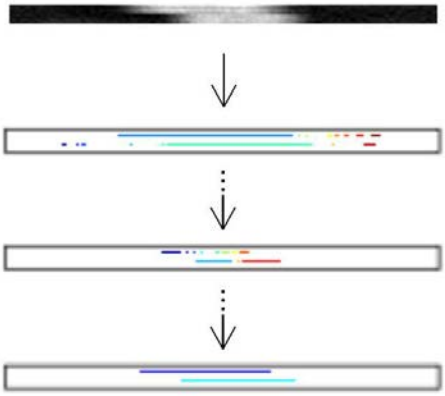


FIGURE *B.4* – *Illustration des opérations de seuillage adaptatif pour l'extraction des rampes de signal servant à mesurer l'épaisseur de coupe.*

La résolution spatiale

Pour rappel, la structure de test associée à cette métrique est formée de trois réseaux de trous de tailles différentes [figure 2.19 (b)]. Après avoir isolé cette structure numérotée 2 sur la figure B.3, notre approche consiste extraire chacun des trois réseaux pour les étudier séparément. Rappelons que le premier réseau est composé de trous de 1.1 mm, que le deuxième comprend des trous de 1.0 mm et que le troisième est constitué de trous de 0.9 mm. De plus, suivant la description présentée dans la section 2.3.2, la résolution spatiale doit être évaluée dans les directions de codage de fréquence (réseau supérieur gauche) et de codage de phase (réseau inférieur droit). Pour cela, le programme dédié utilise le seuillage itératif régularisé par les critères i) et iii) qui portent respectivement sur le nombre de réseaux à extraire (3) et leurs tailles réelles (14.3 mm, 13.0 mm et 11.7 mm). Le seuil optimal est donc celui qui permet d'extraire les trois réseaux de trous et qui permet de restituer des structures dont les tailles sont les plus proches possibles des tailles réelles [figure B.5 (a)].

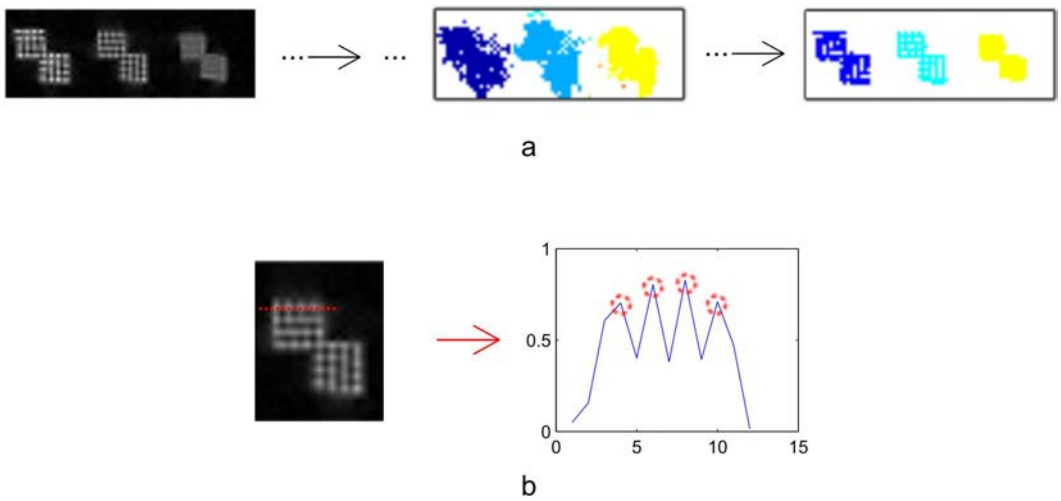


FIGURE *B.5* – *(a) Illustration des opérations de seuillage itératif pour l'extraction des réseaux de trous de résolution. (b) Illustration de la détection des trous par l'exploitation d'un profil de ligne ; les maxima locaux entourés en rouge correspondent aux trous de résolution.*

La détection des trous de résolution est la suite logique à cette segmentation des différents réseaux. L'approche employée se base sur une analyse par profil de ligne ainsi que l'illustre la figure B.5 (b). Suivant la description de la structure servant à évaluer la résolution spatiale (section 2.3.2), les trous de résolution apparaissent en hypersignal et sont nécessairement espacés de zones en hyposignal de tailles équivalentes. Le type de profil de ligne correspondant à une telle disposition est formé d'une succession de maxima et de minima locaux. Les trous de résolution en hypersignal correspondent aux maxima locaux et leur espacements correspondent aux minima. Ainsi, détecter les trous de résolution revient à détecter les maxima locaux, ce qui peut se faire en utilisant l'opération mathématique de dérivation. Comme expliqué précédemment, la résolution spatiale restituée par l'appareil est indiquée par la plus petite taille de trou détectable dans les images. Rappelons que ce test était conçu pour être effectué de façon visuelle, ce qui a pu donner à penser à une certaine subjectivité et motiver, entre autres choses, l'automatisation du processus. Une observation similaire pourrait être faite à propos de la détection automatique basée sur la dérivation de profils de ligne. En effet, il est certain que des transitions de faibles amplitudes peuvent échapper à un examen visuel. De même un algorithme grossier est susceptible de restituer toutes sortes de transitions lesquelles ne correspondraient pas forcément à une résolution spatiale perceptible. Par conséquent, un seuil de détection des maximas locaux a été incorporé dans l'algorithme.

La position de coupe

est évaluée suivant la technique des cales décrites au chapitre précédent, dans l'approche de l'ACR. Rappelons que les onze coupes axiales sont positionnées de sorte que la première soit placée à l'intersection de deux cales et la dernière à l'intersection de deux autres cales [figure B.2 (a)]. Dans les images axiales, ces cales apparaissent sous la forme d'une seule structure composée de deux rectangles collés dont les différences de longueur servent à évaluer la précision de position de coupe. Cette structure pouvant être convenablement segmentée (numéro 3 de la figure B.3), il s'agit simplement de mesurer les longueurs des deux rectangles le composant. Pour ce faire, le programme divise la structure extraite (#3) en 4 parties égales, ce qui lui permet de mesurer les longueurs des deux rectangles séparément et en leurs médianes longitudinales (figure B.6). Ces dernières opérations sont aussi appliquées à une structure du même type qui est extraite de la onzième image axiale. Ainsi le calcul de la précision de position de coupe est implémenté pour la première (δPC_1)et la dernière coupe (δPC_{11}).

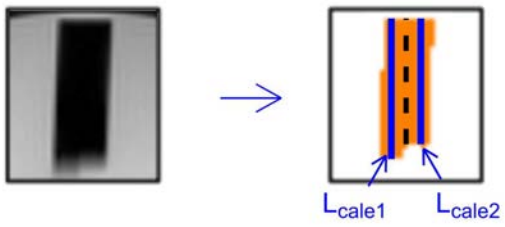


FIGURE *B.6* – *Illustration de la mesure des longueurs des deux rectangles formant la structure de test de position de coupe*

B.3.3 Traitement de l'image #4

Les traitements appliqués à cette image poursuivent le but sélectionner deux ROIs servant à mesurer le rapport contraste-à-bruit (CNR). L'algorithme de traitement réalise une segmentation par détection des contours de l'image et attribuer deux labels différents à la région correspondant pondéré "T_2" et à l'ensemble du fantôme (figure B.7). Cette labelisation fournit donc les coordonnées du centre de gravité de la structure d'intérêt ainsi que ses limites, informations qui peuvent être communiquées à la routine de calcul automatique des ROIs.

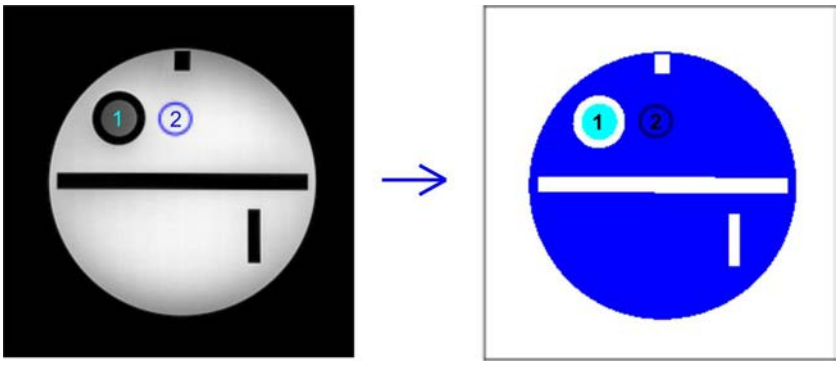


FIGURE *B.7* – *Illustration du positionnement automatique de ROIs pour la mesure du CNR*

B.3.4 Traitement de l'image #7

Les traitements principaux appliqués à cette image portent sur le positionnement automatique de régions de mesure tel que décrit dans la section 2.3.1. Afin de positionner une région centrée servant à mesurer le niveau de signal, l'algorithme proposé calcule le centre de gravité et les coordonnées de la zone produisant du signal. En communiquant ces informations à la routine de calcul des ROIs, il est possible de positionner automatiquement la région de mesure. Pour rappel, la taille de la région de mesure du signal est égale à 80% de la taille de la zone produisant le signal, soit une région contenant 19109 pixels. Quant aux régions de mesure situées dans le fond de l'image, leurs coordonnées sont calculées en utilisant celles de la zone produisant du signal (déterminées après la segmentation) et les coordonnées des bords de l'image totale. La technique de mesure $Bruit_{fond}$ a été implémentée en utilisant des ROIs de 30 pixels de diamètres ce qui équivaut à une région englobant 709 pixels. Par conséquent, $Bruit_{fond^+}$ est calculé à partir de 2836 pixels.

B.3.5 La précision géométrique

Ces traitements sont appliqués à l'ensemble des 11 images acquises afin de mesurer les diamètres ($Diam_{A/P}$ et $Diam_{D/G}$) du fantôme ainsi que sa longueur. Pour la mesure des diamètres, l'algorithme procède par détection des contours des 11 images axiales. Il récupère ensuite les coordonnées des pixels situés sur les médianes des cercles bordant la zone de signal dans chacune des images, en antéro-postérieur et en droite-gauche. Ces coordonnées permettent d'obtenir les diamètres dans les deux directions d'intérêt. En ce qui concerne la longueur du fantôme, les traitements s'appliquent uniquement à l'image sagittale de localisation. De même que pour les diamètres, les opérations commencent par la détection des contours de cette image.