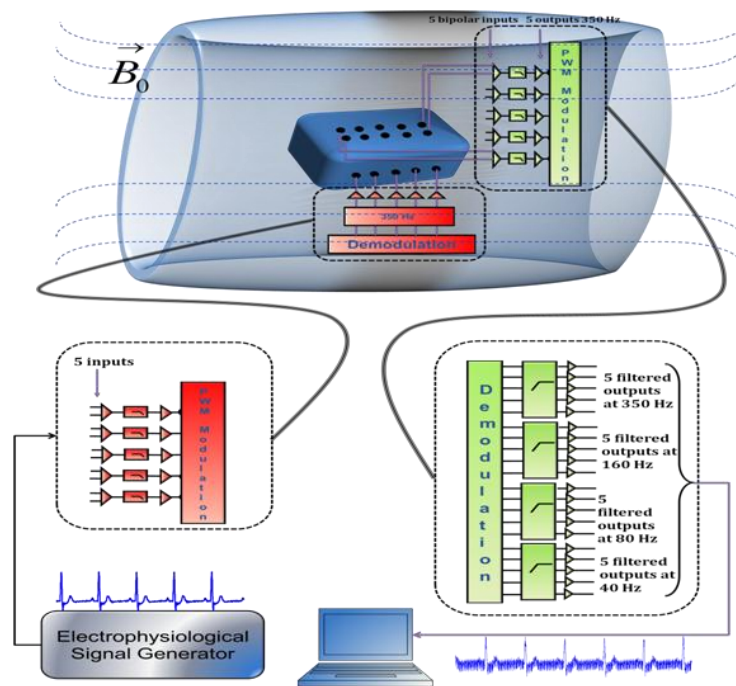


Par Aziz EL TATAR

Caractérisation et modélisation des potentiels induits par les commutations des gradients de champ magnétique sur les signaux électrophysiologiques en IRM

Thèse présentée
 pour l'obtention du grade
 de Docteur de l'UTC



Soutenue le 29 mars 2013
Spécialité : Bio-ingénierie, Biomécanique, Biomatériaux

À ma famille ...

Résumé:

Les développements récents des techniques IRM engendrent des sources de potentiels induits qui « polluent » les signaux électrophysiologiques, utilisés simultanément en IRM pour surveiller le patient et synchroniser les images.

Le système élaboré dans ce travail est composé de deux modules « émetteur-récepteur » IRM-compatibles. Le premier permet d'introduire dans le tunnel d'IRM des signaux EPS dont on connaît les caractéristiques. Les signaux sont injectés dans un tissu conducteur placé dans le tunnel. Le second module permet de recueillir les signaux après leur contamination par les artefacts générés par les séquences d'imagerie. Il comporte 20 canaux répartis en quatre bandes fréquentielles (40, 80, 160 et 350 Hz). Les mesures sont réalisées en environnements 1,5 T et 3 T. Nous pouvons ainsi analyser les modifications des paramètres des signaux selon les séquences, mais aussi à l'intérieur des différentes bandes de fréquences.

Dans ce travail, nous présentons une caractérisation et modélisation des potentiels induits par les commutations de gradients de champ magnétique recueilli par notre dispositif expérimental. La caractérisation et la modélisation permettent d'obtenir des informations pertinentes à prendre en compte pour l'élaboration des algorithmes de filtrage efficaces et robustes.

Mots-clés : Potentiels induits, modélisation et caractérisation des signaux, commutation des gradients de champ magnétique, IRM, étude expérimentale

Title: CHARACTERIZATION AND MODELING OF MAGNETIC FIELD SWITCHED GRADIENT-INDUCED VOLTAGES ON ELECTROPHYSIOLOGICAL SIGNALS IN MRI

Summary:

New developments in MRI techniques create sources of induced voltages that “pollute” the simultaneously acquired electrophysiological signals (EPS), used to monitor patients and/or synchronize images.

We developed a device to allow a deep study of the contamination mechanism, which would assist in elaborating new tools to obtain higher quality EPS. The system consists of three main modules: (i) a signal transmission system composed of an EPS generator and a transmission box, which transmits the EPS to a MR-compatible receiver inside the tunnel, (ii) an electroconductive tissue-mimicking phantom in which the EPS is injected, (iii) a signal collection module composed of a MR compatible amplifier-transmitter that emits, via an optical cable, the collected signal to a receiver box placed outside the MRI room. The receiver box comprises 20 channels distributed into four frequency bands (40, 80, 160, and 350 Hz).

The measurements were performed in 1.5 T and 3 T MRI environments. An algorithm to extract and analyze and model the induced voltages was developed. The modeling algorithm is based on a sinusoidal decomposition of the induced voltages.

This work aimed to assess the disturbance level of the EPS, when using larger bandwidth amplifiers. The characterization and modeling of the induced voltages, which represent the dominant noise, reveal relevant information which can be used to develop robust and efficient noise reduction algorithms.

Keywords: MR switched gradient-induced voltages, signal modeling and characterization, experimental study

UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE DE COMPIÈGNE

ECOLE DOCTORALE

THESE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TECHNOLOGIE DE
COMPIÈGNE

Champ disciplinaire: Bio-ingénierie – Biomécanique – Biomatériaux

Présentée et soutenue par Aziz El-Tatar

Titre : *Caractérisation et modélisation des potentiels induits par les commutations des gradients de champ magnétique sur les signaux électrophysiologiques en IRM*

Thèse dirigée par Odette FOKAPU-BOUQUET

Date de soutenance : 29 Mars 2013

JURY

- Hervé SAINT JALMES, Professeur, Université de Rennes 1
- Jérôme ANTONI, Professeur, INSA de Lyon
- Jacques FELBLINGER, Professeur, Université de Lorraine
- Marie-Christine HO BA THO, Professeur, UTC
- Odette FOKAPU, Maître de conférences HDR, UTC
- Pascal LAUMAIN, Responsable Service Application, Siemens Healthcare

Biomécanique et Bioingénierie UMR CNRS 7338. Centre de Recherche de Royallieu Université de Technologie de Compiègne.
BP 20529 60205 Compiègne cedex - FRANCE

Remerciements

Cette thèse doit beaucoup aux nombreuses personnes qui m'ont encouragé, soutenu et conforté au long de toutes ces années. Qu'elles trouvent dans ce travail l'expression de mes plus sincères remerciements.

Je tiens d'abord à adresser mes remerciements à Madame Odette Fokapu-Bouquet, pour avoir dirigé cette thèse et m'avoir permis de la réaliser dans les meilleures conditions. Je tiens particulièrement à la remercier pour m'avoir donné la liberté d'action à chaque étape de ce travail. J'espère avoir été digne de la confiance qu'elle m'avait accordée et que ce travail est finalement à la hauteur de ses espérances. Quoi qu'il en soit, j'ai beaucoup appris à ses côtés et je suis très honoré de l'avoir eu pour encadrant. Grâce à elle aussi j'ai pu valoriser mes travaux en me mettant en relation avec plusieurs spécialistes de mon domaine de recherche et en m'assurant les meilleures conditions pour tous mes déplacements et mes visites de recherche. Je n'oublie pas enfin son aide précieuse dans la relecture et la correction de ma thèse. Je tiens aussi à souligner ses qualités humaines et le sourire dont elle ne s'est jamais départie. Pour tout cela, un grand merci.

Je remercie Madame Marie-Christine Ho Ba Tho, professeur des universités et chef du laboratoire BMBI pour avoir accepté de participer à mon jury thèse, pour l'intérêt qu'elle a porté à mon travail et pour son attention tout au long de ces trois années ayant ainsi contribué au bon déroulement de cette thèse. Elle a soutenu ce projet dès le départ et m'a encouragé à participer à la vie du laboratoire ce qui m'a permis de me rendre compte du travail quotidien réalisé par le personnel du laboratoire, des conditions de travail et des différents modes d'interaction entre les personnes. En raison de ses efforts et à sa détermination, la réputation du laboratoire lui précède à l'échelle nationale et internationale.

Je remercie les membres du jury pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse. Mes remerciements s'adressent à Monsieur Hervé Saint Jalmes, professeur des universités à laboratoire LTSI à l'université de Rennes, pour sa lecture minutieuse de mon manuscrit et ses remarques précieuses qui m'ont permis d'améliorer la qualité de ce travail.

Je remercie également Monsieur Jérôme Antoni, professeur des universités au laboratoire LVA à l'INSA de Lyon, pour ses conseils et remarques précieuses soulevés pendant la thèse. Monsieur Antoni, «J'ai eu l'honneur de vous avoir pendant ma formation d'ingénieur à l'UTC en tant que responsable de l'UV des applications du traitement du signal. J'ai toujours admiré la qualité de votre cours, et j'ai le plus grand respect pour votre travail de recherche et votre dévouement à l'enseignement de vos connaissances.»

J'adresse tout ma gratitude à Monsieur Jacques Felblinger, professeur des universités et chef du laboratoire IADI au CHU de Nancy, pour m'avoir accueilli très chaleureusement au sein de son laboratoire à Nancy, pour la confiance et l'intérêt qu'il a manifestés, vis-à-vis de ce travail doctoral. Monsieur Felblinger, « Ce travail de thèse n'aurait pas abouti sans votre aide précieuse pour réaliser les manipulations sur la machine IRM 3 T ». Je tiens dans cette occasion de remercier toute l'équipe du laboratoire IADI, et en particulier Monsieur Pierre-André Vuissoz, pour son amabilité, son énergie, son dévouement et tous ses conseils. Les manipulations du samedi matin n'auront pas du tout réussi sans ses interventions. Je remercie vivement Slaviša Jovanović, Freddy Odile, Cédric Pasquier, Z'hor Ramdane-Cherif, Christophe Meyer, Damien Husson, et toutes les personnes qui m'ont aidé pendant mon stage à Nancy. Je remercie toutes ces personnes pour l'ambiance amicale et chaleureuse qui

rayonne de leur laboratoire, et surtout autour des mots fléchés après le déjeuner. Je n'oublie pas de remercier toute l'équipe administrative, Céline Fournier, Jessica Henry, et Pauline Perrot pour leur accueil chaleureux et leur aide.

Je remercie Monsieur Pascal Laumain, responsable Service Application chez Siemens S.A.S HealthCare Imaging & IT, pour avoir accepté de participer au jury de ma thèse. Notre contacte a certes été spontané mais plein de respect, limpidité et sincérité.

Je remercie Madame Catherine Marque, professeur des universités, pour tout son soutien et le sourire qu'elle ne cesse de maintenir dans les meilleurs et les pires moments. « Ce fut un grand honneur de d'avoir pu participer à l'enseignement des UVs dont vous êtes responsable. Je vous remercie pour la confiance que vous m'avez accordée, et j'espère que nos chemins se recroiseront dans le futur et qui sait que nous aurons l'occasion de collaborer ensemble un jour.»

Je remercie Madame Chantal Pérot, professeur émérite et ancien chef de l'école doctorale sciences pour l'ingénieur pour son dévouement envers les doctorants et sa veille à ce qu'ils réalisent leur travail dans les meilleures conditions. Madame Pérot, vous êtes la première personne à avoir soutenu ma candidature à cette thèse et je vous remercie pour la confiance que vous m'avez accordée.

Je remercie Madame Dima Rodriguez (Abi Abdallah), maître de conférences à l'université Paris-Sud, pour m'avoir accueilli au Laboratoire IR4M, et pour son aide technique et logistique.

À ma mère et mon père, je m'incline devant vous avec humilité. Vous m'avez forgé de l'intérieur, ce que je suis aujourd'hui je vous le dois. Merci du fond du cœur de votre soutien moral, votre aide, et de m'avoir poussé quand ça n'allait pas. Papa, Te rendre fier est ma plus belle des récompenses tant ce qui brille dans ton regard laisse transparaître ton amour. Maman chérie, grâce à toi j'ai compris ce que ça voulait dire l'Amour, tu nous le distille à chacune de tes douces petites attentions que tu nous portes. On ne sent jamais perdu quand on a l'amour d'une mère.

À mes frères, Clément et Maxime, vous m'avez comblé de votre amour et ne m'avez épargné aucun soutien. Vous êtes les meilleurs frères qu'un petit frère puisse espérer. Clément, tu as cru en moi plus que moi-même. Je te dois beaucoup tant tu m'as poussé vers l'avant. Maxime, tu es un concentré de gentillesse et de volonté.

À Laëtitia, les mots ne sont pas assez forts pour t'exprimer toute ma gratitude. Merci pour ton soutien et ton amitié. Merci pour les plus beaux moments que nous avons passés ensemble. Merci pour ton sourire charmant qui rayonne tout simplement et tes yeux qui scintillent comme les étoiles du ciel lorsque tu me voyais rentrer au bureau le matin. Merci pour tes coups de fil pour savoir où est-ce que j'en étais le matin et m'interroger sur mon retard. Et merci surtout pour tous ces moments de bonheur à partager autour des repas avec toi et la smala du laboratoire.

Je ne peux également oublier de remercier le laboratoire BMBI dans son ensemble, et en particulier Catherine, Alexandra et Marie Jo, pour leur soutien logistique et matériel qui ne fait jamais défaut pour les doctorants.

Un grand merci particulier à Gwladys, Jean Sébastien, Jérémy Laforêt, Jérémy Terrien, Khalil, Nicolas, Laëtitia Fradet, Fouaz, Sébastien et Quentin pour les excellents moments et repas que nous avons passé ensemble. Merci Gwladys pour le voyage découverte de la Normandie, pour ta générosité et celle de tes parents.

À tous mes amis libanais que j'ai croisés pendant mon séjour à Compiègne et en particulier, depuis février 2007 et en particulier (Sawsan, Samar, Batoul, Dima, Marie-Thérèse, Marie, Sarah, Ahmad, Mashhour, Zaher, Fahed, Raymond, Hassan K., Hassan I., Omar, Saad, Jaafar, et les autres), merci pour votre amitié et votre soutien. Je n'oublierai jamais les excellents repas que vous préparez avec soin et qui font calmer le mal du pays.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 : POSITION DU PROBLEME	4
1.1 INTRODUCTION.....	4
1.2 CONTEXTE ET OBJECTIFS	4
1.3 RAPPELS DES BASES PHYSIQUES ET CONTRAINTES ENVIRONNEMENTALES DE L'IRM.....	5
1.3.1 LES CHAMPS MAGNETIQUES	5
1.3.2 INTERACTIONS IRM – EQUIPEMENTS BIOMEDICAUX.....	8
1.3.3 LE SIGNAL DE RMN	11
1.4 SIGNAUX ELECTROPHYSIOLOGIQUES EN IRM : INTERET ET ENJEUX SCIENTIFIQUES	11
1.4.1 L'ELECTROCARDIOGRAMME (ECG) :	11
1.4.2 L'ELECTROENCEPHALOGRAMME (EEG) :	15
1.4.3 L'ELECTROMYOGRAMME (EMG)	18
1.5 CHOIX METHODOLOGIQUES	23
1.5.1 SYSTEME DE RECUEIL MULTIVOIES DE BANDE DE FREQUENCE ELARGIE	23
1.5.2 CARACTERISATION DES POTENTIELS INDUITS	24
1.5.3 MODELISATION DU POTENTIEL INDUIT	24
1.6 CONCLUSION.....	28
CHAPITRE 2 : BANC EXPERIMENTAL : VALIDATION SUR MACHINE IRM 1,5 T.....	29
2.1 INTRODUCTION.....	29
2.2 DESCRIPTION DU BANC EXPERIMENTAL.....	29
2.2.1 SYSTEME DE TRANSMISSION DE SIGNAUX DANS LE TUNNEL RMN.....	31
2.2.2 MODELE DE TISSU CONDUCTEUR	32
2.2.3 SYSTEME DE RECUEIL : AMPLIFICATEUR AMAGNETIQUE MULTI-BANDE FREQUENTIELLE, MULTICANAUX.....	32
2.2.4 STATION DE TRAITEMENT	33
2.2.5 RECUEIL DES POTENTIELS INDUITS.....	34
2.3 TESTS DE VALIDATION DU BANC EXPERIMENTAL	35
2.3.1 PROTOCOLE EXPERIMENTAL.....	35
2.3.2 TESTS POUR VERIFIER LA NON SATURATION DES AMPLIFICATEURS.....	37
2.3.3 EFFICACITE DU FILTRE ANTI-REPLIEMENT	37
2.3.4 PROCESSUS DE TRANSMISSION ET DE CONTAMINATION	39
2.4 EXEMPLES D'APPLICATION DU BANC : CARACTERISATION DES POTENTIELS INDUITS	40
2.5 DISCUSSION	45
2.6 CONCLUSION.....	47
CHAPITRE 3 : MODELISATION DES POTENTIELS INDUITS	48
3.1 INTRODUCTION.....	48
3.2 LES GRADIENTS : IMPLICATION DANS L'OBTENTION DE L'IMAGE PAR RMN.....	48
3.2.1 GRADIENT DE SELECTION DE COUPE	49
3.2.2 GRADIENT DE CODAGE DE PHASE	50
3.2.3 GRADIENT DE CODAGE DE FREQUENCE OU GRADIENT DE LECTURE	51
3.3 ORIGINE DES POTENTIELS INDUIT EN IRM	53
3.3.1 LES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES	53
3.3.2 PROCESSUS DE CONTAMINATION EN IRM	55

3.3.3	MODELES DE POTENTIEL INDUIT	55
3.4	ALGORITHME ELABORE POUR LA MODELISATION	57
3.4.1	EXTRACTION DES MOTIFS DU POTENTIEL INDUIT RECUEILLI	58
3.4.2	ÉTUDE DE LA STATIONNARITE DES ARTEFACTS.....	61
3.4.3	LE MODELE SINUSOÏDAL DES POTENTIELS.....	63
3.4.4	RESULTATS DE LA MODELISATION	69
3.4.5	VALIDATION DE L'ALGORITHME DE MODELISATION	71
3.5	CONCLUSION.....	72
CHAPITRE 4 : ÉVALUATION SUR L'IRM 3T		73
4.1	INTRODUCTION.....	73
4.2	DESCRIPTION DES ENREGISTREMENTS SOUS 3T	73
4.2.1	CONTAMINATION DES SIGNAUX ELECTROPHYSIOLOGIQUES EN IRM 3T	75
4.2.2	INFLUENCE DE LA RADIOFREQUENCE EN IRM 3T	76
4.2.3	INFLUENCE DE LA DISTANCE INTER-ELECTRODES SUR LES POTENTIELS INDUITS	78
4.3	CARACTERISTIQUES TEMPORELLES ET FREQUENTIELLES DES ARTEFACTS.....	78
4.4	APPLICATION DE LA METHODE DE MODELISATION, EVALUATION	84
4.4.1	ILLUSTRATION POUR 2 SEQUENCES	84
4.4.2	INFLUENCE DE LA POSITION DES ELECTRODES	86
4.4.3	INFLUENCE DU BRUIT RESIDUEL DE L'INDUCTION PAR LA RADIOFREQUENCE	86
4.4.4	EVALUATION DE L'ALGORITHME SUR UNE FORME DE POTENTIEL INDUIT RECUEILLI <i>IN VIVO</i>	87
4.5	DISCUSSION ET CONCLUSION	90
5	CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	92
5.1	SYNTHESE DES TRAVAUX	92
5.2	PERSPECTIVES DE RECHERCHES : L'EMG EN IRM DYNAMIQUE	95
5.2.1	L'INSTRUMENTATION	96
5.2.2	CARACTERISATION ET MODELISATION DES ARTEFACTS	96
ANNEXE – A : LE SIGNAL RMN.		99
ANNEXE – B : LES FORMES DE GRADIENT		102
RÉFÉRENCES		104

Introduction générale

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans un projet initié en 2005 au Laboratoire de BioMécanique et BioIngénierie (BMBI UMR CNRS 7338 – UTC) en partenariat avec le laboratoire d'Imagerie Adaptative Diagnostique et Interventionnelle (IADI INSERM UHP Nancy) et la société Schiller France SAS (Wissembourg). Ce projet a d'abord été financé par l'Agence Nationale de la Recherche (l'ANR) sous le label du Réseau National de Technologie pour la santé (RNTS). Il a ensuite bénéficié du soutien de la Région Picardie depuis 2010.

Les études menées ont pour objectif de favoriser le développement de nouvelles stratégies pour une *observation simultanée* par IRM et par signaux électrophysiologiques des organes explorés. Lors d'examen cliniques, les signaux électrophysiologiques fournissent des informations complémentaires sur l'état physiopathologique du sujet. Les signaux électrocardiographiques (ECG), électroencéphalographiques (EEG), électromyographiques (EMG), qui permettent d'évaluer respectivement, l'activité cardiaque, l'activité cérébrale et l'activité musculaire sont exemples de signaux dont l'utilisation comme outils complémentaires en IRM, implique l'élaboration de nouvelles stratégies. Ces signaux servent non seulement pour le monitoring du sujet, c'est à dire la surveillance des paramètres physiologiques, mais ils entrent dans le processus même d'examen IRM, par exemple, comme source de déclenchement des séquences d'observation, et dans son interprétation par corrélation avec des informations obtenues en IRM fonctionnelle.

Les travaux de la littérature indiquent bien l'intérêt scientifique et clinique qu'il y a à associer des informations déduites de l'IRM de l'organe étudié, et des informations extraites du signal électrophysiologique détecté à la surface de ce même organe. Malheureusement, les contraintes techniques propres à l'IRM engendrent des sources d'artéfacts qui « polluent » les signaux électrophysiologiques recueillis simultanément. Ces artéfacts sont des potentiels induits qui résultent principalement du processus d'interactions entre dispositifs électromagnétiques indispensables à l'obtention des images, et les appareils de recueil de signaux physiologiques. On distingue, les tensions induites par le champ magnétique statique, les boucles conductrices et les sources électromagnétiques présentes dans l'environnement de mesure (mouvements des câbles d'acquisition, commutations des gradients, impulsions radiofréquences).

Il existe des systèmes permettant de réduire convenablement les tensions induites par : les mouvements des câbles d'acquisition, le champ statique, les impulsions radiofréquences. En revanche, il est plus difficile de s'affranchir des tensions induites par les commutations des gradients. En effet, de forte amplitude, cet artéfact se retrouve dans la bande passante des signaux électrophysiologiques. Pour limiter leurs effets, la bande passante des amplificateurs pour le recueil des signaux utilisés en IRM ne dépasse pas 30 Hz; ce qui est bien en dessous des gammes de fréquences standards (0,05 – 100 Hz pour l'ECG, 0,05 – 40 Hz pour l'EEG, et

2 – 500 Hz pour l'EMG). De ce fait, les signaux ECG servent essentiellement au monitoring des sujets et à la synchronisation des images. Les signaux nécessitant une bande de fréquence plus large tel que l'EMG ne peuvent être recueillis convenablement.

Pouvoir disposer d'appareils utilisables aussi bien en monitoring qu'en diagnostic (bande de fréquence élargie), est d'actualité en recherche. Ces enjeux, nécessitent de nouvelles stratégies afin de disposer de signaux de qualité. Une meilleure connaissance du mécanisme de contamination des signaux serait un atout pour l'élaboration des solutions analogiques et numériques.

Les précédentes études menées dans le cadre du projet ont porté sur des algorithmes de traitement du signal ECG en vue de l'amélioration de la qualité du signal de synchronisation en IRM préclinique. La présente étude vise à contribuer à l'amélioration des signaux de bande élargie, en s'attaquant aux sources induites par les commutations des gradients. Il s'agira, pour chaque séquence de base, d'analyser un certain nombre de jeux de paramètres caractéristiques de façon à trouver la signature de cette dernière dans les perturbations qu'elle engendre. Ces caractéristiques permettront ensuite de proposer un modèle mathématique pour les décrire.

Ce mémoire comporte 4 chapitres organisés de la manière suivante :

Dans le premier chapitre nous présentons la problématique et l'objectif global de l'étude. L'intérêt qu'il ya à associer les signaux électrophysiologiques aux images IRM, les difficultés de recueil liés aux contraintes spécifiques à l'IRM, ainsi que et les enjeux scientifiques actuels sur ce sujet font l'objet de la première partie du chapitre. Dans la seconde partie, nous justifions l'approche expérimentale retenue et le choix des outils mathématiques pour une *caractérisation* et une *modélisation* des potentiels induits. Le but d'un modèle mathématique pour décrire les potentiels induits et son utilisation dans un processus d'épuration des signaux électrophysiologiques sont discutés.

Dans le chapitre 2, un *banc instrumenté* sur lequel va s'appuyer l'approche expérimentale préconisée dans ce travail, est décrit. Ce banc développé au laboratoire permet d'étudier *in vitro* la contamination des signaux électrophysiologiques par l'environnement IRM. La conception des éléments, intègre les contraintes spécifiques de l'IRM. Les performances des éléments électroniques dans un contexte IRM de ce dispositif sont présentées dans la première partie du chapitre. Les caractéristiques des potentiels induits sont fonction des paramètres de mesure (type de séquence, intensité du champ magnétique, configuration du système d'électrode). Une étude sur les variabilités temporelles et fréquentielles est présentée dans la deuxième partie du chapitre. Dans la dernière partie, les premiers résultats de la validation du banc en IRM 1,5 T ainsi que les applications pour d'autres types d'investigation d'un tel dispositif sont discutés.

L'algorithme développé pour la modélisation des potentiels induits par les commutations des gradients est présenté dans le chapitre 3. Après un rappel sur l'importance et l'influence des

gradients dans l'obtention des images, nous décrivons le processus de génération des potentiels induits et analysons les quelques rares travaux de la littérature sur ce sujet.

La méthode de modélisation que nous préconisons repose naturellement sur les caractéristiques des potentiels induits enregistrés grâce au banc expérimental ; en particulier l'aspect périodique des ondes observées ; ceci nous a conduits à rechercher un modèle mathématique fondée sur la décomposition en série de Fourier. Ce système de représentation est sous-déterminé puisqu'il est formé d'une équation à $3N$ paramètres ; il se pose alors un problème d'optimisation pour estimer des paramètres du modèle. Pour résoudre le problème, la méthode quasi-Newton associée à l'algorithme *BFGS* est utilisée afin de minimiser une fonction de coût au sens des moindres carrés. Les différentes étapes de cette démarche sont présentées dans la deuxième partie du chapitre.

Une illustration de la procédure et sa validation sur des séquences IRM de base par l'évaluation d'un ensemble de critères sont montrées dans la dernière partie du chapitre.

Les résultats d'une première évaluation de l'étude fait l'objet du chapitre 4. La transportabilité du dispositif expérimental sur tout type de plate forme IRM, permet d'élargir des observations faites sur un imageur 1,5 T, en évaluant les mêmes types de paramètres avec des champs plus élevés. Ainsi, les expérimentations ont pu être convenablement menées au laboratoire IADI à Nancy sur un IRM 3T. Le bon fonctionnement électronique du banc à haut champ, la reproductibilité des mesures, les critères retenus pour la méthode de modélisation sont discutés dans ce chapitre. Nous présentons également une évaluation macroscopique (analyse inter-séquence) et microscopique (analyse intra-séquence) des variabilités des caractéristiques pour mettre en évidence des informations pertinentes. Enfin, une analyse sur les limites de cette approche en termes de précision sur les valeurs des paramètres est discutée.

La conclusion résume la contribution apportée par notre étude, et propose des perspectives à la poursuite de ce travail.

Chapitre 1 : Position du problème

1.1 Introduction

Nous présentons dans ce premier chapitre la problématique globale que pose l'utilisation des signaux électrophysiologiques en environnement IRM. Dans la première partie, nous présentons les objectifs généraux de l'étude, ainsi que l'intérêt des signaux électrophysiologiques en IRM clinique et préclinique. Des notions sur les bases physiques de l'IRM, ainsi que les contraintes de mesure associées sont rappelées.

La seconde partie présente la démarche méthodologique. La particularité de l'approche présentée dans ce travail, concerne le point de départ de l'étude, à savoir la complexité des perturbations des signaux enregistrés. Ceux-ci sont composites, et nécessitent pour l'étude, un système de recueil spécifique d'une part, et d'autre part l'élaboration d'une méthode de décomposition. Dans cette partie nous justifions le choix des différents modules, qui assemblés, permettent, en recourant à des techniques d'analyse temporelle, d'analyse fréquentielle, d'estimation de paramètres, d'optimisation de processus, une *caractérisation* et une *modélisation* des potentiels induits ; une des sources des perturbations.

1.2 Contexte et objectifs

Le présent projet a pour objectif global de favoriser le développement de nouvelles stratégies pour une *observation simultanée* par IRM et par les signaux électrophysiologiques des organes explorés. Les travaux de la littérature indiquent bien l'intérêt scientifique et clinique qu'il y a à associer des informations déduites de l'IRM de l'organe étudié, et des informations extraites du signal électrophysiologique détecté à la surface de ce même organe. Malheureusement, les contraintes techniques propres à l'IRM engendrent des sources d'artéfacts qui « polluent » les signaux électrophysiologiques (ECG, EEG, EMG...) recueillis simultanément.

En milieu clinique, ces signaux servent non seulement pour le monitoring du sujet, c'est à dire la surveillance des paramètres physiologiques (cardiaques, respiratoires, thermique...), mais ils entrent dans le processus même d'examen RMN, par exemple, comme source de déclenchement des séquences d'observation. En recherche, des études sont menées pour pouvoir les fusionner avec des informations obtenues en IRM fonctionnelle.

Les artéfacts résultent principalement du processus d'interactions entre les dispositifs électromagnétiques indispensables à l'obtention des images et les appareils de recueil de signaux électrophysiologiques. Le signal $S(t)$ recueilli par les électrodes de mesure, peut être alors décrit comme la superposition de cinq principales sources de potentiels [1] :

$$S(t) = S_E(t) + S_{B_0}(t) + S_{mov}(t) + S_{MR}(t) + S_{RF}(t) \quad (1.1)$$

$S_E t$ représente le potentiel électrophysiologique utile, $S_{B_0} t$ le potentiel induit par le champ magnétique statique \mathbf{B}_0 , $S_{mov} t$ une source de bruit provoqué par les mouvements du patient, $S_{MR} t$ les tensions induites dans les boucles conductrices par les variations temporelles des gradients du champ magnétique lors des séquences d'images et $S_{RF} t$ les tensions induites dans les boucles et les câbles par les impulsions radiofréquences.

Il existe des systèmes permettant de réduire convenablement les composantes $S_{B_0} t$ [2], $S_{mov} t$ [3], [4], $S_{RF} t$ [5], [6]. En revanche, il est plus difficile de s'affranchir de la composante $S_{MR} t$ [5], [7], [8], [9]. En effet, de forte amplitude, cette composante se retrouve dans la bande passante des signaux électrophysiologiques. Pour limiter leurs effets, la bande passante des amplificateurs utilisés en IRM ne dépasse pas 30 Hz. De ce fait, les signaux ECG servent essentiellement au monitoring des sujets et à la synchronisation des images. Les signaux nécessitant une bande de fréquence plus large tel que l'EMG ne peuvent être recueillis convenablement.

Pouvoir disposer d'appareils ECG utilisables aussi bien en monitoring qu'en diagnostic (bande de fréquence élargie), est d'actualité en recherche. Associer des informations déduites de l'IRM du muscle étudié, et des informations extraites du signal EMG détecté simultanément à la surface de ce même muscle représente un enjeu scientifique important.

Ces enjeux, imposent l'élargissement de la bande passante des amplificateurs et nécessitent de ce fait, de nouvelles stratégies afin de disposer de signaux de qualité. Une meilleure connaissance du mécanisme de contamination des signaux serait donc un atout pour l'élaboration des solutions analogiques et numériques.

L'étude de la composante $S_{MR} t$ fait l'objet de ce travail. Il s'agira, pour chaque séquence de base, d'analyser un certain nombre de jeux de paramètres caractéristiques de façon à trouver la signature de cette dernière dans les perturbations qu'elle engendre. Ces caractéristiques permettront ensuite de proposer un modèle mathématique pour la décrire.

1.3 Rappels des bases physiques et contraintes environnementales de l'IRM

1.3.1 Les champs magnétiques

Les bases physiques de la résonance magnétique nucléaire appliquée à l'imagerie impliquent la présence simultanée d'un champ magnétique statique, d'un champ électromagnétique haute fréquence et de gradients magnétiques linéaires commutés.

– *Le champ magnétique statique*

La gamme des IRM de routine corps entier présente des champs magnétiques de différentes intensités. Les aimants supraconducteurs (1 à 3 T) produisent en général un champ horizontal

dans le volume utile du tunnel. La présence du champ magnétique est permanente, il n'est rompu qu'en cas d'urgence.

Tous ces aimants produisent dans leur volume utile un champ stable et homogène et un champ de fuite à décroissance plus ou moins rapide sur quelques mètres à l'extérieur de l'aimant. Les effets bien connus d'un tel champ magnétique statique sur un objet ferromagnétique sont : la saturation, la force d'attraction et le couple de torsion. Ces effets sont dépendants de la masse et de la forme de l'objet d'une part, et, d'autre part, de l'intensité et de l'inhomogénéité du champ magnétique. A l'extérieur du volume utile, le champ décroît avec la distance et présente une inhomogénéité maximale autour de l'entrée du tunnel (ou sur les bords de l'entrefer dans le cas d'un champ vertical). Le couple d'alignement décroît mais est toujours présent, tandis que la force d'attraction dirigée vers l'intérieur du tunnel est maximale.

On comprend mieux que la présence de ce champ magnétique puisse influencer et même empêcher le fonctionnement de dispositifs tels que les moteurs électriques, relais, écrans cathodiques, etc. Pour réduire l'impact du champ de fuite, les fabricants d'aimants proposent depuis quelques années des aimants plus courts et à blindage magnétique actif qui réduit l'extension spatiale du champ grâce à un contrechamp produit par une bobine concentrique supraconductrice autour de la bobine principale. Le tunnel court présente également l'intérêt de diminuer la claustrophobie pour les patients.

— *Le champ électromagnétique à haute fréquence*

En dehors du champ magnétique statique, l'imagerie par résonance magnétique nécessite l'application d'un champ électromagnétique d'intensité d'environ 0,05 à 0,4 Gauss (5 à 400 μ T) à la fréquence de résonance de l'objet à imager. Cette fréquence, appelée fréquence de Larmor, est environ proportionnelle au champ magnétique (42,58 MHz/T pour l'hydrogène ^1H). La puissance nécessaire à l'émetteur haute fréquence pour créer les conditions de résonance magnétique est environ proportionnelle au carré de la fréquence (donc du champ statique). Ainsi, là où 2 à 3 kW sont suffisants à 0,5 T, 8 à 10 kW sont nécessaires à 1 T et 20 kW (ou plus) à 1,5 T. L'énergie haute fréquence est transmise dans le volume utile par un dispositif cylindrique fixe, centré au cœur de l'aimant derrière l'habillage du tunnel et appelé antenne d'excitation. Le signal RMN délivré en réponse aux impulsions d'excitation par les tissus explorés est une radiofréquence de très faible amplitude et est recueilli par des antennes de réception amovibles adaptées à chaque région à explorer et centrées avec le patient dans l'antenne d'excitation. Du fait de la grande puissance nécessaire à l'émission et de l'extrême petitesse du signal recueilli, il est absolument nécessaire de protéger par une cage de Faraday le local de l'aimant afin de le blinder contre toute nuisance électrique et électromagnétique. Cette protection est nécessaire dans les deux sens :

- de l'intérieur vers l'extérieur pour éviter de perturber les équipements électroniques aux alentours car une partie de l'énergie haute fréquence s'échappe par les ouvertures avant et arrière du tunnel ;
- de l'extérieur vers l'intérieur pour éviter que le signal RMN ne soit pollué par le bruit électromagnétique produit par tous les équipements extérieurs (même lointains, comme tous les émetteurs de moyenne fréquence par exemple).

– Les gradients de champ magnétique commutés

Afin de pouvoir localiser dans l'espace tridimensionnel la provenance des différents signaux de résonance magnétique recueillis par l'antenne de réception pour en calculer une image, il est nécessaire de coder cet espace selon trois axes X, Y et Z. Cela est réalisé grâce à trois champs magnétiques à variation linéaire selon chaque direction et mis en place à des moments précis et pendant des durées adéquates au cours des séquences d'acquisition. Ces champs superposés au champ principal, appelés gradients, sont produits par un système de trois bobines intégrées dans un cylindre concentrique au tunnel fixé entre la face interne de l'aimant et l'antenne d'excitation. Ces gradients ont, à côté de l'effet de codage recherché, les effets indésirables suivants :

- le bruit acoustique [10] extrêmement gênant pour le patient et le personnel à l'intérieur du local de l'aimant; l'utilisation de boules de coton ou de casques spéciaux (compatibles IRM) s'est généralisée; ce bruit est dû principalement à la commutation rapide des bobines électriques générant les gradients de champ magnétique nécessaires à une acquisition multidimensionnelle de l'image ;
- une auto-excitation nerveuse [11], [12] peut être atteinte chez le patient (picotements...) pour des valeurs particulières de gradients de champ magnétique et de temps de commutation (uniquement sur les systèmes IRM de recherche, à très haut champ, supérieur ou égal à 3 T);
- ces gradients orientés dans les différents axes de l'espace représentent des variations de flux magnétique qui produisent des tensions induites dans tout dispositif conducteur présent dans le volume utile, comme par exemple les électrodes utilisées pour le recueil des signaux électrophysiologiques et leur liaison avec les moniteurs de surveillance (loi de l'induction) [13], [14], [15], [16] .

Ces parasitages vont directement dépendre des caractéristiques dynamiques et d'intensité de ces gradients. Les systèmes de gradients sont très variés dans le parc d'imageurs par résonance magnétique de routine actuel : les intensités maximales des gradients varient de 30 à 60 mT/m pour les machines IRM dans des machines 1,5 T – 3 T.

1.3.2 Interactions IRM – équipements biomédicaux

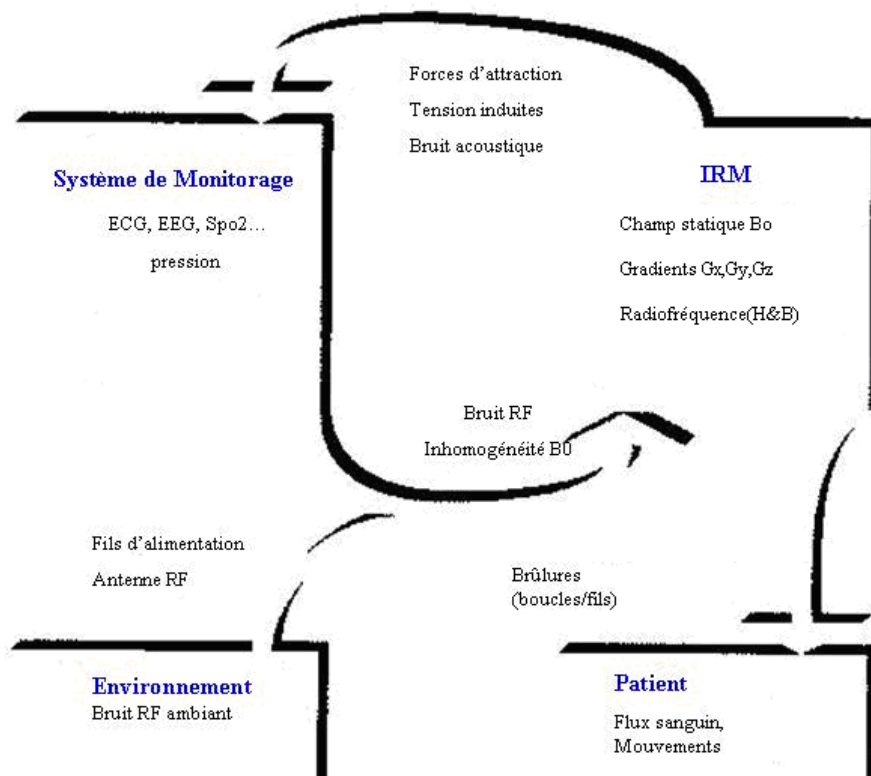


Figure 1. 1: Interactions en environnement IRM

a) Interactions dues au champ magnétique statique

Au niveau des appareils biomédicaux, il faut proscrire les matériaux ferromagnétiques tels que le fer (Fe), le nickel (Ni), le cobalt (Co), et les alliages d'acier. Concernant les capteurs placés sur le patient, il faut rappeler qu'au centre du tunnel aucune matière ferromagnétique n'est tolérée. En effet, l'homogénéité du champ principal, si difficilement obtenue, serait directement dégradée, ne serait-ce que très localement, produisant une distorsion géométrique de l'image plus ou moins importante mais toujours inacceptable. Les ions présents dans le sang humain subissent dans le champ magnétique, à l'intérieur du tunnel, des forces de séparation entre les ions positifs et négatifs (effet Hall) générant sur le tracé ECG ou EEG des tensions électriques induites qui modifient la forme du signal. Cet effet est d'autant plus marqué que le champ magnétique est intense [17] (10 mV sous 7T [18]).

b) L'interaction due au champ Electromagnétique haute fréquence

La présence du champ électromagnétique haute fréquence de forte intensité est à l'origine d'interactions complexes basées sur la physique de l'électromagnétisme (induction, propagation, couplages capacitifs, couplages inductifs, dissipation de l'énergie par effet Joule, etc.). Ces interactions sont à l'origine des principaux inconvénients suivants :

- sur des équipements de mesure tels les appareils dédiés au recueil de signaux électrophysiologiques puisque des tensions électromagnétiques induites peuvent provoquer des mesures erronées [19], rendre les mesures impossibles par saturation des préamplificateurs [9], [20] ou, dans les cas extrêmes, provoquer la destruction de ces derniers[21];
- sur le patient par des capteurs de type électrique comme pour l’ECG [13], l’EEG [15] ou la SpO₂ [16]: induction de courants de haute fréquence par l’antenne d’excitation dans les liaisons électriques vers l’appareil, provoquant l’échauffement des tissus sous-jacents aux capteurs pouvant aller jusqu’à des brûlures du troisième degré. Des boucles dans les câbles (Figure 1. 2) de liaison aggravent considérablement la situation. La constitution aléatoire d’un circuit résonant (c’est-à-dire accordé sur la fréquence de l’imageur) par la réunion d’une self et d’une capacité parasite adéquate peut concentrer localement une énergie haute fréquence encore plus importante et accroître de ce fait les risques de brûlure ;

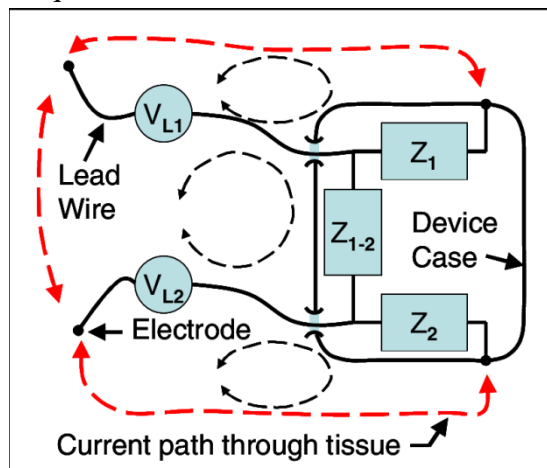


Figure 1. 2 : Représentation de toutes les boucles possibles pour les courants induits par la commutation des gradients dans un pacemaker cardiaque avec des électrodes unipolaires [14]

sur l’IRM elle-même, par parasitage de l’image dû à l’interaction sur les antennes de réception de l’énergie électromagnétique rayonnée par tout équipement électronique présent dans le local de l’aimant[22] (moniteur, ventilateur d’anesthésie, injecteur de produit de contraste, etc.) ou introduit dans le tunnel de l’aimant par conduction des câbles de liaison vers les capteurs de type électrique.

Les appareils biomédicaux comportent de nombreux éléments d’électronique numérique. Ces circuits produisent d’importantes interférences électromagnétiques dans toute la bande de fréquences de fonctionnement des IRM (42,58 MHz/T). Un équipement électronique devant fonctionner à l’intérieur du local IRM, doit être impérativement intégré dans un boîtier de type Faraday, pour empêcher l’interférence de la radiofréquence avec le circuit électronique. Une technologie de pointe en protection haute fréquence doit être mise en œuvre: boîtier hautement conducteur pour une atténuation haute fréquence supérieure à 100 dB, joints spéciaux conducteurs au niveau des éléments amovibles ou mobiles, filtres passe-bas de haute

performance pour toutes les connexions vers l'extérieur, passage de type guide d'onde pour les axes entre les touches ou boutons de commande en face avant et les circuits électriques à l'intérieur [23].

Les solutions techniques pour annuler sinon réduire les interactions électromagnétiques et les risques de brûlure du patient présentent des difficultés variables selon les paramètres. Il est nécessaire de pallier les deux risques suivants :

- transmission, par effet d'antenne de couplage au cœur de l'imageur, du bruit de fond résiduel à haute fréquence pénétrant la cage de Faraday du local.
- concentration au niveau des capteurs (électrodes, pince SpO₂) d'une énergie haute fréquence, captée par couplage entre les liaisons électriques vers le moniteur et l'antenne d'excitation, d'intensité suffisante pour provoquer des brûlures.

c) Interactions dues aux gradients

Les signaux électrophysiologiques interagissent avec les gradients. Cette interaction subie par le dispositif de recueil est très importante et particulièrement difficile à réduire, sinon à éliminer. Elle se traduit par des signaux parasites (artéfacts) superposés aux signaux pendant la séquence IRM en cours (dont nous pouvons constater le déclenchement par la présence du bruit acoustique caractéristique de l'IRM en fonctionnement et causé par ces mêmes gradients). Sans mesure corrective particulière, les signaux sont entièrement noyés dans les parasites directement induits dans le système patient-électrodes-câble par des variations impulsionnelles de flux magnétique causées par les gradients dans les directions X, Y et Z.

Ces tensions induites, plus généralement désignées par le terme « *potentiels induits* » au niveau des électrodes et au rythme des impulsions des gradients, peuvent parasiter les signaux électrophysiologiques. C'est le cas par exemple des ondes QRS de l'ECG, où ce parasitage peut rendre très problématique sinon impossible le monitoring du rythme cardiaque pendant les acquisitions [1].

Pour réduire le parasitage lié aux gradients, on met en œuvre toutes les solutions susceptibles d'augmenter le signal rapport sur bruit. Ainsi, pour obtenir le meilleur rapport signal sur bruit (S/R) possible, on utilise les méthodes classiques : choix du bon emplacement des électrodes, pas de boucles au niveau des cibles (les plus courts possibles), en liant ces derniers par gainage ou entrelacement [20], [24].

Au niveau du moniteur, la diminution des parasites peut être obtenue par la mise en place de filtres électroniques spécifiques réduisant la bande passante du signal [25].

La nouvelle génération d'appareils d'IRM haut champ, (gradients de plus en plus élevés, temps de montée des gradients de plus en plus courts), implique parallèlement des niveaux de contamination par les potentiels induits plus élevés; ce qui intensifie la recherche de solutions pour améliorer la qualité des signaux électrophysiologiques recueillis pendant l'examen IRM. Ce sont justement ces tensions induites qui seront au cœur de ce travail.

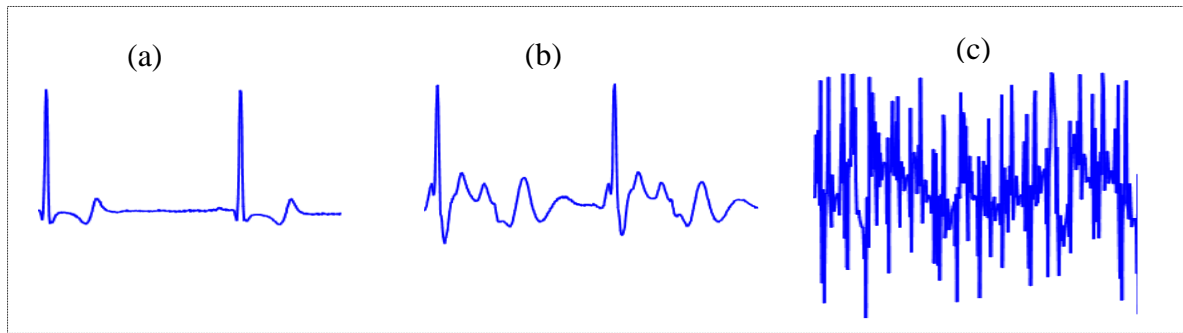


Figure 1. 3: Exemple de perturbation de l'ECG par l'environnement IRM
 (a) hors champ, (b) effet du champ statique, (c) effet des gradients commutés. Ces signaux ont été enregistrés au laboratoire IADI par l'équipe du professeur Jacques Felblinger- CHU de Brabois Vandoeuvre-Les-Nancy

1.3.3 Le signal de RMN

Lors d'un examen IRM, le patient est soumis à un champ magnétique qui, agissant sur les moments magnétiques des noyaux d'hydrogène, crée ainsi une aimantation orientée dans le sens du champ. Cette aimantation est mise en évidence par une technique de résonance conduisant à un signal dont la durée, de quelques dizaines ou centaines de millisecondes, peut être mise à profit notamment en introduisant un codage selon les trois directions de l'espace, codage qu'il convient de modifier à chaque nouvelle séquence d'observation. Le principe d'obtention du signal RMN est résumé et donné en annexe A.

1.4 Signaux électrophysiologiques en IRM : intérêt et enjeux scientifiques

Le signal ECG est largement utilisé pour enregistrer simultanément l'activité cardiaque lors d'un examen IRM; l'utilisation du signal EEG est en nette progression lors de l'IRMf, le signal EMG est encore du domaine de la recherche, faute de dispositif de recueil adapté.

1.4.1 L'électrocardiogramme (ECG) :

a) L'activité électrique du cœur

Chaque cellule du cœur peut être représentée comme un dipôle électrique qui change de direction tout au long du cycle cardiaque. Le champ électrique du cœur peut être considéré comme étant le champ d'un unique dipôle constitué par la somme de ces dipôles individuels. Durant un battement cardiaque ce vecteur décrit un ensemble de boucles tridimensionnelles. L'électrocardiogramme permet l'enregistrement de cette activité électrique moyennant des électrodes cutanées placées selon des dérivations bien définies. Le signal recueilli n'est autre qu'une projection de l'axe électrique du cœur selon la direction de la dérivation choisie.

b) Le signal ECG

Pour chaque battement cardiaque, l'ECG enregistre 3 ondes principales successives (P, QRS, et T) qui résultent de la superposition des potentiels d'actions cardiaques à partir de la

génération au niveau du nœud sinusal et jusqu'à l'apex. Pour un cœur normal on retrouve un signal ayant la forme tracée dans la figure 1.4.

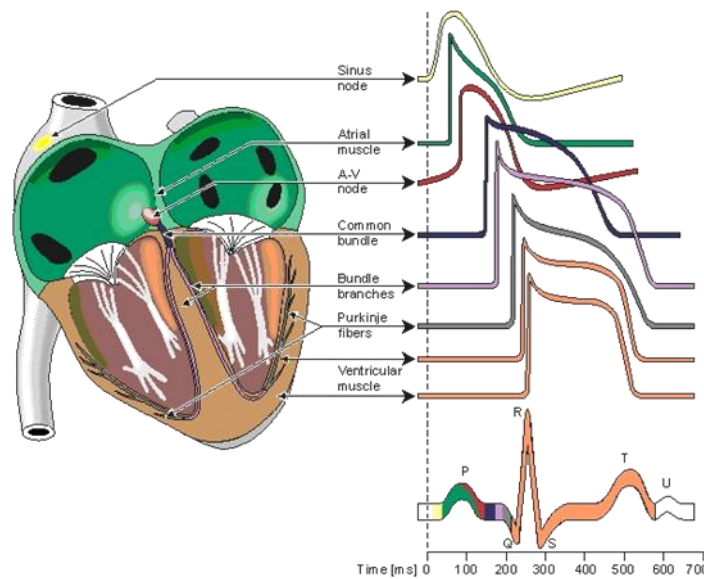


Figure 1. 4 : Composition du signal ECG [27]

L'onde P représente la dépolarisation (contraction) auriculaire. Sa durée est de l'ordre de 90 ms. C'est une onde positive dont l'amplitude est normalement inférieure ou égale à 0,2 mV. Le complexe QRS correspond à la dépolarisation ventriculaire précédant l'effet mécanique de la contraction. Sa durée normale est comprise entre 85 et 95 ms et son amplitude est de l'ordre de 1 mV. L'onde T correspond à la repolarisation des ventricules. L'onde T normale a une amplitude variable mais toujours plus faible que le complexe QRS (0,5 mV). L'onde U est une onde positive de faible amplitude, inconstante, qui suit l'onde T. Sa signification est discutée. L'intervalle PR mesure la durée entre le début de l'onde P et le début de l'onde R. Sa durée est comprise entre 120 et 180 ms. L'étude spectrale de l'ECG [26] montre que les ondes P et T sont de basses fréquences (<10 Hz) alors que le complexe QRS est essentiellement compris entre 3 et 17 Hz.

Pour restituer la totalité de l'information, l'enregistrement du signal ECG utilise des amplificateurs dont la bande passante est de 100 Hz pour le diagnostic et limitée à 30 Hz pour le monitoring. En environnement IRM, cette bande est réduite à 20 Hz afin d'éviter une forte contamination par les potentiels induits.

c) Intérêts de l'ECG en IRM

Le Monitoring

Le Monitoring consiste à surveiller continuellement les signaux vitaux du patient pour connaître les paramètres physiologiques et éviter les événements indésirables.

Pour la surveillance des patients, notamment les prématurés, les enfants sous sédatifs, les patients sous anesthésie subissant un examen en IRM, l'ECG est l'un des signaux continuellement enregistré. L'obtention d'un ECG sans artéfact est donc essentielle dans le cas de ces patients critiques. Ce signal montre de façon évidente les problèmes de l'arythmie et les épisodes ischémiques. La limitation de la bande passante des amplificateurs à 20 Hz permet actuellement ce type d'opération, moyennant une bonne maîtrise de la procédure par l'opérateur. Il faut également noter que pour certaines séquences d'IRM très élaborées, l'ECG enregistré peut être inutilisable malgré la limitation de la bande passante (*Figure 1. 5*). Par ailleurs les avancées technologiques de l'IRM (gradient très fort, temps de montée très court) ne sont pas sans conséquence sur la qualité des signaux même à très basse fréquence.

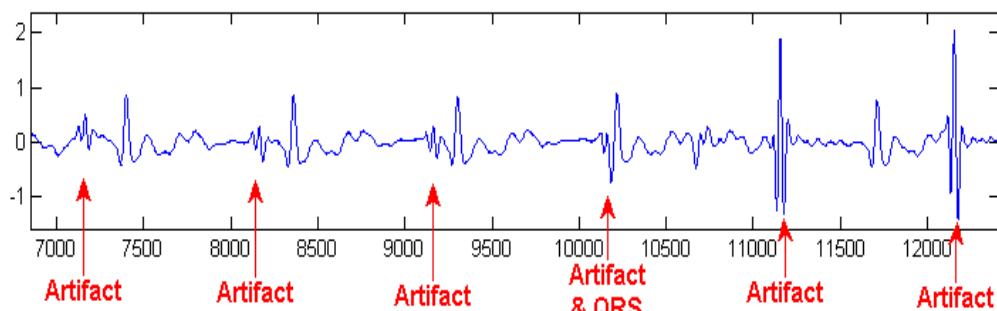


Figure 1. 5 : Artéfacts de commutation de gradient, séquence de diffusion (Extrait des expériences réalisées par Felblinger et al. au laboratoire IADI, CHU Nancy). Un algorithme de filtrage sophistiqué est nécessaire dans ce cas de figure pour extraire correctement les complexes QRS. L'échelle des amplitudes est en mV.[27]

Le gating cardiaque

Cette technique consiste à synchroniser la séquence d'acquisition sur le rythme cardiaque. Elle s'impose au cours d'examens d'imagerie cardiaque car elle permet de réduire les artéfacts de mouvement qui peuvent déformer l'image anatomique réelle ou simuler un processus pathologique.

L'ECG joue le rôle de trigger pour l'envoi de l'impulsion RF d'excitation, et l'acquisition d'une ligne de pas de codage de phase d'une séquence IRM. Le temps de répétition (TR) effectif est alors l'intervalle R-R entre deux ondes R successives. Un bon « gating », repose sur la récupération d'un signal ECG propre. Là aussi, générer un signal de synchronisation de qualité n'est pas assez simple en environnement IRM. Les contraintes techniques de l'IRM engendrent des niveaux d'artéfacts relativement importants qui se superposent aux signaux ECG enregistrés simultanément. Il existe donc un ensemble de règles à respecter afin de pouvoir recueillir le signal ECG le plus propre possible sans dégrader la qualité de l'image. La Figure 1. 6 montre un exemple de l'efficacité de la synchronisation. L'image synchronisée (carré rouge à droite) montre que le trigger assure une meilleure résolution spatiale avec une réduction significative des artéfacts liés aux mouvements sur l'image.

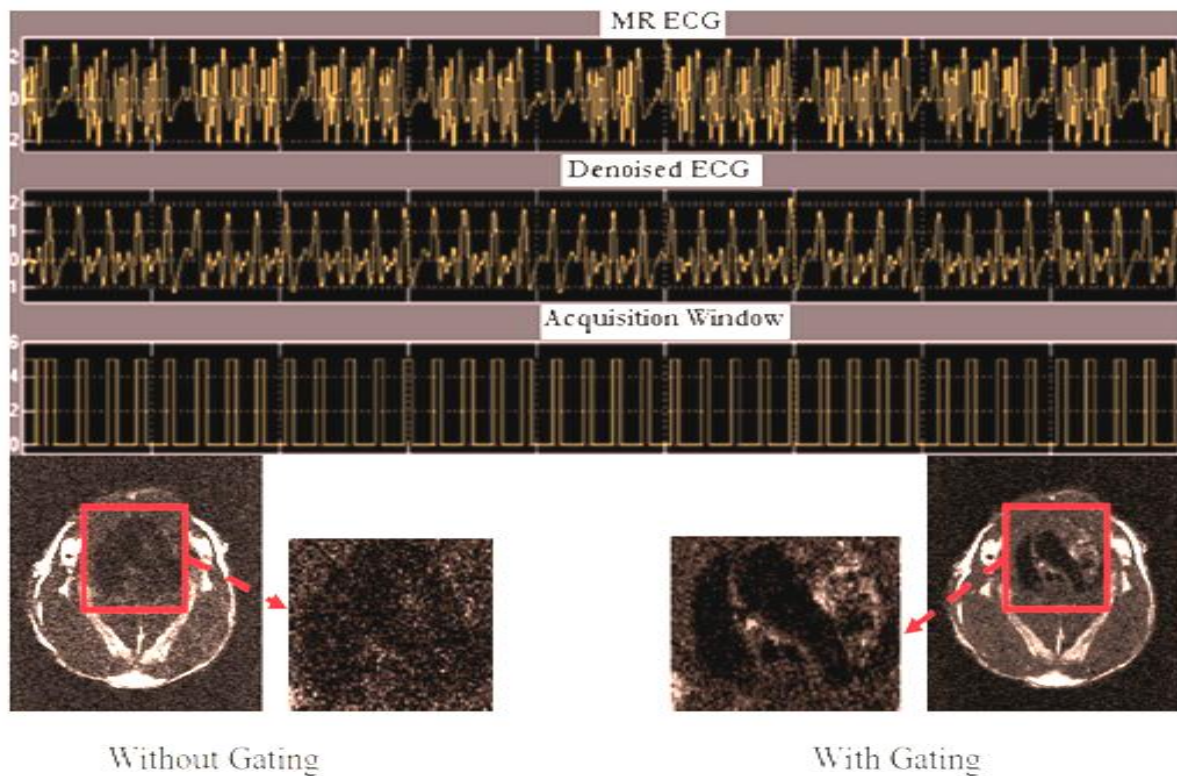


Figure 1. 6 : Synchronisation cardiaque en temps réel pendant une séquence écho de spin multi-coupes. A gauche, coupe transversale de l'aorte d'une souris, sans synchronisation. A droite, coupe transversale de l'aorte de la même souris avec synchronisation [28].

L'ECG en IRM interventionnelle

L'imagerie interventionnelle est une discipline médicale récente où les médecins, souvent des radiologues spécialisés, réalisent des interventions chirurgicales sous contrôle d'imagerie temps réel. Le suivi en temps-réel des mouvements physiologiques du patient est encore plus important dans ce type d'intervention et le recueil du signal ECG en particulier demande de nouvelles stratégies. Les appareils d'IRM, les mieux adaptés à ce type d'intervention ont la particularité d'avoir un tunnel large et court avec une très bonne résolution d'image. Ils ouvrent de ce fait, la voie à de nouvelles techniques interventionnelles et au développement des technologies associées. En revanche, il faudrait tenir compte du champ magnétique très élevé incompatible avec les équipements médicaux.

Combiner les informations déduites de l'ECG aux images recueillies simultanément lors de l'IRM interventionnelle dans un but d'améliorer le diagnostic est d'actualité en recherche [6]. Ce type d'investigation impose une bande de fréquence élargie à 100 Hz, donc de nouvelles stratégies pour réduire le niveau des perturbations nettement plus prononcées dans ce cas.

1.4.2 L'électroencéphalogramme (EEG) :

a) Activité électrique de cerveau

L'électroencéphalographie est la mesure neurophysiologique de l'activité électrique du cerveau par l'enregistrement des électrodes placées sur le cuir chevelu ou dans le cortex cérébral. Les tracés résultants représentent un signal électrique d'un grand nombre de neurones. On distingue quatre rythmes simples : alpha, bêta, delta, et thêta. Ces rythmes sont identifiés par la fréquence et l'amplitude (*Tableau 1. 1*).

Rythme	Fréquence typique (Hz)	Amplitude typique (μV)
Alpha	8 – 13	20 – 200
Bêta	13 – 30	5 – 20
Delta	1 – 5	20 – 200
Thêta	4 – 8	10

Tableau 1. 1 : Fréquences et amplitudes typiques des ondes de l'EEG

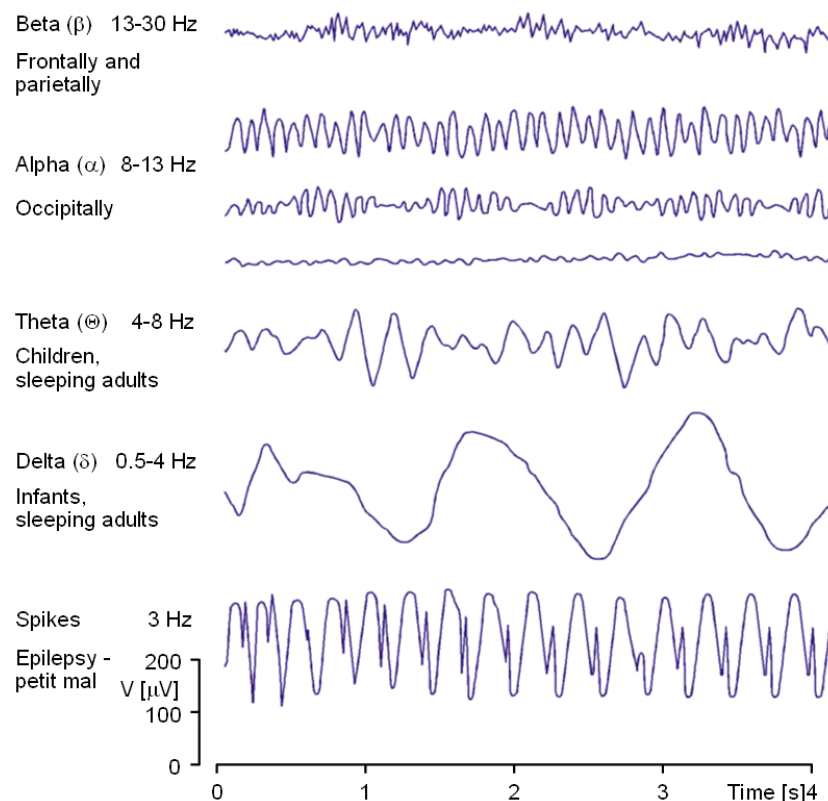


Figure 1. 7 : Les ondes du signal EEG [29]

Delta : associé aux encéphalopathies très jeunes et aux lésions fondamentales.

Thêta : associé à la somnolence, à l'enfance, à l'adolescence et au jeune âge adulte.

Alpha : caractéristique d'un état détendu et alerte de conscience.

Rythme sensorimoteur (SMR) : liée au calme et à la présence physique de corps.

b) Intérêt de l'EEG en IRM

L'IRM fonctionnelle

L'IRM fonctionnelle (*IRMf*) apparue dans les années 90, est basée sur les changements locaux de perfusion sanguine, concomitante à une activité cérébrale. Cette activité peut être volontaire déterminée par une tâche effectuée dans le cadre d'un paradigme expérimental ou involontaire, lors par exemple de la survenue d'un événement épileptique. Cette technique permet de localiser les aires fonctionnelles spécifiques comme les aires sensori-motrices, visuelles ou du langage, et de détecter le(s) foyer(s) épileptique(s) par acquisition synchronisée à l'EEG[30], [31].

L'IRM fonctionnelle couplée à l'EEG (*IRMf/EEG*) est la technique la plus récente pour cartographier les réseaux épileptiques chez le patient. Elle consiste en l'acquisition d'images IRM fonctionnelles (de type EPI) et de l'activité électrique cérébrale à l'aide d'électrodes de scalp, compatibles IRM, durant des sessions de l'ordre de 30 minutes.

L'IRMf est alors utilisée pour localiser des régions cérébrales dont l'activité métabolique et vasculaire corrèle avec l'apparition de pointes intercritiques et/ou de crises non convulsives sur l'EEG. L'IRMf présente l'avantage d'une bonne résolution spatiale.

En particulier, l'IRMf/EEG est unique pour l'investigation non-invasive des structures profondes, fondamentales en épilepsie. Une illustration est montrée en *Figure 1. 8*.

Les limitations expérimentales de l'IRMf/EEG sont principalement les nombreux artefacts, dus principalement aux commutations de gradients de champ magnétique et à l'activité cardiaque. Là encore, les potentiels induits doivent être éliminés pour permettre une fusion des informations.

Localisation des sources d'activité cérébrale par fusion d'informations multimodales

La neuroimagerie, parce qu'elle donne accès – de manière non invasive – à la localisation et à la dynamique des sources d'activité cérébrale (*Figure 1. 9*), est aujourd'hui un des outils majeurs d'investigation des processus cognitifs. L'IRM d'une part, et EEG d'autre part, sont deux méthodes de prédilection très complémentaires, explorant chacune une échelle spécifique d'organisation spatiale et temporelle de l'activation cérébrale. La fusion d'informations issues de l'IRMf et de l'EEG consiste à exploiter la complémentarité de ces deux modalités d'imagerie dans le but de caractériser au mieux les réseaux de populations de neurones impliqués dans un traitement d'information cérébral. Le couplage EEG et de l'IRMf apparaît comme un outil non invasif prometteur pour localiser les zones dont les caractéristiques hémodynamiques sont corrélés à l'activité enregistrée par l'EEG [30]. Pour la résolution la résolution du problème inverse de l'EEG [32], l'obtention d'un EEG de qualité s'avère nécessaire.

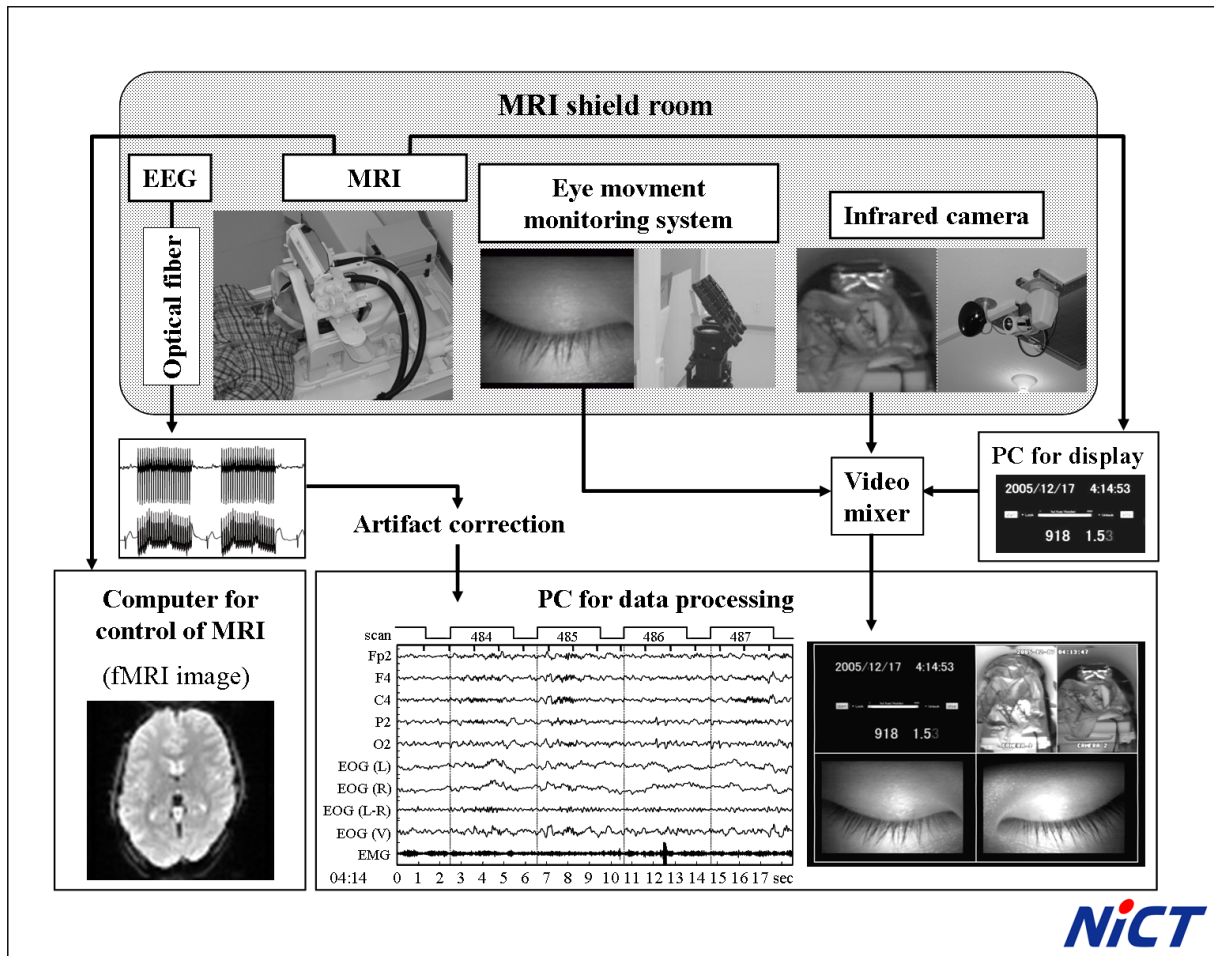


Figure 1. 8 : Enregistrement de l'EEG pendant l'IRMf pendant un mouvement oculaire rapide capté par un système de caméras [33]

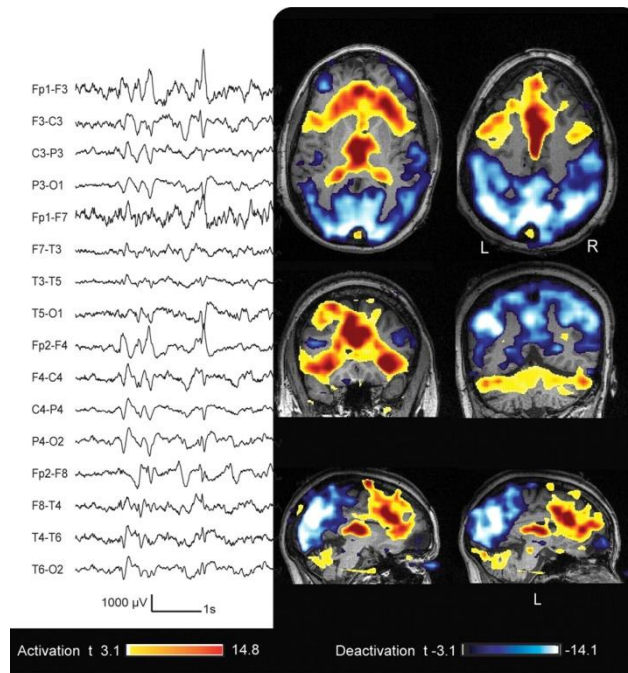


Figure 1. 9 : Localisation des zones d'activation cérébrale par corrélation eeg/IRMf [31]

1.4.3 L'électromyogramme (EMG)

a) L'activité électrique du muscle

Le signal EMG est la manifestation électrique de l'activation musculaire, précurseur de la contraction. Ce signal d'une extrême complexité est influencé par les propriétés anatomiques et physiologiques du muscle et du système nerveux périphérique tout autant que par la méthodologie d'investigation et les caractéristiques techniques du système qui le mesure.

Potentiel d'action d'unité motrice

L'unité motrice, entité fonctionnelle du muscle est un ensemble constitué de toutes les fibres musculaires innervées par les ramifications d'un motoneurone α . Les fibres musculaires, unités fonctionnelles de la contraction d'une même unité motrice sont réparties plus ou moins aléatoirement au sein du muscle.

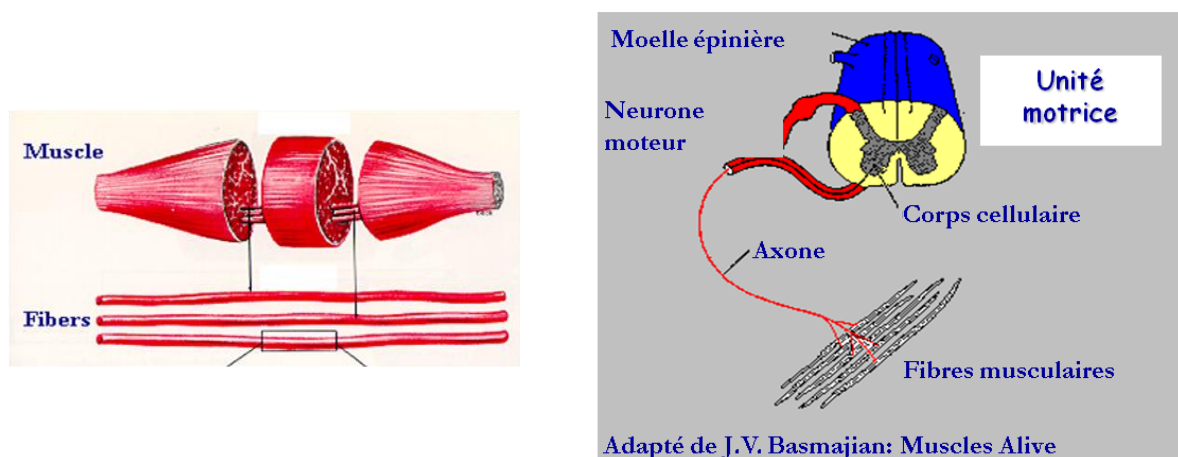


Figure 1. 10 : Schéma d'une unité motrice. L'unité motrice est formée par le motoneurone et les fibres musculaires qu'il innerve [33].

Le potentiel d'action d'unité motrice (PAUM) est la superposition de signaux électriques élémentaires résultant de potentiels d'action de fibre musculaire (PAF). Les fibres musculaires ne sont pas excitées individuellement, elles le sont par groupes appelés unités motrices. Soit $PAUM_j(t)$ le potentiel détecté au battement de la $j^{\text{ème}}$ unité motrice.

$$PAUM_j(t) = \sum_{i=1}^{N_j} PAFS_i(t - \tau_i) \quad (1.2)$$

où τ_i est le décalage temporel du $PAFM_i(t)$; N_j est le nombre de fibres dans la $j^{\text{ème}}$ unité motrice et représente la taille de l'unité motrice ; τ_i , le décalage temporel de la $i^{\text{ème}}$ fibre, dépend de la position de sa jonction neuromusculaire.

Train de potentiels d'action d'unité motrice

Le maintien d'un niveau de force produite par le muscle résulte de l'activité rythmique de l'unité motrice. De ce fait, pendant une contraction soutenue chaque unité motrice produit de nombreux PAUM. L'ensemble des PAUM produits par une unité motrice constitue un train de potentiel d'action d'unité motrice.

$$TPAUM_j(t) = \sum_{k=1}^{M_j} PAUM_j(t - t_k) \quad (1.3)$$

où $TPAUM_j(t)$ est le train de potentiel de la $j^{\text{ème}}$ unité motrice; M_j est le nombre de fois où la $j^{\text{ème}}$ unité motrice bat ; t_k le $k^{\text{ème}}$ instant de battement.

Le signal EMG

Une électrode plongée dans un volume conducteur mesure le champ de potentiel électrique. En raison de la propriété de superposition des champs électriques, l'électrode mesurera la somme spatiale et temporelle des potentiels de toutes les fibres excitées du muscle. Par conséquent, le signal EMG est la sommation des TPAUM de toutes les unités motrice recrutées.

$$EMG(t) = \sum_{j=1}^{N_m} TPAUM_j(t) + n(t) \quad (1.4)$$

où: $TPAUM_j(t)$ est le $j^{\text{ème}}$ TPAUM ; N_m est le nombre d'unités motrices actives ; $n(t)$ est le bruit de fond de l'instrumentation.

b) Système d'enregistrement

En milieu clinique, les techniques électromyographiques peuvent être invasives, les potentiels d'action d'unités motrices étant recueillis par l'intermédiaire de fines aiguilles-électrodes implantées dans le muscle étudié. Cette technique est appropriée à la détection de l'activité d'unités motrices individuelles (*Figure 1. 11a*). L'électromyographie de surface, technique non invasive, permet l'enregistrement de l'activité électrique du muscle à l'aide d'électrodes plaquées à la surface de la peau. C'est donc un système d'enregistrement non traumatisant. Il permet la détection de l'EMG global qui correspond à la superposition de l'activité d'un grand nombre d'unité motrice (*Figure 1. 11b*). Par conséquent l'EMG de surface est surtout employé pour obtenir des informations sur la durée et l'intensité de l'activation musculaire superficielle, avec des applications bien justifiées en biomécanique et en réadaptation.

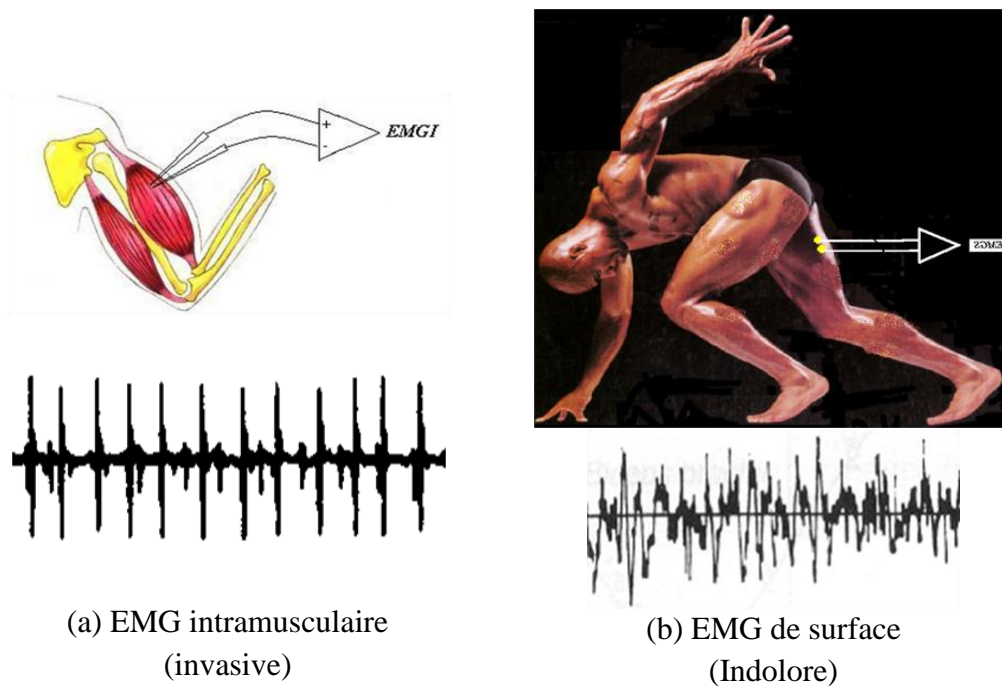


Figure 1. 11 Enregistrement du signal EMG

c) *Exploration simultanée de la fonction motrice par EMG et IRM, problématique*

L'électromyographie de surface, permet l'investigation du fonctionnement musculaire par une analyse du signal recueilli. L'IRM est une technique qui fournit des informations, de manière également non invasive, sur les plans anatomiques et fonctionnels. L'association de ces deux méthodes d'exploration qui sont toutes deux non agressives, permettrait d'aborder certains aspects du fonctionnement musculo-squelettique. Cette approche peut être brièvement documentée :

L'EMG en imagerie fonctionnelle: intérêt et difficulté

Pour mieux comprendre les mécanismes d'adaptation de la commande motrice et les synergies musculaires impliquées il est intéressant de combiner l'IRM fonctionnelle au niveau musculaire avec des techniques comme l'EMG dynamique qui donne une évaluation du niveau d'activation du muscle. Comme déjà indiqué, la saisie de l'EMG pendant l'IRM représente un verrou technologique à lever ce que tend à confirmer le peu de récents travaux à ce sujet [5], [34].

1. Du point de vue instrumental, les amplificateurs actuellement utilisés en clinique pour le recueil des signaux électrophysiologiques ont des bandes passantes limitées à environ 30Hz ; ces dispositifs, assez bien adaptés aux signaux électroencéphalographiques (EEG) et électrocardiographiques (ECG), ne le sont pas pour l'EMG, car les bandes de fréquences sont nettement plus larges dans ce dernier cas. Pour du travail de recherche, les dispositifs du commerce, de bande plus large (> 500 Hz -Biopac -) présentent encore des

performances très limitées lorsqu'il s'agit de mener des études poussées puisque le signal EMG sera extrait entre les périodes d'artéfacts (*Figure 1. 12*).

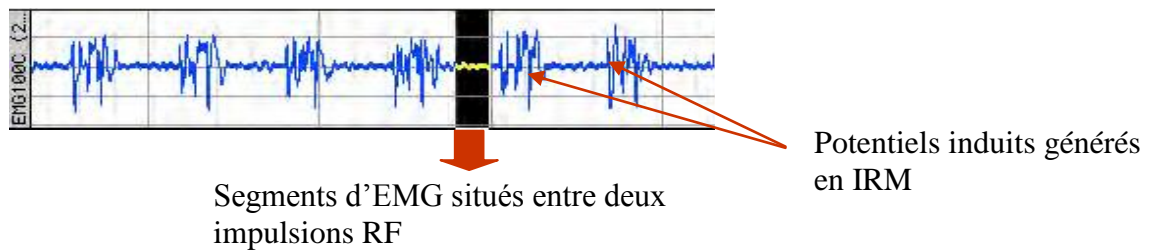


Figure 1. 12 Signal EMG délivré par un amplificateur EMG BIOPAC EMG100C
Les durées du signal EMG exploitables sont relativement brèves, pour des analyses en continu, les amplitudes des artéfacts sont très élevées comparées aux amplitudes du signal EMG.(Physiological Measurements in MRI Systems using BIOPAC, Application Note AH-223)

2. On est alors amené à rechercher des solutions analogiques et/ou numériques plus avantageuses.

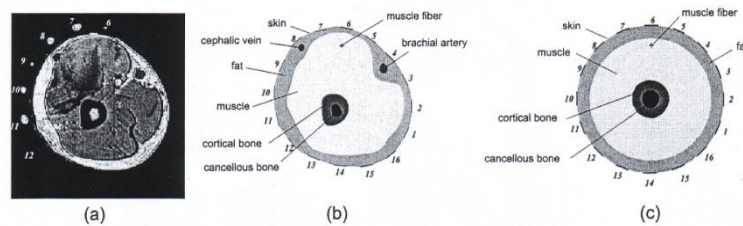
L'augmentation actuelle des niveaux de champs magnétiques, de l'intensité des impulsions des gradients ont pour conséquence une augmentation des perturbations. Pour des signaux de bande élargie comme l'EMG, l'élimination de l'artéfact $S_{MR} t$ représente l'enjeu le plus important. compte-tenu du fait que l'artéfact $S_{MR} t$ a des caractéristiques spectrales proches du signal d'intérêt (signal EMG), la séparation est donc délicate.

Les solutions préconisées pour l'analyse des signaux ECG et EEG [27], [35] enregistrés dans les mêmes conditions ne sont pas adaptées à l'EMG, car les variations des caractéristiques temporelles et fréquentielles vis-à-vis des sources d'artéfacts IRM sont complexes. En effet, les études menées par Ganesh et al. [5] montrent que des méthodes de filtrage permettent de réduire le niveau de bruit dans le signal EMG recueilli en même temps que les signaux d'IRMf. Par exemple dans les travaux cités un filtre en peigne appliqué aux signaux EMG, recueilli lors d'un exercice de flexion extension du muscle de l'avant bras, et corrélés aux images IRMf des régions fonctionnelles associés, réalise une assez bonne discrimination des signaux EMG. On note cependant une perte de plus de 35% de l'énergie contenue dans le signal utile.

Problème inverse en EMG de surface : l'apport de l'IRM musculaire

L'analyse inverse du signal EMG de surface, dont l'un des avantages est de proposer une alternative à l'EMG invasive (aiguille) comme le suggère les travaux de *Rissanen et al.* et van den Doel *et al.* [36], [37]. Lors de la résolution du problème inverse, la modélisation des potentiels d'actions d'unités motrices, inclut également le modèle géométrique de la coupe anatomique dont la précision est déterminante pour l'exactitude des solutions trouvées (*figure 2*). L'IRM de la coupe anatomique peut servir de base à l'élaboration d'un modèle encore plus

réaliste [38]: Il serait intéressant de recueillir cette image en même temps que les signaux en provenance des unités motrices en activité. Ceci permettrait de mieux gérer les problèmes de morphologie anatomique lors d'une contraction musculaire. L'introduction d'informations *a priori* sur la distribution des potentiels recherchée, par fusion des informations venant de l'imagerie anatomique est alors une piste à explorer et le présent projet envisagera ce type d'investigation. S'impose la réalisation de l'instrumentation adaptée : amplificateur EMG multivoies haute résolution spatiale et compatible RMN (compatibilité électromagnétique, support d'électrode amagnétique non extensible, dimensionnement des capteurs.....).



*Figure 1. 13 : Coupe transversale du bras obtenue par IRM.
 (a) image de la coupe avec les marques blanches montrant les électrodes. (b) modèle spécifique de la coupe montrant l'ensemble des électrodes. (c) coupe idéale du modèle cylindrique déduite de l'image montrée en (a). la figure est extraite des travaux de [38] où seule l'image IRM de l'organe est recueillie.*

L'IRM dynamique musculaire

Lors de l'IRM dynamique en vue d'étudier un groupe de muscle en mouvement [39], faute de dispositif adapté, l'EMG est enregistré hors champ magnétique. Par conséquent au cours d'une étude comme celle qui est illustrée dans la *Figure 1. 14*, la complémentarité des informations n'est pertinente que si le signal EMG est enregistré lors de l'acquisition des images des muscles en mouvement. Ce type de dispositif peut toutefois enrichir les investigations en corrélant les informations obtenues par les deux modalités. Il faudra aussi s'affranchir des problèmes que peuvent créer les mouvements des câbles dans le champ magnétique statique par exemple.

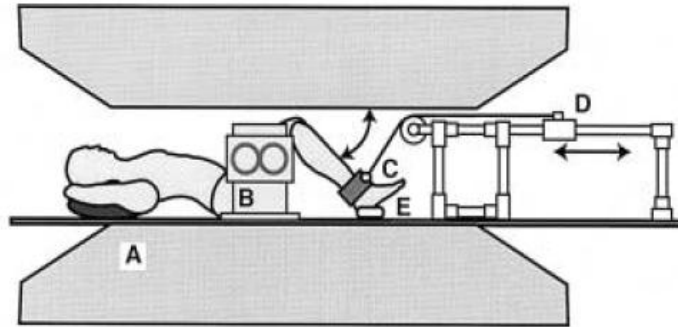


Figure 1. 14 : Schéma de principe d'un dispositif expérimental pour l'imagerie dynamique des muscles de la cuisse au cours du mouvement de genou[39].

Le sujet est couché sur le dos dans le champ magnétique de l'aimant de l'IRM (A). Des bobines de radiofréquence (B) sont placées sur les appuis verticaux de chaque côté du membre. La cheville du sujet est placée dans une manchette (C) attachée aux cordes d'une poulie (D). Le mécanisme de la poulie permet le mouvement d'extension et de flexion du genou pendant la séquence d'imagerie. Un capteur optique (E) placé près du pied permet de synchroniser la séquence d'imagerie sur le début de chaque cycle de mouvement.

1.5 Choix méthodologiques

Comme nous l'avons indiqué au début de ce chapitre, la finalité de l'étude est de développer une méthodologie pouvant contribuer à l'amélioration de la qualité des signaux électrophysiologiques recueillis en IRM. Nous avons également vu que, la nouvelle génération des plate forme IRM, ouvre de nouvelles champ d'application, qui impose de disposer de signaux électrophysiologiques large bande (ECG en IRM interventionnelle, EMG en IRM fonctionnelle...). Pour que la fusion des deux modalités d'observation (IRM et Signaux électrophysiologiques) soit possible en toute circonstance, il faudrait réduire le niveau de contamination des signaux, en s'attaquant principalement à la composante $S_{MR} t$ principal perturbateur lorsque l'on élargie la bande de fréquence des amplificateurs.

Une démarche qui nous semble intéressante pour ce type d'étude serait :

- (i) la définition d'un système spécifique permettant de recueillir le mieux possible la composant $S_{MR} t$ afin d'analyser son comportement en fonction des modalités d'obtention des images.
- (ii) le développement d'une méthodologie de caractérisation sur laquelle pourra s'appuyer l'élaboration des algorithmes d'épuration des signaux contaminés.
- (iii) la modélisation mathématique du potentiel induit (composante $S_{MR} t$) qui pourrait être avantageusement utilisé dans les algorithmes de filtrage comme nous allons le préciser ci-dessous.

1.5.1 Système de recueil multivoies de bande de fréquence élargie

L'interaction entre signaux électrophysiologiques, et les gradients magnétiques commutés dépend de l'imageur, des caractéristiques des gradients (intensité et vitesse de commutation) et, selon l'examen, des types de séquences (écho de gradient, spin écho, turbo spin écho, etc.), des orientations des coupes (sagittales, coronales, axiales ou obliques), de l'épaisseur de

coupe, du champ exploré (field of view). La distance des électrodes par rapport à l'axe et au centre de l'aimant est également un paramètre d'interaction. Enfin, la qualité du signal est aussi dépendante, de façon classique, de la caractéristique de contact des électrodes avec la peau du patient et de la conductibilité électrique des tissus sous-jacents.

Il est donc important de se donner les moyens d'observer les variabilités des caractéristiques. Un banc instrumenté sera donc utilisé pour une étude *in vitro* de la contamination des signaux électrophysiologiques par l'environnement IRM. On pourra ainsi observer le mieux possible les sources de bruit induites par les commutations de gradients selon différents critères. Ce dispositif compatible IRM, comportera des amplificateurs amagnétiques multicanal et multibande fréquentielle pour une observation spatio-temporelle de la distribution des perturbations. La portabilité du dispositif sur tout type de plate forme IRM, devrait permettre d'élargir des observations faites sur un imageur 1,5 T, en évaluant les mêmes types de paramètres avec des champs plus élevés.

1.5.2 Caractérisation des potentiels induits

Maîtriser la variabilité des caractéristiques des artefacts à l'origine des perturbations des signaux, est essentiel dans le choix des stratégies à adopter pour l'élaboration des algorithmes d'épuration des signaux. Une première exigence sera de quantifier les variations observées dans le signal recueilli par des calculs de corrélation avec des motifs de bruit extraits selon des critères qui seront progressivement élaborés de façon à conduire à une identification la plus efficace possible

Des caractéristiques temporels (valeur efficace (RMS), distribution des amplitudes, durée des bouffées de potentiels, énergie, pseudo-périodicité) et spectraux (spectrogramme, densité de puissance, fréquence moyenne et médiane) seront déterminés pour différentes séquences d'imagerie. Des observations plus spécifiques telles que les variations à l'intérieur d'une même séquence et par rapport aux orientations de coupe seront intéressantes à analyser :

- (i) Compléter une démarche « macroscopique » -observation inter-séquence - par une analyse la plus fine possible ; par exemple en mesurant les variations temporelles, fréquentielles et statistiques intra-séquence.
- (ii) Explorer de façon complète les séquences d'IRM, c'est-à-dire étudier pour chaque séquence l'agencement des paramètres de façon à retrouver la signature de cette dernière dans les perturbations qu'elle engendre.

Ces différents éléments serviront à l'optimisation du modèle mathématique recherchée.

1.5.3 Modélisation du potentiel induit

a) Pourquoi modéliser ?

L'idée ici, est de disposer d'un modèle mathématique décrivant le potentiel induit qui sera ensuite utilisé dans un processus de filtrage adaptatif.

En effet, le filtrage adaptatif est une technique qui a été utilisée par un grand nombre d'auteurs pour améliorer la qualité des signaux ECG et EEG recueillis en environnement IRM [4], [8], [27], [40]. Le filtrage adaptatif consiste à effectuer un apprentissage de la distribution du bruit pour mieux le supprimer. Nous pouvons citer deux exemples de travaux récents utilisant cette technique.

(i) Abächerli *et al.* [4] ont proposé un filtre adaptatif, fondé sur la configuration d'un « noise-canceller » avec actualisation des coefficients LMS (Least-Mean-Squares), pour la suppression des artefacts de gradient (Figure 1. 15). L'implantation de la méthode, repose sur un modèle de potentiel induit proposé par Felblinger *et al.* [1] dont une description est donnée au chapitre 3.

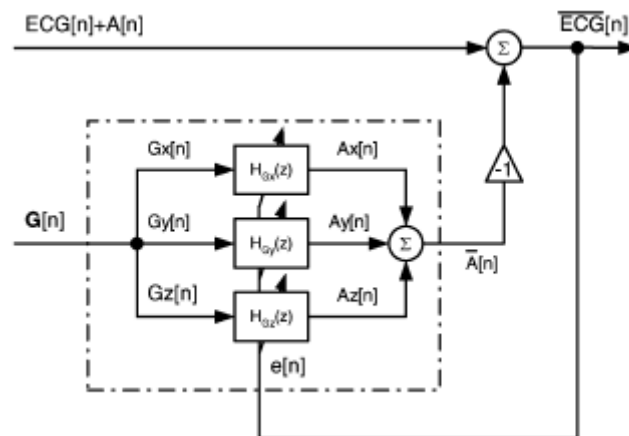


Figure 1. 15 : Filtrage des artefacts de gradient $A[n]$ superposé au signal ECG, La réactualisation des coefficients LMS utilise les informations fournies par trois signaux de référence correspondants aux gradients dans les trois directions (G_x, G_y et G_z) (d'après [4]).

Le principe de cet algorithme a été repris par Wu *et al.* [6], dans le cas d'un ECG de bande de fréquence élargie (50 Hz) acquis au cours d'IRM interventionnelle.

- (ii) Une autre approche a été proposée par Abi Abdallah *et al.* [41]. L'algorithme de filtrage est fondé sur une combinaison de deux techniques (analyse multi-résolution et filtrage adaptatif) et comporte deux phases : une première phase estime les coefficients d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (RIF) via un processus adaptatif (figure 18). Une deuxième phase est celle au cours de laquelle le filtre numérique élaboré est appliquée au signal ECG bruité pour une synchronisation IRM cardiaque en temps-réel.

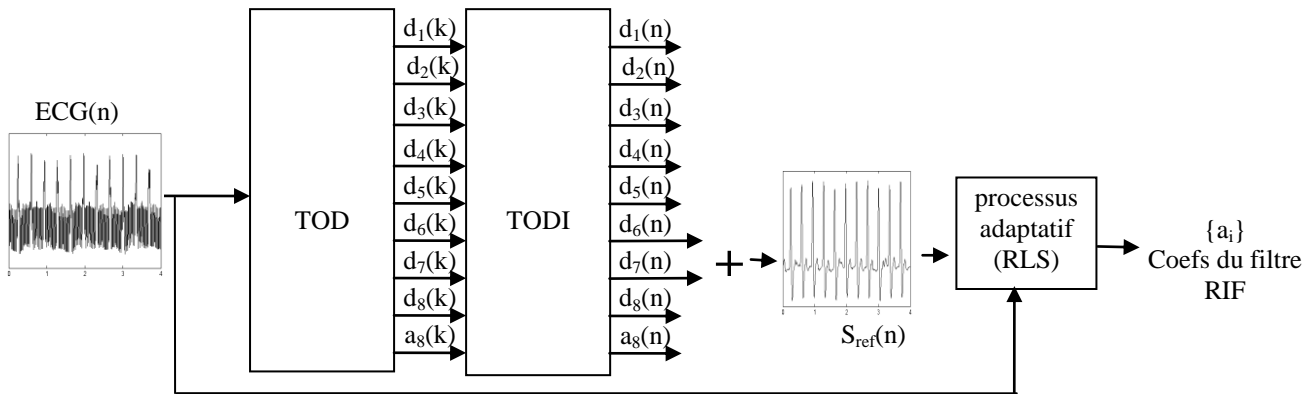


Figure 1. 16 : schéma de l'algorithme de l'estimation du filtre numérique

La Transformée en ondelette permet d'extraire du signal contaminé par les artéfacts de l'environnement RMN, un signal de référence utilisé ensuite pour calculer les coefficients du filtre numérique, via un processus RLS (Recursive Least Squares - algorithme des moindres carrés récursifs) dont le choix a été motivé par ses performances en vitesse de convergence.

(TOD) : Transformée en ondelette discrète ; (TODI) : Transformée en ondelette discrète inverse

Un segment du signal contaminé est décomposé en sous-bandes de fréquence. Les détails d_6 et d_7 sont additionnés pour constituer le signal de référence qui comporte essentiellement les ondes QRS (bande globale de 3,91 Hz à 15,63 Hz) ; Les entrées du processus adaptatif sont constituées par le signal de référence obtenu par décomposition d'une part, et par le segment d'ECG contaminé d'autre part. Le rôle du processus adaptatif est de générer les coefficients du filtre numérique, qui appliqué au signal contaminé conduira à un signal le plus proche possible du signal de référence obtenu par décomposition.

Dans le premier exemple cité, le recueil des signaux de gradient est nécessaire, ce qui impose d'avoir accès aux entrées de la machine IRM. Dans le deuxième exemple, le choix de l'ondelette analysante spécifique de la séquence IRM est indispensable, ce point reste encore un problème ouvert. Il est important de souligner que les signaux traités dans ces deux exemples ont été recueillis avec des amplificateurs de bande passante réduite, c'est-à-dire inférieure à 50 Hz.

Dans tous les cas, le filtrage adaptatif semble être un moyen de réduire efficacement le niveau de bruit ; ceci requiert cependant les entrées du processus adaptatif bien identifiées.

b) Comment modéliser ?

L'approche expérimentale

Comme nous l'avons indiqué ci-dessous, les caractéristiques des potentiels induits varient en fonction des protocoles de mesure. Il est donc important d'observer ces variabilités et d'en dégager des éléments qui permettront de mieux choisir les outils mathématiques pour

représenter les formes d'ondes. La méthode de modélisation aura pour point de départ, les résultats de la caractérisation. Elle repose donc naturellement sur les paramètres expérimentaux obtenus.

L'outil mathématique pour la modélisation

Le protocole d'obtention des images IRM, engendre naturellement un aspect quasi-périodique des potentiels induits par les commutations des gradients, quelque soit la séquence d'IRM utilisée (Figure 1. 17).

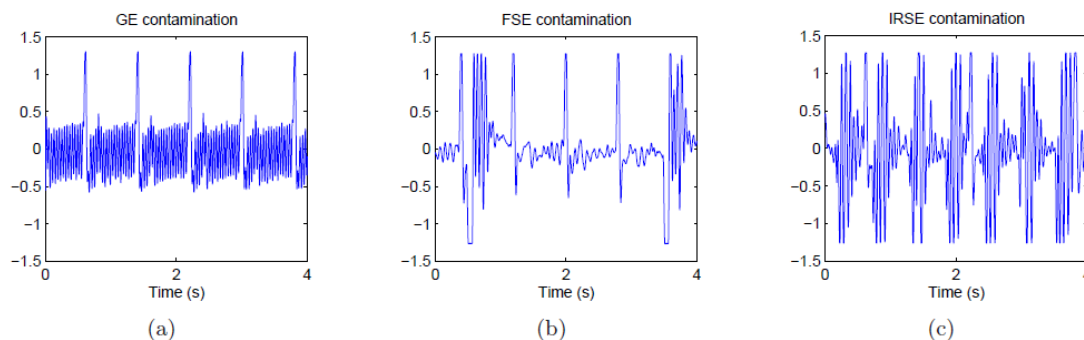


Figure 1. 17 : Contamination du signal ECG par les séquences d'imagerie
 Les artéfacts contaminant le signal sont différents selon le type de séquences d'imagerie. (a) Le bruit généré par la séquence GE a une amplitude relativement faible, mais étalé sur toute la durée du signal. (b) Le bruit FSE présente des amplitudes élevées à des endroits bien localisés lui donnant une énergie plus faible que le bruit GE mais rend la détection de QRS plus difficile vu ses pics élevés. (c) Les artéfacts engendrés par la séquences IRSE représentent l'énergie de contamination la plus élevée, étalée sur toute la durée du signal [42]. l'amplitude est en mV.

Sera donc mise en œuvre une démarche de modélisation utilisant la décomposition en série de Fourier. Une première étape consistera à vérifier l'hypothèse de stationnarité au sens faible par un test statistique, le KPSS (Kwiatkowski-Phillips-Schmidt-Shin) [43]. Ceci nécessite de choisir une somme de L ($L \in \mathbb{N}$) sinusoides à des amplitudes, fréquences et phases différentes pour les représenter. Ce système de représentation est sous-déterminé puisqu'il est formé d'une équation à $3L$ paramètres (cf. équation(3.26)).

Il se pose alors un problème d'optimisation pour estimer ces paramètres. Pour résoudre le problème, la méthode quasi-Newton sera associée à l'algorithme BFGS (Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno) afin de minimiser une fonction de coût au sens des moindres carrés entre le potentiel enregistré grâce au banc instrumenté, et le potentiel estimé.

La procédure sera ensuite validée sur plusieurs séquences IRM en calculant le degré de dissimilarité entre les caractéristiques du modèle mathématique estimé, et le potentiel induit enregistré par le banc pour chaque séquence donnée.

1.6 Conclusion

La problématique globale de l'étude qui a été présentée dans ce chapitre a permis de fixer le contexte du travail, de définir clairement le problème et les différents points à prendre en compte pour atteindre les objectifs de l'étude à savoir l'élaboration d'outils en vue d'une amélioration de la qualité de signaux électrophysiologiques en IRM, notamment ceux de bande de fréquence élargie. Après quelques notions sur les bases physiques et contraintes environnementales de l'IRM, nous avons décrit l'intérêt et les difficultés de recueil des signaux électrophysiologiques en environnement IRM. Il est apparu que les différentes sources de perturbation sont liées au processus physique nécessaire à l'obtention des images. Les sources les plus gênantes étant les « potentiels induits » par les commutations des gradients ; qui sont encore plus prononcées lorsque les bandes des amplificateurs pour le recueil des signaux sont élargies. Une étude des caractéristiques de cette composante pourrait contribuer efficacement à l'amélioration de la qualité des signaux.

Les choix méthodologiques justifiés dans ce chapitre sont motivés par la nature même de la génération des « potentiels induits » qui est liée à l'environnement et au protocole de mesure. Les méthodes à mettre en œuvre, doivent donc s'appuyer sur les données expérimentales. Seront donc alors élaboré (i) un système de recueil large bande multivoies pour une caractérisation spatio-temporelles des perturbations ; une description est donné chapitre 2, (ii) une méthodologie de modélisation utilisant les résultats de la caractérisation des formes de potentiels induits dont le principe sera présenté chapitre 3. Le processus de modélisation étant sous-déterminé les la minimisation d'une fonction de coût associé sur une méthode d'optimisation avec contrainte sera utilisée pour l'estimation des paramètres du modèle.

2.1 Introduction

Un *banc instrumenté* a été développé au laboratoire dans le but d'étudier *in vitro* la contamination des signaux électro physiologiques par l'environnement IRM; notamment ceux dus aux potentiels induits par les commutations des gradients. Comme nous l'avons vu au chapitre 1, l'élaboration de tout dispositif électronique fonctionnant en environnement IRM doit tenir compte des différentes interactions magnétiques et électromagnétiques. La conception des éléments de ce banc, en partie inspirée des travaux Felblinger *et al.* [44] intègre les différentes recommandations.

L'objectif de cette étape de l'étude est de valider les performances des différents modules du banc et de vérifier un certain nombre de résultats attendus. Les premiers tests ont porté sur des mesures spécifiques aux dispositifs électroniques lors de leur utilisation en environnement IRM. Compte tenu de la bande élargie des amplificateurs intégrés dans le dispositif, il était important de vérifier par exemple, l'absence de saturation suite aux artefacts générés par les commutations des gradients. Le second test sur la vérification des observations attendues utilise le processus de transmission et de contamination inclut dans la chaîne de mesure. Ce processus offre la possibilité d'observer les modifications du contenu d'un signal dont on connaît parfaitement les caractéristiques ; ont été ainsi testés les conséquences des séquences d'IRM de base sur les signaux.

Dans la section suivante, nous décrivons les différents éléments du banc. Dans la section 3, un ensemble de tests pour valider les performances électroniques du banc est présenté. Deux exemples d'application du banc sont montrés dans la section 4. Dans la section 5, nous discutons des résultats préliminaires obtenus.

2.2 Description du banc expérimental

La Figure 2. 1 montre le schéma synoptique du dispositif de mesure en IRM, la photo montrée (Figure 2. 2) regroupe les différents modules.

En dehors du tunnel IRM, ce dispositif comprend :

- (i) un module de transmission de signaux dans le tunnel IRM,
- (ii) un modèle de tissu conducteur pour simuler un corps humain dans lequel est injecté le signal une fois dans le tunnel,
- (iii) un module qui assure le recueil du signal contaminé et sa transmission vers l'extérieur du tunnel.

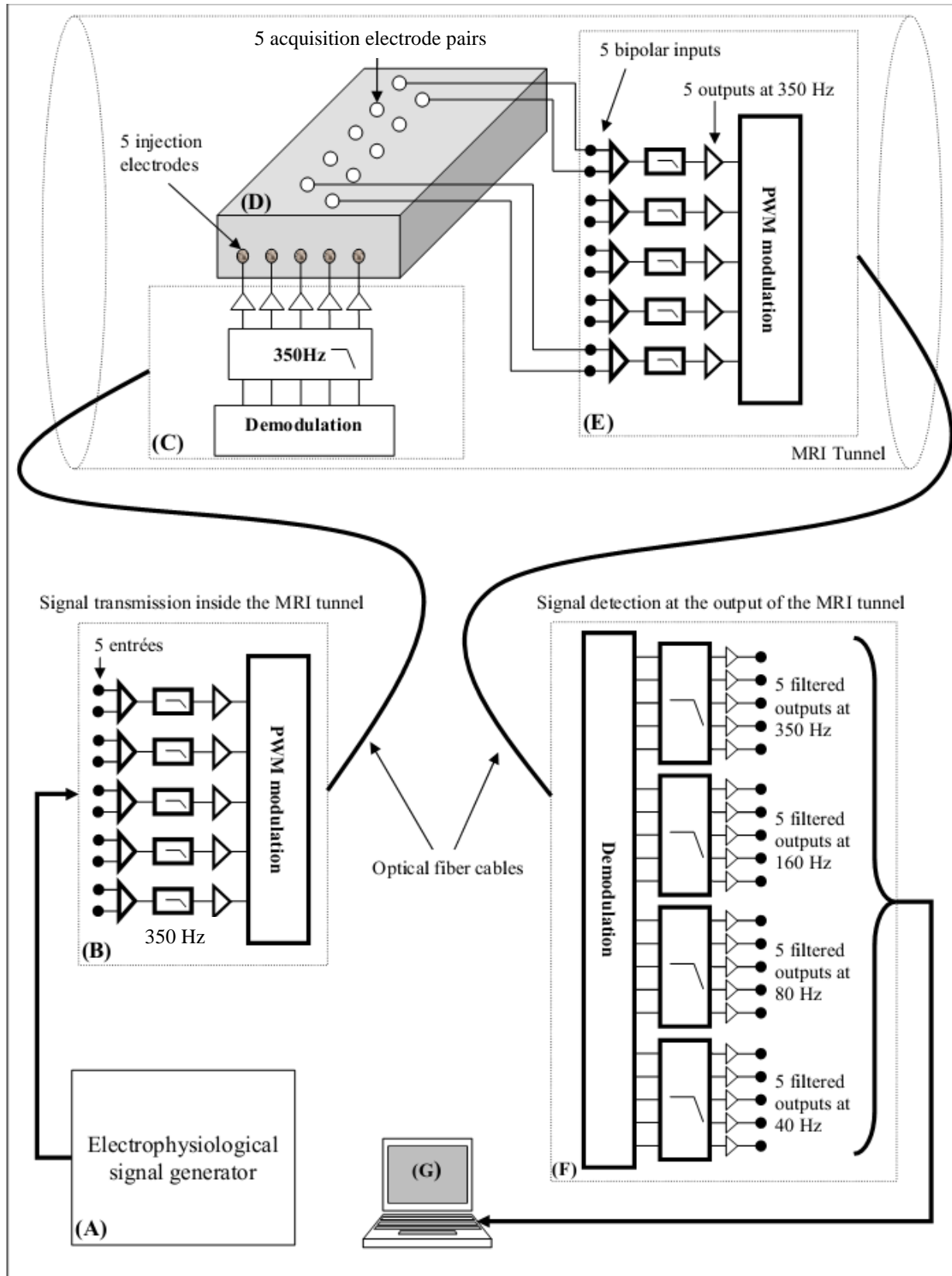


Figure 2. 1 : Schéma synoptique du banc expérimental. Ce banc comprend deux modules (B) et (C) pour la transmission, (E) et (F) pour la détection du signal. Un générateur de signaux électrophysiologiques (A) est utilisé pour simuler le signal injecté dans le tunnel IRM via le transmetteur (B), la fibre optique, et le récepteur aimantique (C). Les signaux contaminés à la surface du fantôme (D) sont détectés par le transmetteur aimantique (E) et sont transmis par une deuxième fibre optique à l'extérieur de la cage faraday jusqu'au récepteur (E). Quand le générateur (A) est éteint, le système permet de capturer les potentiels induits par la commutation des gradients. Les signaux détectés sont ensuite acquis et traités à la station de traitement (G) [45].

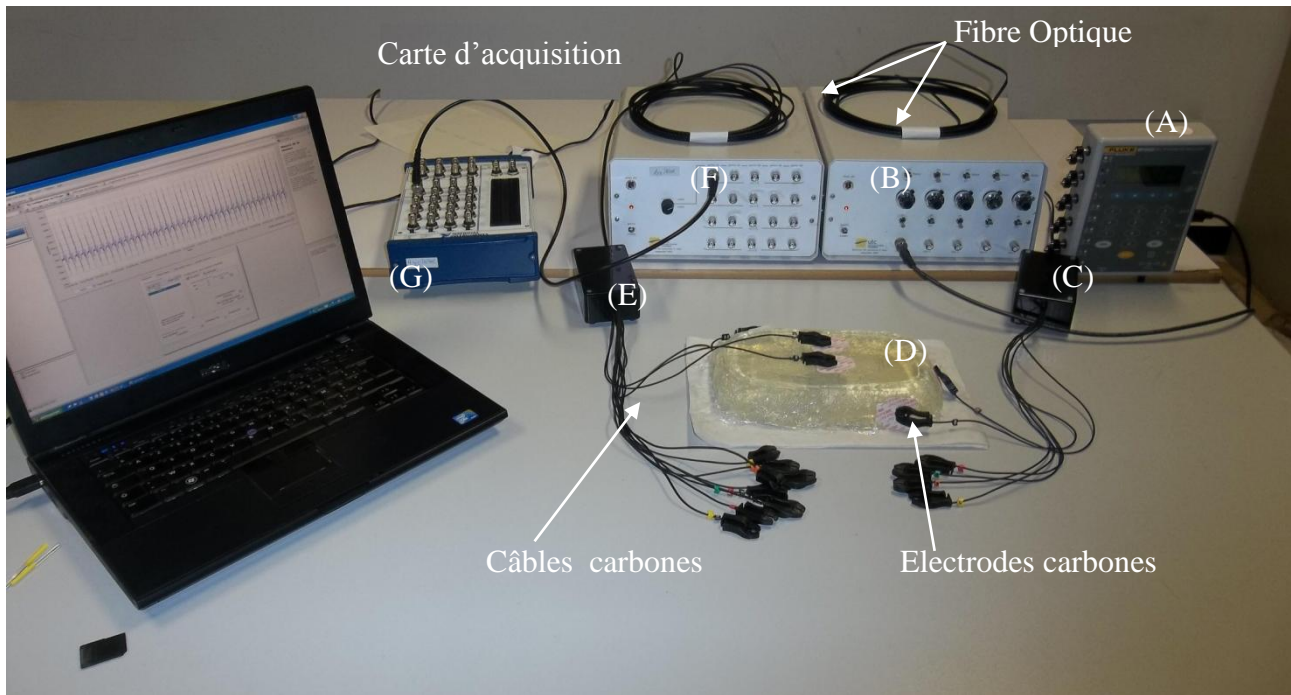


Figure 2. 2 : Une photo regroupant les différents modules: (A), (B), (C), (D), (E), (F), and (G) sont identiques à la Figure 2. 1 La longueur de la fibre optique est de 7 m /câble. La longueur des câbles carbonés est de 30 cm. Cette taille a été choisie volontairement pour tester les amplificateurs dans les pires conditions de mesure. Pour obtenir des enregistrements de qualité, cette longueur doit être raccourcie afin de minimiser les boucles de faibles impédances [45].

A partir d'un générateur de signaux électrophysiologiques (A) on peut injecter simultanément 5 signaux dans le tunnel via l'émetteur (B), la fibre optique et le récepteur (C). Ces signaux contaminés au niveau du tissu conducteur (D), qui est placé au centre de l'aimant, sont détectés par le deuxième émetteur (E) et transmis vers l'extérieur du tunnel via une deuxième fibre optique et le deuxième récepteur (F). Les données sont stockées et traitées par la station G. Comme le montre la Figure 2. 1, les éléments non compatibles IRM (A), (B), (E) et (G) sont placés à l'extérieur de la chambre d'IRM.

2.2.1 Système de transmission de signaux dans le tunnel RMN

L'objectif est d'introduire dans le tunnel un ou plusieurs signaux analogiques dont on connaît bien les caractéristiques et qui seront ensuite contaminés par les artéfacts générés par les séquences d'imagerie. Ce système comporte :

- un générateur de signaux électrophysiologiques (A). Ce générateur peut être un simple simulateur de signaux que l'on trouve dans le commerce. On peut également utiliser les signaux réels préenregistrés dans un ordinateur muni d'une carte de conversion N/A.
- un boîtier émetteur (B), non compatible IRM, est alimenté par un bloc d'alimentation externe 24 V ou secteur (220 V, 50 Hz). Une entrée (BNC) permet le branchement de ce boîtier au générateur fournissant un signal de $\pm 10V$ maximum. Ce boîtier placé hors

chambre IRM a été réalisé pour permettre la transmission par fibre optique de cinq signaux analogiques au récepteur (C).

- boîtier récepteur amagnétique (C) placé dans le tunnel. De petite taille, alimenté par une pile amagnétique 9 V (consommation < 20 mA). Il fournit une tension maximale de $\pm 1000\text{mV}$ (pour ± 10 V à l'entrée de l'émetteur) et un courant inférieur à 2 mA. Sa sortie est injectée dans le tissu conducteur.

Les deux boîtiers (B) et (C) sont reliés par une *fibre optique* d'une longueur de 7 m. La bande passante à 3 dB de l'ensemble s'étend de 0,05 Hz à 350 Hz pour couvrir la bande passante utile maximale d'un signal électrophysiologique comme l'EMG.

La transmission par fibre optique est effectuée par modulation de rapport cyclique d'un signal rectangulaire de fréquence de 3 kHz (Pulse Wave Modulation). Le choix de la gamme du signal d'entrée (± 10 V ou ± 1 V) est effectué par un inverseur mécanique. Un potentiomètre permet de faire varier le gain total de la chaîne de transmission entre 0 et 1 pour la gamme d'entrée ± 1 V et entre 0 et 0,1 pour la gamme ± 10 V. Une sortie de contrôle située sur la face avant de l'émetteur fournit un signal identique à celui généré par le récepteur. L'impédance de sortie du récepteur est de $600\ \Omega$, résistance due aux câbles carbone inclus.

2.2.2 Modèle de tissu conducteur

Pour simuler un corps humain, un modèle de tissu conducteur est placé dans le tunnel d'IRM. Il est confectionné à partir de sel, de poudre de gélatine et de l'eau selon la méthode exposé dans les travaux de *Goeury et al.* [46]. En variant les concentrations de sel dans le gel, on obtient différentes conductivités du milieu. A la sortie du récepteur (C), les signaux sont injectés dans le tissu où ils seront contaminés par les artéfacts de gradient. Des câbles en fibre de carbone et des électrodes IRM compatibles sont utilisés pour introduire les signaux dans le tissu. Lorsque qu'une séquence d'imagerie est activée, les potentiels induits (artéfacts) par les commutations des gradients sont générés dans le tissu conducteur. Ces artéfacts vont se superposer au signal injecté dans le tissu par l'émetteur précédent. L'amplificateur amagnétique placé dans le tunnel recueille le signal contaminé via une paire d'électrodes.

2.2.3 Système de recueil : Amplificateur amagnétique multi-bande fréquentielle, multicanaux

Le système, composé de deux boîtiers reliés par une fibre optique double, permet le recueil des signaux contaminés.

Le boîtier émetteur (alimenté par une pile 9 V type PP3), assure l'amplification de cinq signaux bipolaires et leur transmission par une fibre optique. Ce module inclut un amplificateur-émetteur amagnétique (E) avec cinq entrées différentielles (0,05 – 350 Hz), impédance d'entrée $\geq 10\ \text{M}\Omega$, CMRR > 80 dB.

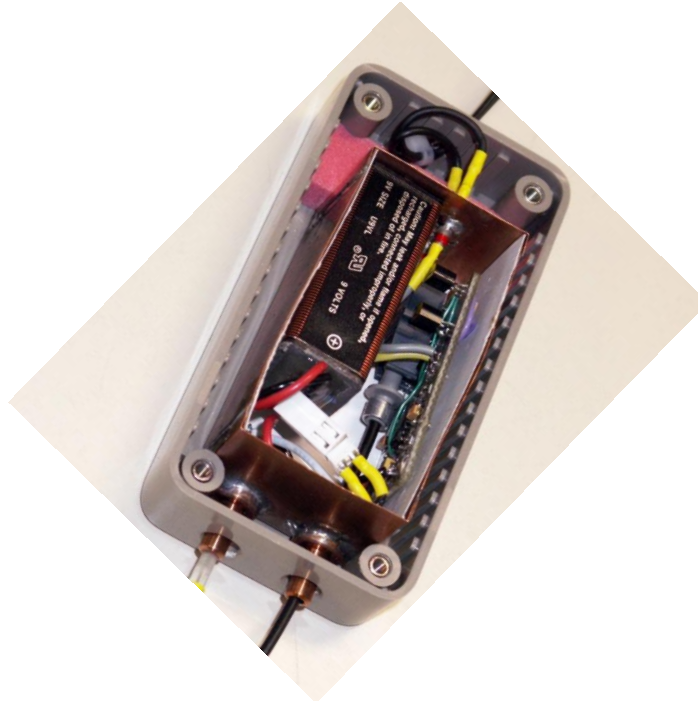


Figure 2. 3 : Amplificateur amagnétique avec boîtier en cuivre (cage faraday) pour le blindage et des filtres radiofréquences

Le boîtier récepteur (F) (alimentation secteur 220 V) est chargé de restituer, sous forme analogique, les signaux transmis sur cette fibre. Il comporte 20 canaux répartis comme suit : 5 sorties filtrées à 350 Hz, 5 sorties filtrées à 160 Hz, 5 sorties filtrées à 80 Hz et 5 sorties filtrées à 40 Hz. Les filtres sont d'ordre 6. Le gain des amplificateurs-filtre est de 5000 V/mV pour une sortie pleine échelle de ± 5 V.

La transmission des cinq signaux sur une seule fibre optique (7 m de long) est effectuée grâce à une transmission série asynchrone à 300 kbaud, après multiplexage et conversion analogique/numérique des cinq tensions amplifiées (résolution 10 bits, période d'échantillonnage 3,5 kHz). Les informations recueillies par le récepteur sont restituées sous forme analogique grâce à cinq convertisseurs numérique/analogique suivis chacun d'un circuit d'amplification et de filtrage. La fonction de transfert à la sortie des amplificateurs est donnée en annexe C.

L'originalité de ce système est qu'il permet de détecter plusieurs signaux simultanément, et ceci sur différentes bandes de fréquences. On peut ainsi observer l'évolution du niveau de contamination avec l'augmentation de la bande de fréquence ainsi qu'une distribution des amplitudes des signaux provenant de différents sites de détection.

2.2.4 Station de traitement

Cette station permet de gérer l'ensemble des programmes d'acquisition et traitement des données. Le PC inclut une carte d'acquisition (CNA/CNA national instrument) et le logiciel Matlab. Il comporte les programmes d'analyse des « signaux bruits » détectés sur les tissus conducteurs ainsi que des programmes développés lors de précédents études et dont on souhaite optimiser leur performance grâce à ce banc.

2.2.5 Recueil des potentiels induits

Lorsque les séquences d'imagerie sont activées et que le système de transmission est éteint, le dispositif permet de recueillir uniquement le « bruit » contaminant. Le protocole de mesure que nous préconisons et qui est décrit dans les paragraphes ci-dessous permet d'affirmer que le niveau de ce bruit est en grande partie du aux potentiels induits par les commutations des gradients. En effet, si l'on considère l'équation représentant les composantes recueillies par l'électrode de mesure:

$$S(t) = S_E(t) + S_{B_0}(t) + S_{mov}(t) + S_{MR}(t) + S_{RF}(t) \quad (\text{cf. chapitre 1})$$

Les composantes $S_{B_0}(t)$ et $S_{mov}(t)$ ne seront pas observées (pas de mouvement d'ions ni de mouvement de câbles dans le champ magnétique). Quant à la composante $S_{RF}(t)$, elle est à 64 MHz en IRM 1,5 T (127 MHz en IRM 3 T) [6]. Son amplitude est fortement atténuée par le filtre de fréquence de coupure 350Hz d'ordre 7 que comporte notre dispositif de mesure (voir paragraphe 2.3 de ce chapitre). Les mesure présentées par WU *et al.*[6], dont une illustration est montrée en Figure 2. 4, renforce cette hypothèse. La présence d'un amplificateur passe bas, et d'une fibre optique permet de réduire considérablement la composante $S_{RF}(t)$.

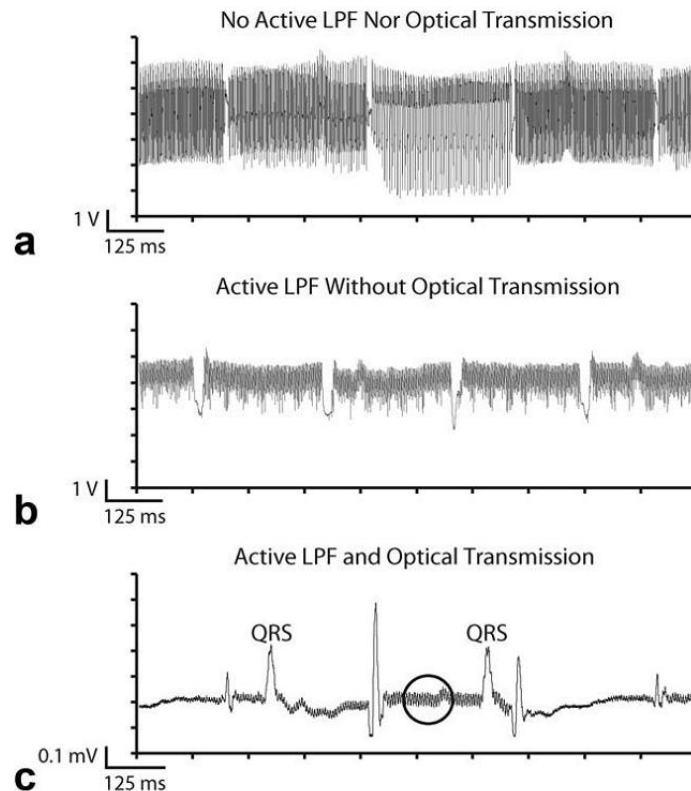


Figure 2. 4 : Exemple d'artéfacts contaminant un signal ECG acquis en temps-réel pendant une séquence SSFP. (a) : le résultat de l'acquisition en utilisant des câbles de transmission coaxiaux sans filtrage passe-bas du signal ECG. (b) suppression partielles des artéfacts suite à un filtrage du signal de (a) par un filtre analogique d'ordre 4. Les câbles coaxiaux sont vulnérables aux inductions RF. (c), le rapport S/R est amélioré lorsque le signal est transmis par un système à fibre optique et filtré par un filtre analogique. Quelques résidus par l'induction RF sont toujours observés (cercle) [6].

2.3 Tests de validation du banc expérimental

Les premiers tests ont porté sur des mesures spécifiques aux dispositifs électroniques lors de leur utilisation en environnement IRM. Compte tenu de la bande élargie des amplificateurs, il était important de vérifier l'absence de saturation des amplificateurs suite aux artéfacts générés par les commutations des gradients. D'amplitudes dominantes en large bande, ces artéfacts peuvent dans certaines situations engendrer des risques de recouvrement malgré la présence d'un filtre anti-repliement. Nous avons ensuite vérifié le bon fonctionnement du *processus de transmission et de contamination*. Cette procédure offre la possibilité d'observer les modifications du contenu d'un signal dont on connaît parfaitement les caractéristiques de départ.

2.3.1 Protocole expérimental

Les mesures ont été effectuées sur un IRM clinique (GE Signa HDxt) 1,5 T. Trois séquences 2D d'imagerie standards (SPGR, FSE et Cine GE) ont été utilisées et dont les paramètres sont indiqués dans le tableau suivant (Tableau 2. 1) :

	<i>SPGR</i>	<i>FSE</i>	<i>Cine GE</i>
TR/TE (ms)	200/Min	500/12	9.4/5.1
	Full		
FOV (cm)	16x16	30x30	34x25
Matrice	160x160	448x512	256x128
Nombre de Coupes	1	1	1
Plan	Axial	Axial, Sagittal, Coronal	Axial, Sagittal, Coronal

Tableau 2. 1 : Les paramètres des séquences IRM

Deux tissus conducteurs (fantôme 1 et fantôme 2) ont été confectionnés avec 400 g d'eau et 20 g de gélatine de type A (Sigma-Aldrich G2500). Nous avons rajouté 0,5 g de sel pour le fantôme 1 et 3 g de sel pour le fantôme 2 pour modifier leurs conductivités électriques. Les mesures de conductivité ont été estimées au laboratoire par la méthode 4 fils (dite Kelvin). Puisque la résistance dépend de la géométrie du corps, on doit se baser sur une propriété qui, tout en caractérisant la facilité de laisser passer le courant, est indépendante de la géométrie de l'échantillon choisi. Cette propriété s'appelle la *résistivité électrique* ρ . La conductivité électrique σ est l'inverse de la résistivité :

$$R = \rho \frac{L}{A}$$

$$\sigma = \frac{1}{\rho}$$
(2.1)

avec L la longueur du fantôme et A la surface de la section. L'unité de la résistivité est l'ohm.m. L'unité de la conductivité électrique est $\Omega^{-1}.m^{-1}$ ou le siemens/mètre (symbole S/m).

Ont été retenues pour l'expérimentation, deux valeurs de conductivités $0,27 \Omega^{-1}.m^{-1}$ (fantôme 1) et $0,72 \Omega^{-1}.m^{-1}$ (fantôme 2) qui correspondent à des valeurs de conductivité électriques d'un tissu musculaire [47]. Les électrodes de recueil sont des électrodes carbone radio-translucides (Red Dot™ Repositionable Monitoring Electrode 2660, 3M Health Care) avec comme distance inter-électrodes 5 cm.

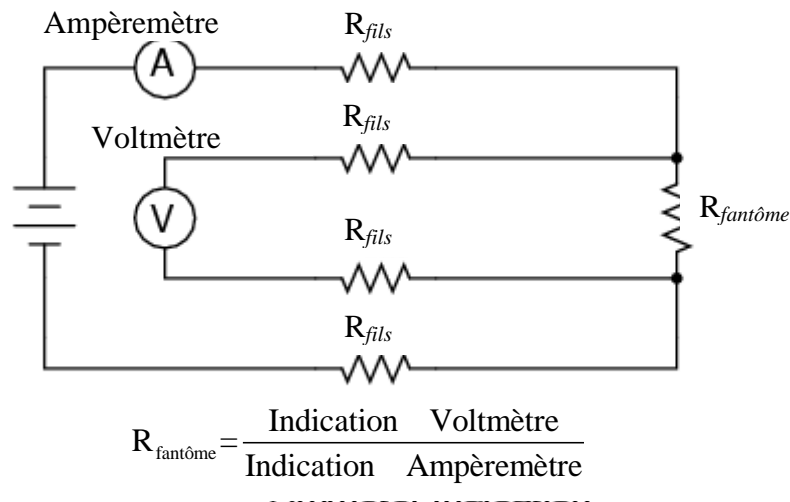


Figure 2. 5 : méthode 4-fils pour estimer la conductivité

Le simulateur cardiaque (MPS450 Patient Simulator, Fluke Biomedical) est utilisé pour générer les signaux électrophysiologiques (ECG) qui sont injectés dans le tissu via le système de transmission. Le signal ECG a été choisi pour ces premiers tests car il est de forme facile à identifier.

Un ordinateur muni de la carte d'acquisition, permet de recueillir les données à la sortie de l'amplificateur multicanaux, multi-bandes fréquentielles. Les programmes de traitements sont développés avec le logiciel Matlab (2008a, The Mathworks, Natick, MA).

Différentes fréquences d'échantillonnage sont utilisées suivant le test à réaliser. Pour la vérification de la non-saturation des amplificateurs, les données sont sur-échantillonnées à 8 kHz par précaution. Pour vérifier l'efficacité du filtre anti-repliement, 4 valeurs de fréquences d'échantillonnage sont testées : 1, 2, 4 et 8 kHz sachant que la fréquence de coupure du filtre anti-repliement est à 350 Hz.

2.3.2 Tests pour vérifier la non saturation des amplificateurs

Dans des conditions de mesures défavorables, avec des câbles de mesures formant des boucles assez larges, l'amplitude du potentiel induit par la commutation des gradients peut atteindre des valeurs dépassant largement la plage d'amplification, ce qui provoque la saturation des amplificateurs. Il est donc crucial de vérifier qu'ils ne saturent pas lors de l'acquisition des signaux électrophysiologiques en IRM.

Aucun signal n'est injecté pour ce test. Il s'agit ici de recueillir essentiellement les potentiels générés par les commutations des gradients. Volontairement nous avons adopté des conditions de mesure défavorables afin d'obtenir de forts potentiels induits: gradient très fort, fils non torsadés, forte conductivité des tissus. La séquence SPGR qui constitue une des séquences génératrices de forts potentiels induits est activée.

Les deux fantômes sont utilisés pour ce test. Les deux valeurs de conductivités permettront d'observer les variabilités des niveaux de potentiel induits. Les résultats représentés en Figure 2. 6 ne montrent pas de saturation.

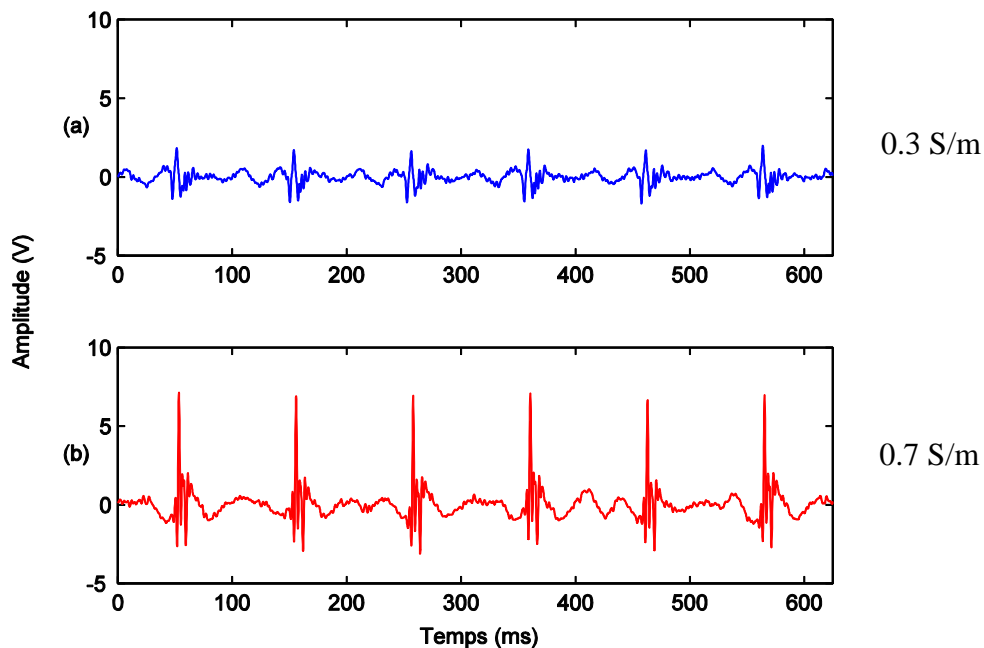


Figure 2. 6 : Potentiels induits pendant une séquence SPGR.
(a) Potentiel induit détecté à la surface du fantôme 1.
(b) Potentiel induit détecté à la surface du fantôme 2.

2.3.3 Efficacité du filtre anti-repliement

L'objectif ici, est de tester les performances de notre filtre anti-repliement placé à 350 Hz. Pour ce test, le spectre $S(f)$ du signal enregistré est estimé selon la méthode Welch-Wosa. La moyenne du

spectre est représentative de la puissance du signal et sert de référence pour évaluer le comportement de la fin du spectre. La plus haute fréquence (f_{lim}) pour laquelle la densité spectrale de puissance est supérieure ou égale à la moyenne du spectre est déterminée :

$$f_{lim} = \max \left\{ f_k \text{ tel que } S(f_k) \geq \frac{1}{L} \sum_{j=0}^{L-1} S(f_j) \right\} \quad (2.2)$$

$S(f_k)$ est l'estimation du spectre obtenue en fréquence discrète f_k pour k allant de 0 à $L-1$ avec L égale à la longueur de S .

Si la fréquence f_{lim} est proche de la fréquence d'alerte f_a (fréquence de Shannon), il y a risque de recouvrement, autrement dit, le filtre anti-repliement n'est pas efficace.

La deuxième série de mesures représente un ensemble d'observations permettant la vérification du fonctionnement du processus de contamination, et la confirmation des résultats attendus : variations des caractéristiques des artefacts en fonction des paramètres tels que : séquences d'imagerie, orientation des coupes, position des électrodes, conductivité du milieu.

Le filtre « anti-aliasing » placé dans les amplificateurs a pour fréquence de coupure 350 Hz. Le protocole de mesure a été élaboré de manière à obtenir un niveau d'artéfact important (câbles non torsadés, séquence générant plus d'artéfact, longueur de câble important, plusieurs boucles conductrices). Des séquences d'imagerie sont activées, et aucun signal extérieur n'est injecté à l'intérieur du tunnel. Les enregistrements réalisés avec différentes fréquences d'échantillonnage (8, 4, 2 et 1 kHz) correspondent uniquement aux bruits générés par l'environnement de mesure. Un exemple est montré en Figure 2. 7.

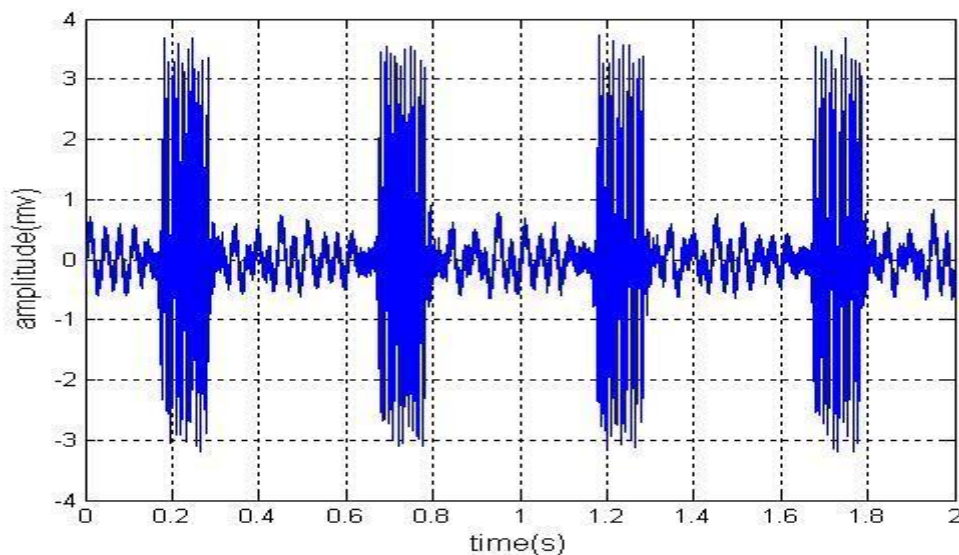


Figure 2. 7 Bruit enregistré pendant une séquence d'imagerie SPGR. Le bruit est enregistré à la sortie 350 Hz dans des conditions défavorables, la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz. Les bouffées d'artéfacts sont synchrones des impulsions RF.

Les spectres des différents enregistrements sont analysés. Les fréquences limites et les fréquences d'alarme sont déterminées comme indiqué ci-dessus. Les résultats de cette analyse montrés sur la Figure 2. 8, font apparaître un pic de forte amplitude malgré la présence du filtre pour ce signal enregistré dans des conditions très défavorables. Les positions de f_{lim} et f_a sur les spectres, démontrent que, pour les fréquences d'échantillonnage inférieures à 2 kHz, il y a perte d'information. Ceci montre l'efficacité du filtre anti-repliement d'une part, mais d'autre part fait apparaître également qu'il y a des précautions à prendre pour le choix de la fréquence d'échantillonnage. Les signaux EMG de surface étant généralement échantillonnés en dessous de 5 kHz quelque soient les applications, le dispositif élaborée est ainsi validé pour l'enregistrement de ce signal.

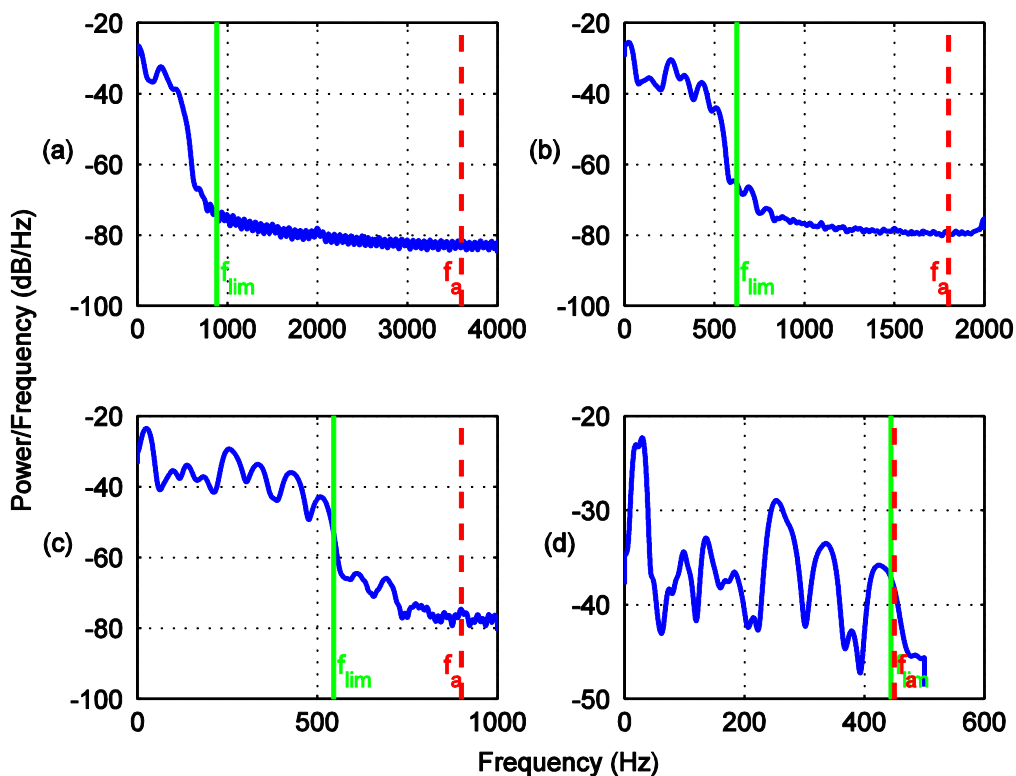


Figure 2. 8 : Test d'échantillonnage de Shannon.

(a), (b), (c) et (d) représentent la densité spectrale de puissance du même enregistrement d'artéfact échantillonné à 8 kHz, 4 kHz, 2 kHz et 1 kHz respectivement. Les lignes verticales vertes indiquent la position de la fréquence limite et les lignes rouges indiquent la fréquence d'alerte. (d) Recouvrement de spectre.

2.3.4 Processus de transmission et de contamination

Cette procédure offre la possibilité d'observer les modifications du contenu d'un signal dont on connaît parfaitement les caractéristiques de départ. On peut alors envisager un ensemble d'études comparatives dont les résultats pourraient contribuer à la mise au point des amplificateurs. On peut également utiliser cette même procédure pour tester des algorithmes de traitement, notamment ceux destinées à l'épuration des signaux. La Figure 2. 9 montre une illustration du processus de transmission et de contamination d'un signal. Le signal ECG est choisi pour ces essais, car facilement identifiable même en présence d'un niveau de bruit important. Les tests sont faits dans

des conditions optimales (fils torsadés, câbles courts...). Le signal injecté est correctement transmis, et on observe l'augmentation du niveau de contamination avec l'augmentation de la bande passante.

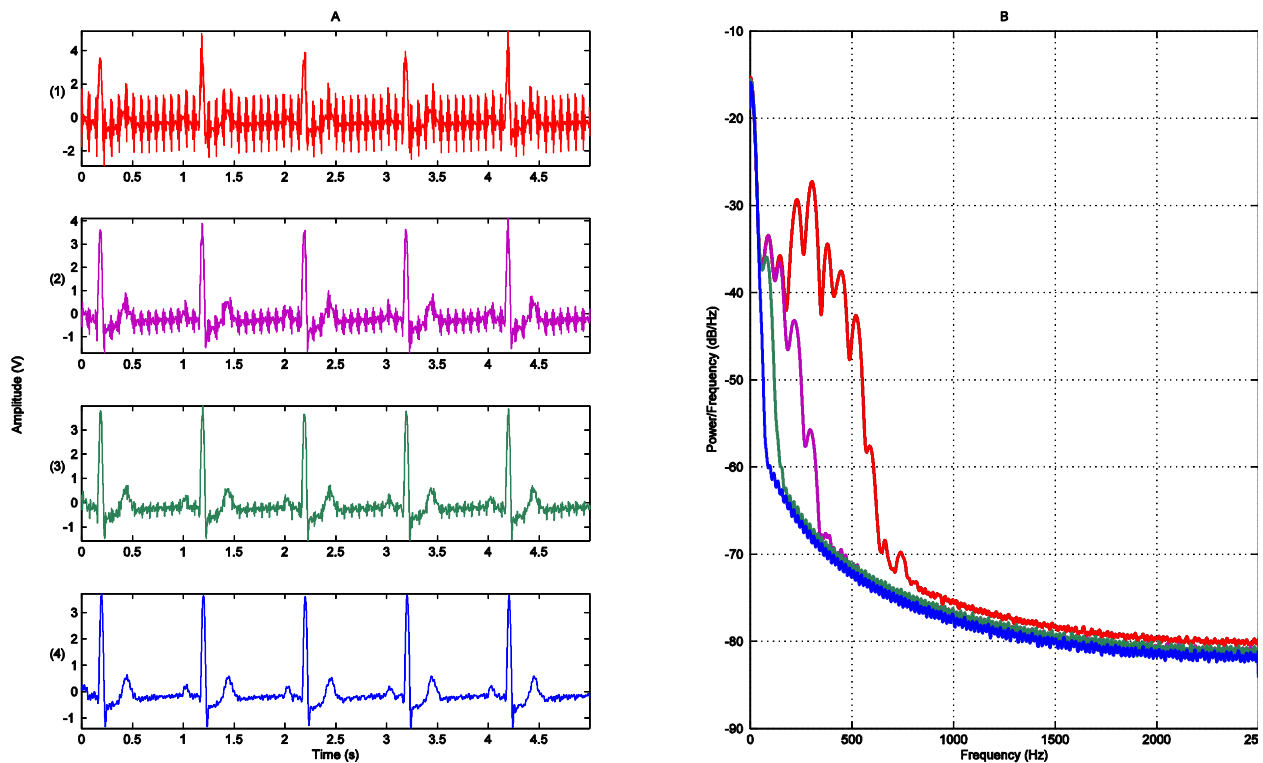


Figure 2. 9 : Transmission et contamination d'un signal ECG. Le niveau de perturbations augmente avec la bande passante du filtre. Le signal acquis est filtré à 350 Hz (A1), à 160 Hz (A2), à 80 Hz (A3) et à 40 Hz (A4). (B) La densité spectrale de puissance des signaux (A1 – A4)

2.4 Exemples d'application du banc : Caractérisation des potentiels induits

Pour cette série de mesures, aucun signal n'est transmis à l'intérieur du tunnel de RMN. Les potentiels induits sont alors recueillis avant et après activation des séquences RMN. Les séquences (FSE et CINE GE) sont utilisées pour cette expérience. Des paramètres caractéristiques (valeur efficace (RMS), valeur crête à crête, aire du spectre d'amplitude, dynamique spectrale, fréquence au maximum du spectre, fréquence médiane, puissance maximale) sont déterminés. On observe évidemment les modifications attendues : augmentation du niveau du bruit avec l'élargissement de la bande passante des filtres, variations importantes des paramètres lorsque l'on considère deux enregistrements correspondants à deux séquences données.

Des observations plus spécifiques telles que les variations à l'intérieur d'une même séquence et par rapport aux orientations de coupe sont intéressantes à analyser. Les figures 2.10 – 2.13 montrent un exemple de ce type d'analyse pour un signal bruit enregistré à la sortie du filtre 350 Hz avant et après activation d'une séquence FSE. Les artefacts générés par les commutations des gradients modifient de façon importante la distribution des amplitudes lorsque l'on compare les courbes de

distribution avant et après activation des séquences. On observe des modifications, temporelle et fréquentielle, des paramètres selon l'orientation des coupes (Tableau 2. 2). L'orientation sagittale montre un niveau de bruit plus important que dans les autres cas. Cette observation peut s'expliquer du fait que le fantôme était placé longitudinalement par rapport à l'axe Z du tunnel IRM.

	<i>Caractéristiques</i>	B₀	<i>FSE</i>			<i>Cine GE</i>		
			Axial	Sagittal	Coronal	Axial	Sagittal	Coronal
Temporelles	V _{RMS} (V)	0,13	0,89	1,26	1,26	1,42	2,13	2,18
	V _{CC} (V)	0,70	9,43	9,55	10,56	7,17	10,22	10,29
Fréquentielles	Aire du spectre (V.Hz)	1,94x10 ⁴	3,38x10 ⁵	3,58x10 ⁵	3,90x10 ⁵	1,01x10 ⁵	1,32x10 ⁵	1,36x10 ⁵
	Dynamique Spectrale (dB)	83	80	80	88	101	98	95
	Puissance Max (dB)	-24	-14	-12	-9	-3	-0,5	-0,2
	Fréquence au Maximum du Spectre (Hz)	16	222	159	300	350	175	175
	Aire du spectre de Puissance (db.Hz)	0,04	7,24	3,16	3,15	4,30	9,20	10,18
	Fréquence Médiane (Hz)	34	237	224	274	350	262	262

Tableau 2. 2: Caractéristiques temporelles et fréquentielles extraites des artéfacts dus au champ statique et à la commutation des gradients de champ magnétique. Les valeurs en V sont amplifiées avec un facteur de 2000 V/mV.

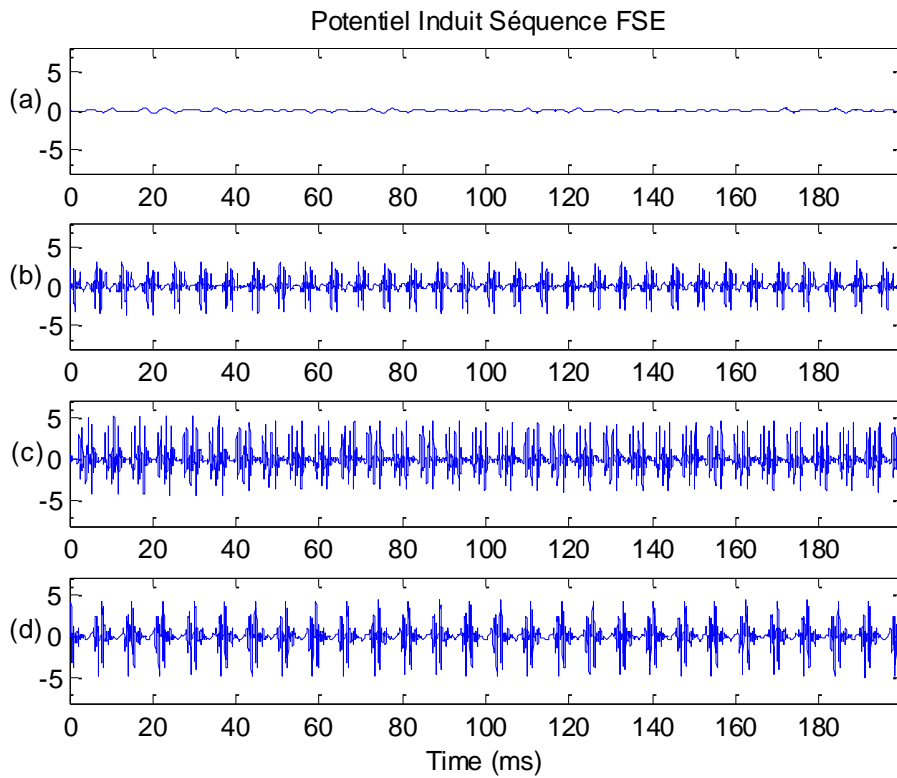


Figure 2. 10 : Les artéfacts enregistrés pendant une séquence FSE dans les plan axial (b), sagittal (c), et coronal (d). (a) le bruit provenant du champ statique B_0 . L'amplitude est en V avec un facteur d'amplification de 5000.

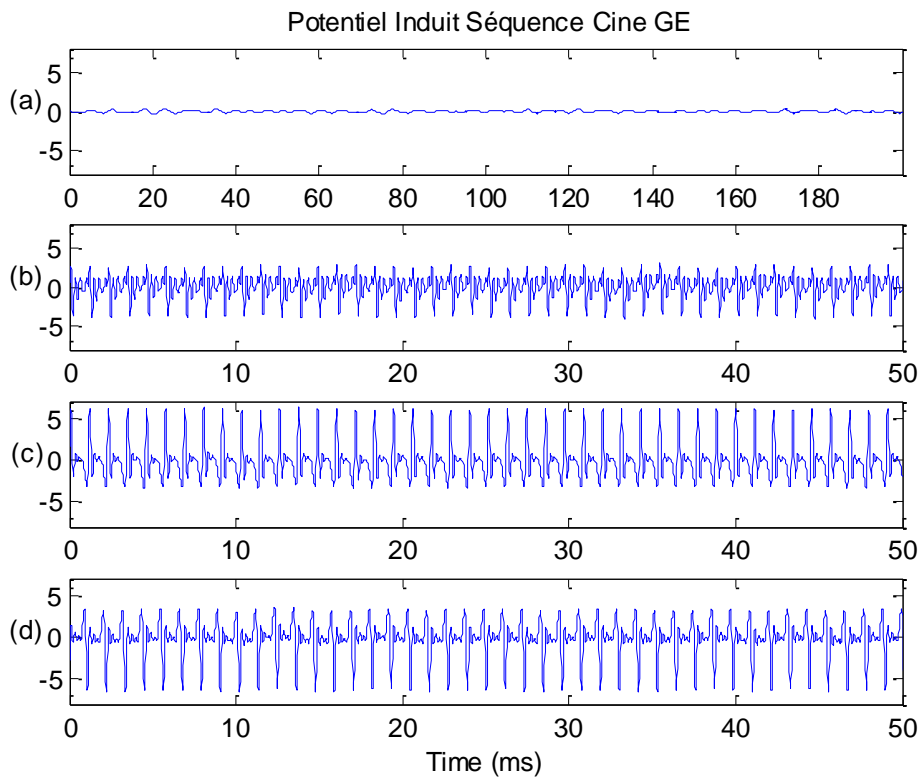


Figure 2. 11 : Les artéfacts enregistrés pendant une séquence CINE GE dans les plan axial (b), sagittal (c), et coronal (d). (a) le bruit provenant du champ statique B_0 . L'amplitude est en V avec un facteur d'amplification de 5000

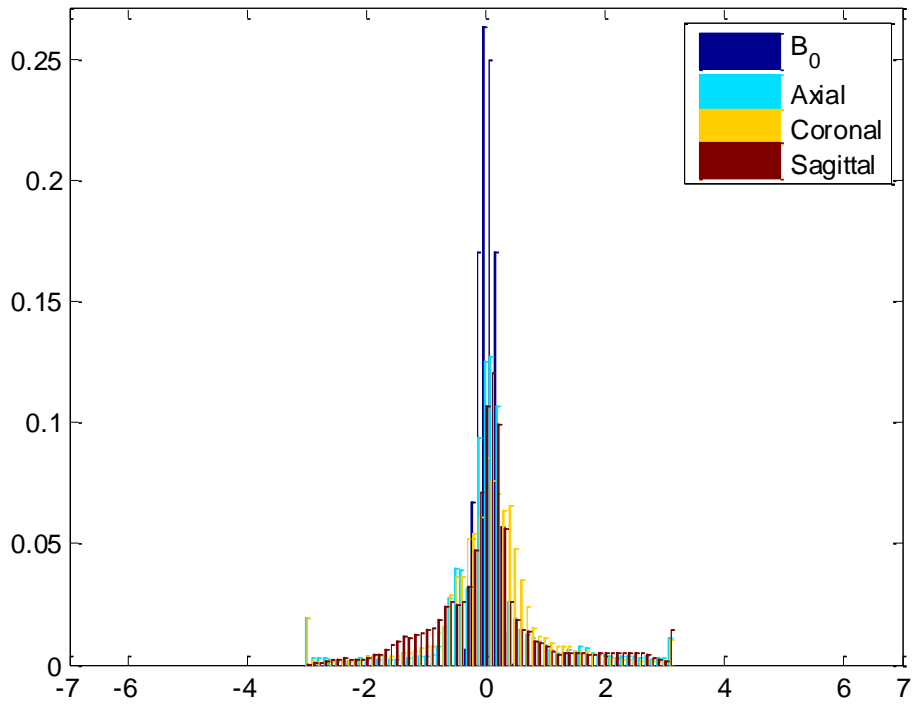


Figure 2. 12 : Histogramme normalisé du potentiel induit pendant une séquence FSE montrant la répartition de l'amplitude du potentiel induit amplifié (en V) dans les 3 plans de l'espace.

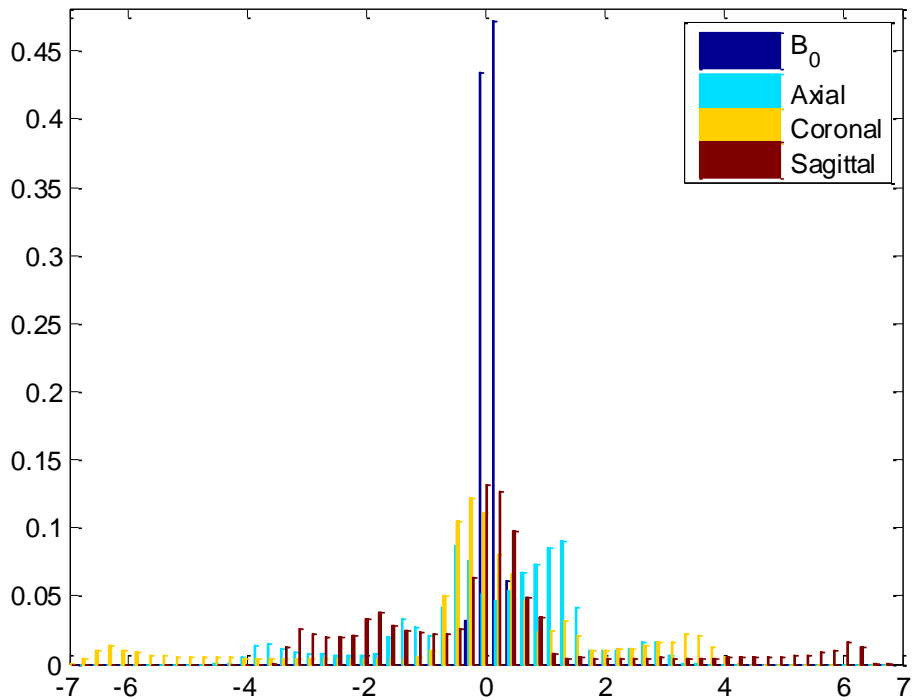


Figure 2. 13 : Histogramme normalisé du potentiel induit pendant une séquence Cine GE montrant la répartition de l'amplitude du potentiel induit amplifié (en V) dans les 3 plans de l'espace.

2.5 Discussion

Nous avons élaboré un dispositif qui permet de recueillir notamment les potentiels induits par les commutations de gradient et de les analyser. Sur les expériences préliminaires présentées, nous pouvons faire les remarques suivantes :

(i) *Performances des circuits électroniques impliqués*

En environnement IRM, les circuits électroniques sont spécifiques. Lorsque la bande passante des amplificateurs est élargie, comme c'est le cas ici, les contraintes sont encore plus importantes. Les premières expériences ont donc été dédiées à la validation des performances électroniques du dispositif. Les résultats obtenus ont démontré la non-saturation des amplificateurs, même pour des gradients de très forte intensité. Les performances des filtres anti-repliements permettent un échantillonnage à des valeurs de fréquences d'échantillonnage raisonnables. Le filtre anti repliement ayant une fréquence de coupure à 350 Hz nécessite une fréquence d'échantillonnage minimale de 2 kHz, ce qui est déjà le cas dans un contexte hors IRM.

Nous avons testé peu de séquences, cependant on peut remarquer que pour l'un des modèles de tissu où la conductivité est très élevée (0.7 S/m), les performances observées confirment le soin apporté à la réalisation des amplificateurs compatibles IRM qui ne saturent pas. Des améliorations peuvent être encore apportées au niveau du blindage; par exemple une cage de faraday englobant tous les fils de conduction, contrairement à ce que l'on peut observer sur le boîtier montré en Figure 2. 3.

(ii) *Sur le processus de transmission*

Le processus de transmission des signaux fonctionne parfaitement. On peut comparer en temps réel le signal transmis au signal détecté après passage dans le tunnel et de noter l'évolution de la pollution des signaux en fonction de l'élargissement des bandes de fréquence.

Ce procédé est aussi un moyen simple et original pour la mise au point d'algorithmes dédiés aux traitements numériques de signaux électrophysiologiques. Dans un précédent travail nous avons élaboré un algorithme de détection de QRS pour la synchronisation en IRM cardiaque [41]. Cet algorithme, fondé sur la décomposition en ondelette était appliqué aux signaux ECG filtrés à 20 Hz. Une partie des études menées au laboratoire est consacrée à l'amélioration des performances de cet algorithme en vue de son application sur des signaux de bande de fréquence élargie (signaux de rapport signal/bruit plus faible). Grâce au dispositif décrit nous pouvons disposer d'ECG simulés où il est facile de faire varier le rapport signal/bruit et d'évaluer les résultats de l'algorithme.

Le système de transmission permet l'injection simultanée de cinq signaux dans le tissu conducteur ; signaux qui seront détectés simultanément après leur contamination. Cet aspect est intéressant pour tester par exemple, les performances des algorithmes fondés sur la

séparation aveugle de sources (SAS), technique qui commence à être appliquée aux signaux EEG recueillis en IRM [45].

(iii) Sur les applications du banc

L'exemple d'investigation présenté concernant la caractérisation des potentiels induits est une illustration qui montre clairement l'intérêt d'un tel dispositif. Les potentiels induits, peuvent être générés en fonction d'un certain nombre de paramètres fixés par l'opérateur: conductivité du milieu, intensité du champ statique B_0 , séquences d'imagerie, orientation par rapport aux lignes de champs, distances inter-électrodes, longueur des câbles ... La variabilité des caractéristiques temporelles et fréquentielles que l'on peut observer en fonction de ces différents paramètres est une information intéressante pour une meilleure conception des algorithmes de débruitage. Ce type d'information est à considérer dans la formulation de l'algorithme afin d'améliorer sa robustesse.

Dans le cas d'un algorithme de séparation aveugle des sources (SAS) par exemple, posséder un modèle expérimental des sources recherchées est en effet une information essentielle pour caractériser les signaux résultants en termes de densités de probabilité, de densités spectrales d'énergie, et de rythmicité. On dispose ainsi de données nécessaires pour construire un critère de séparation pertinent, à partir des caractéristiques statistiques qui s'avèreront les plus discriminantes entre les sources considérées. De ces descriptions statistiques découleront naturellement les fonctions de contraste (critère de séparation) adéquats pour séparer les différents signaux. En outre, on déterminera l'espace de décomposition qui permettra la représentation la plus parcimonieuse possible des signaux afin de réduire la complexité de l'algorithme de séparation.

Comme il a déjà été expliqué au chapitre 1, en environnement IRM le capteur détecte un mélange de signaux provenant de plusieurs sources (contributions de l'activité électrique des cellules et des sources d'artéfacts électromagnétiques), qu'il faut démêler. Une illustration de ce type de mélange et concernant le signal EMG est montré en Figure 2. 14. On observe l'importance de la contamination « large bande » sur un signal EMG donc sur les problèmes qu'il faut s'attendre à rencontrer pour pouvoir restituer un EMG propre. La SAS pourrait envisager pour le traitement de l'EMG en IRM.

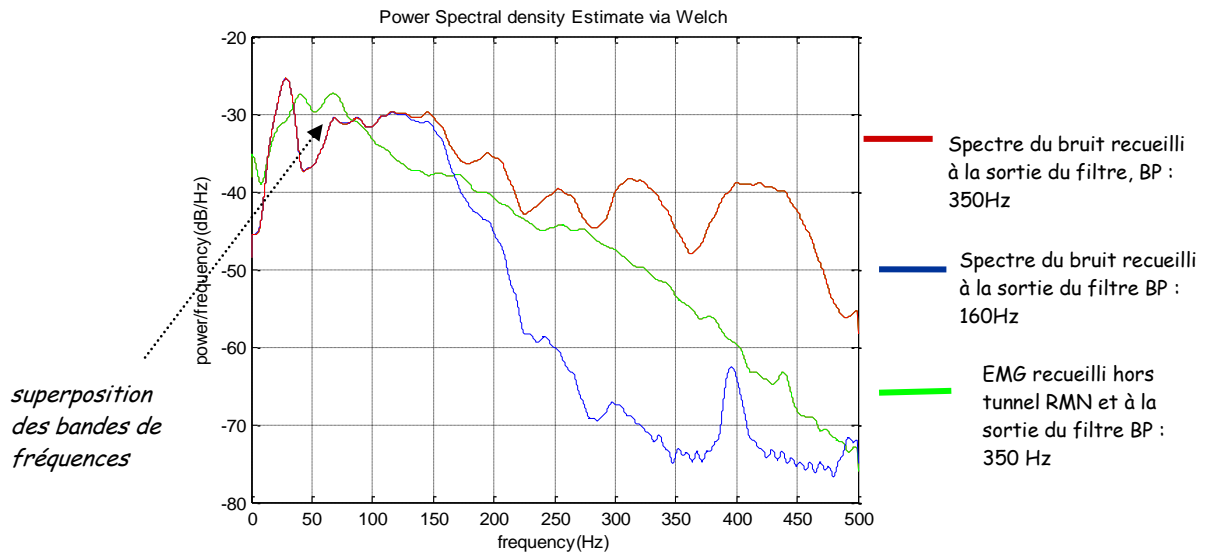


Figure 2. 14 : Comparaison des spectres du bruit RMN et du signal EMG.

Le banc expérimental est utilisé ici pour générer et recueillir le bruit engendré par l'environnement RMN lors d'une séquence echo de gradient (GE). Le même amplificateur amagnétique que comprend ce banc est utilisé pour l'enregistrement d'un signal EMG, mais hors environnement RMN.

2.6 Conclusion

Les méthodes de traitement de signaux électrophysiologiques en environnement IRM doivent évoluer parallèlement à l'évolution des techniques d'IRM. La flexibilité du banc instrumenté présenté dans ce chapitre offre une large gamme d'expériences pouvant contribuer efficacement aux développements de méthodes nouvelles de traitement. Un exemple de développement méthodologique concerne la modélisation des potentiels induits ; l'approche préconisée qui s'appuie sur les paramètres expérimentaux obtenus grâce à ce dispositif est présentée chapitre 3 de ce mémoire.

On peut également remarquer que ce dispositif pourrait contribuer aux recherches fondamentales dans le domaine de l'IRM ; par exemple l'étude des phénomènes thermiques engendrés par les potentiels induits en IRM 3T [48], ou la quantification des propagation des ondes mécaniques induites par les forces de Lorentz dans les tissus [49].

La portabilité de ce banc élaboré spécifiquement pour l'étude de signaux électrophysiologiques large bande en IRM sur tout type de plate forme IRM, permet d'élargir des observations faites sur un imageur 1,5 T sur des champs plus élevés, notamment en évaluant les mêmes types de paramètres. Les résultats d'une première évaluation avec une machine IRM 3 T sont présentés au chapitre 4.

L'originalité de ce dispositif ; amplificateurs à plusieurs entrées différentielles, sortie multicanaux, multi-bande fréquentielles fait l'objet des références [45], [50], [51].

Chapitre 3 : modélisation des potentiels induits

3.1 Introduction

Pour coder une image, le champ magnétique statique subit une variation suivant les trois directions de l'espace. Ceci est réalisé par un jeu de commutation de gradients de champ magnétique qui permettent d'abord de localiser l'endroit à imager (gradient de sélection de coupe) et ensuite coder les lignes et les colonnes (gradients de codage de phase et de fréquence). Ces gradients ont des formes variées et peuvent être simples (triangulaire, trapézoïdale ou sinusoïdale) ou composées d'une association de formes simples [52]. Les différentes formes simples sont données en annexe B.

L'origine du potentiel induit par la commutation des gradients de champ magnétique peut s'expliquer par les équations de Maxwell qui constituent les lois de l'électromagnétisme. Son amplitude dépend directement et indirectement de plusieurs facteurs : (i) les paramètres de la séquence IRM (Champ de vue ou FOV, la taille de la matrice, l'épaisseur de la coupe), (ii) l'orientation des gradients dans l'espace, (iii) la taille des boucles d'induction, et (iv) la conductivité électrique du milieu.

Après un rappel sur l'importance et l'influence des gradients dans l'obtention des images, nous présentons dans ce chapitre un algorithme de modélisation des potentiels induits par les commutations de gradients. La méthode de modélisation repose naturellement sur les caractéristiques des potentiels induits enregistrés grâce au banc expérimental. Cette méthode sera validée sur des acquisitions en IRM 1,5 T utilisant de différentes séquences IRM.

3.2 Les gradients : implication dans l'obtention de l'image par RMN

Les gradients créent des variations de champs magnétiques linéaires se superposant à B_0 . Celles-ci sont réalisées suivant une direction spécifique : X, Y ou Z ou une combinaison linéaire de ces directions, grâce à des bobines orientées suivant les différentes directions de l'espace. Ce sont ces variations de champs qui permettront d'extraire l'information spatiale, (codage spatial), par analyse du signal acquis, l'écho. L'intensité du champ magnétique s'exprime alors par la relation suivante :

$$B_z \ i = B_0 + iG_i \quad i \in x, y, z \quad (3.1)$$

Il est important de noter que le champ magnétique total suit toujours la direction de B_0 (conventionnellement l'axe z) alors que le gradient de champ peut suivre n'importe quel axe de direction x, y ou z :

$$G_i = dB_z / di \quad i \in x, y, z \quad (3.2)$$

Le gradient de champ magnétique est mesuré en tesla par mètre (Tm^{-1}).

3.2.1 Gradient de sélection de coupe

La sélection d'une coupe est un processus qui sert à limiter l'excitation radiofréquence (RF) à la localisation et la sélection d'un volume à imager. Ceci est réalisé grâce à l'application d'un gradient, appelé gradient de sélection d'une coupe, dans la direction orthogonale au plan de la coupe. Ce gradient peut-être orienté dans n'importe quelle direction de l'espace. Si, par exemple, nous souhaitons obtenir une image dans le plan axial xy, le gradient est appliqué dans la direction z.

Le gradient de sélection de coupe est généralement constant et est appliqué au même moment que l'impulsion RF. Si l'impulsion RF est excitatrice, ce gradient est alors suivi d'un lobe de rephasage. Pour une bande passante Δf choisie, l'épaisseur de la coupe Δz est inversement proportionnelle à l'amplitude du gradient de sélection de coupe (*Figure 3. 1*) selon l'équation

$$\Delta z = \frac{2\pi\Delta f}{\gamma G_z} \quad (3.3)$$

où G_z est l'intensité du gradient de sélection de coupe appliqué le long de l'axe Z, γ est le rapport gyromagnétique du proton.

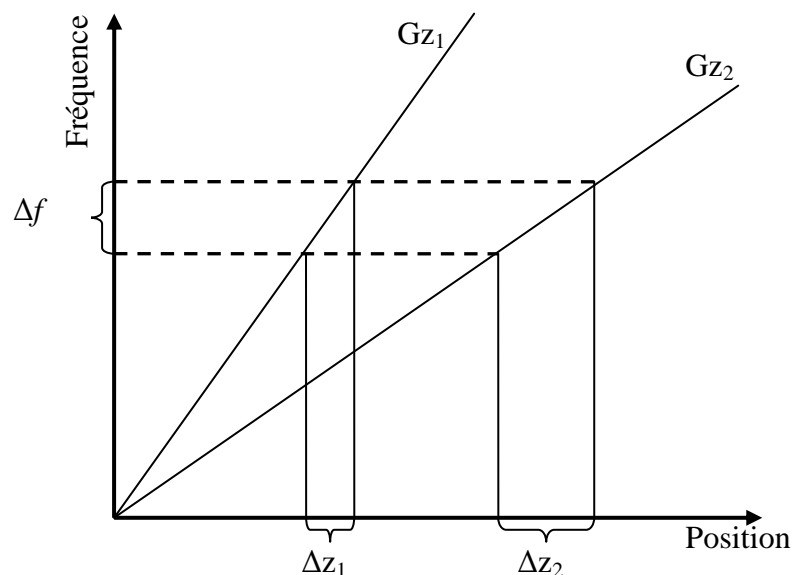


Figure 3. 1 : Graphe illustrant la fréquence de Larmor en fonction de la position sur l'axe du gradient de sélection de coupe.

Les pentes G_{z1} et G_{z2} des courbes représentent l'amplitude du gradient. Cette courbe illustre que pour une bande passante Δf donnée, l'épaisseur de la coupe est inversement proportionnelle à l'amplitude du gradient.

Le gradient de rephasage

L'application du gradient de sélection de coupe peut entraîner une dispersion des phases dans le plan transversal de la magnétisation. Il en résulte une perte du signal. Un gradient dit de rephasage est alors immédiatement appliqué après la sélection de coupe pour réaligner les phases dans le plan de la coupe et donc compenser la perte du signal. Cette dispersion des phases dépend de l'épaisseur de la coupe mais aussi indirectement de la forme de l'impulsion RF. Le gradient rephasage, associé au gradient de sélection de coupe, a une polarité opposée à celle du gradient de sélection de coupe. L'aire optimale du gradient de rephasage est calculée en fonction d'un « isoretard » Δt_I qui correspond approximativement à la demi-durée d'une excitation RF (Figure 3. 2). C'est le temps de déphasage aboutissant à la dispersion totale des phases $\Delta\phi$

$$\Delta\phi = \gamma G_z \Delta z \Delta t_I \quad (3.4)$$

Dans l'exemple de la Figure 3. 2, l'aire A_R du gradient de rephasage est calculée à partir de l'équation

$$A_R = G_z \Delta t_I + \frac{G_z r_z}{2} \quad (3.5)$$

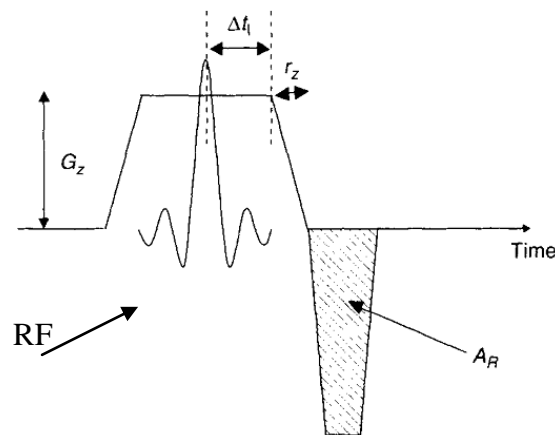


Figure 3. 2 : le gradient de rephasage correspond à la région hachurée. G_z est l'amplitude du gradient de sélection de coupe, Δt_I est l'isoretard qui correspond à la demi-durée de l'impulsion excitatrice RF et r_z est le temps de balayage du gradient de sélection de coupe [53].

3.2.2 Gradient de codage de phase

Une fois un volume est sélectionné par le gradient de sélection de coupe, l'étape du codage spatial commence. Le codage spatial revient à coder dans les directions horizontale et verticale de l'espace- k les phases et les fréquences afin d'obtenir une image par transformée de Fourier inverse de l'espace- k . L'objectif est d'enregistrer les signaux RMN qui correspondent à des petits volumes élémentaires d'une coupe de cet échantillon et de

représenter en échelle de gris la cartographie des intensités de ces signaux. Dans le cas d'une coupe axiale, lorsque la magnétisation est basculé dans le plan transversale (plan de la coupe), les spins en précessions alors en phase. L'application pour une durée limitée d'un gradient, appelé gradient de codage de phase, en général dans une direction X ou Y permet de coder en phase selon cette direction qui est orthogonale à la direction du codage des fréquences. En effet, ce gradient permet de créer une variation linéaire spatiale de la phase de la magnétisation. Pendant son application, les spins changent linéairement de fréquence de précession dans la direction du gradient, ce qui induit un décalage des phases qui perdure après l'arrêt du gradient. Dans le cas où le gradient est appliqué dans la direction Y, la fréquence de précession est donnée par

$$\omega = \gamma G_y y \quad (3.6)$$

Après arrêt du gradient, les spins auront alors la même fréquence de précession mais leurs phases seront décalées. Les spins ayant une phase identique se retrouveront sur la même ligne. Pour acquérir une image de n lignes il est nécessaire de réaliser n acquisitions en modifiant, à chaque temps de répétition TR et à pas égaux, l'amplitude du gradient de codage de phase pour obtenir des décalages de phase différents. Le signal RMN acquis après un intervalle de temps Δt aura une phase initiale

$$\varphi_y = \gamma G_y y \Delta t \quad (3.7)$$

Pour comprendre l'évolution de la phase des vecteurs de magnétisation, posons $G_y' = m G_y$. L'amplitude du gradient est modifiée en variant m . On peut représenter une séquence de décalage de phase du vecteur de magnétisation en un point y_0 par

$$\varphi^m_y = \gamma m G_y y \Delta t \quad (3.8)$$

Le gradient de codage de phase peut-être programmé pour arriver à n'importe quel moment après l'impulsion RF mais avant le début de la « lecture » (acquisition du signal RMN). Il peut commencer simultanément avec le lobe de rephasage du gradient de sélection de coupe.

3.2.3 Gradient de codage de fréquence ou gradient de lecture

La troisième étape du codage spatial de l'image dans le plan de Fourier revient à l'application d'un gradient, appelé gradient de codage de fréquence, dans la direction perpendiculaire au gradient de phase. Il permettra d'attribuer aux spins ayant la même phase, des fréquences de précession différentes, linéairement dépendantes des positions des spins, ce qui permet de les différencier dans le plan de Fourier

$$\omega_x = \gamma G_x x \quad (3.9)$$

G_x est le gradient de codage de fréquence appliqué le long de l'axe x .

Le gradient de codage de fréquence est formé par un lobe de déphasage et par un lobe de lecture. Dans les séquences écho de gradient et écho de spin, le lobe de déphasage est un prérequis à la formation de l'écho, tandis que le lobe de lecture crée l'écho. Ces deux lobes peuvent être séparés par une impulsion de rephasage comme dans le cas d'une séquence écho de spin. Dans certaines séquences ayant des échos multiples (FSE, EPI, ...), une partie du lobe de lecture est utilisé comme lobe de rephasage, ainsi un seul lobe de rephasage est appliqué en début de séquence quelque soit le nombre des échos. Le rephasage des spins produira un signal.

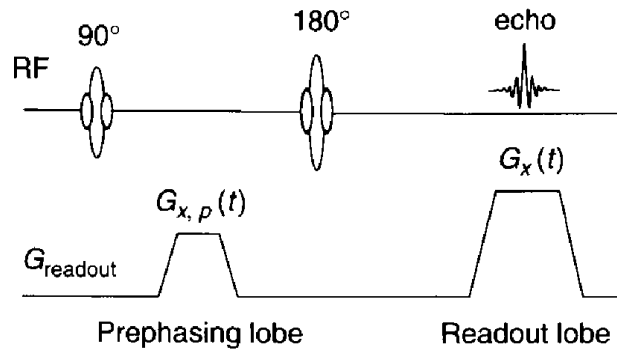


Figure 3. 3: Forme du gradient de codage de fréquence dans une séquence spin-echo. La gradient est formé de deux lobes, un lobe de préphasage $G_{x,p}(t)$ et un lobe de lecture $G_x(t)$. Les deux lobes ont la même polarité.

L'amplitude et la durée du lobe de lecture sont fonction de la résolution de l'image, de la bande passante du récepteur, du champ de vue (Field Of View ou FOV en anglais) et du rapport gyromagnétique.

À la fin de l'impulsion excitatrice RF (\mathbf{B}_1), l'acquisition du signal RMN (RF) commence. Le signal RMN recueilli est échantillonné et quantifié. Pour une forme rectangulaire, l'amplitude du gradient de lecture exprimée en T/m est déterminée selon l'équation :

$$G_x = \frac{4\pi\Delta f}{\gamma L_x} \quad (3.10)$$

où L_x est la taille du champ de vue (FOV) le long de la direction x, et $2\Delta f$ la bande passante du receveur. La durée d'acquisition de l'écho est déterminée à partir du nombre de points de la matrice dans la direction des fréquences (n_x par exemple) et de la bande passante du receveur

$$T_{acq} = \frac{n_x}{2\Delta f} \quad (3.11)$$

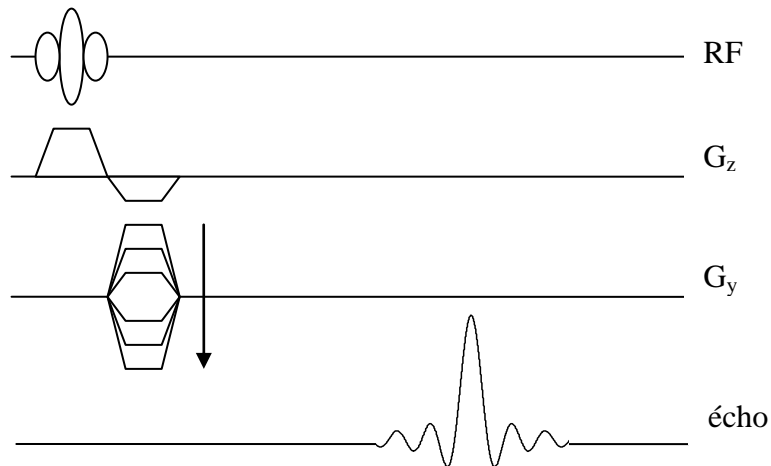


Figure 3. 4 Une séquence écho-gradient simplifiée avec 6 étapes de codage de phase. G_z est le gradient de sélection de coupe. G_y est le gradient de codage de phase dans la direction Y et Signal est le signal RMN acquis

3.3 Origine des potentiels induit en IRM

3.3.1 Les Champs électromagnétiques

Le champ électrique :

Les champs électromagnétiques (EM) peuvent être considérés comme une combinaison d'un champ électrique et d'un champ magnétique. Un champ électrique E existe lorsque des charges électriques sont présentes. Un champ électrique est défini par la force électrique par unité de charge exercé sur une petite charge positive q_0 situé en ce point de l'espace

$$\mathbf{E} = \frac{\mathbf{F}}{q_0} \quad (3.12)$$

L'unité de q_0 est le coulomb (C). La force \mathbf{F} est exprimée en newton (N). \mathbf{E} est exprimé en N/C qui est équivalent à V/m. \mathbf{E} peut être décrit de deux manières :

- i. Soit il est produit par une charge unique.
- ii. Soit il produit par deux plaques parallèles de charges opposées.

Nous définissons la densité du flux électrique ou déplacement électrique, \mathbf{D} , comme une mesure de \mathbf{E} , en termes de quantité de charge par unité de surface. L'unité de \mathbf{D} est C/m^2 . Dans un matériau diélectrique (tissu humain par exemple), \mathbf{D} est directement proportionnel à \mathbf{E} :

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (3.13)$$

où ε est la permittivité du matériau diélectrique exprimée en farad par mètre (F/m).

En général, ε est exprimée par deux quantités physiques, ε_0 et ε_r , où ε_0 est la permittivité dans le vide et ε_r est la permittivité relative. Cette dernière n'a pas d'unité.

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (3.14)$$

La permittivité relative de l'air vaut 1. La constante diélectrique d'un tissu biologique varie entre 1 et 80 environ. Dans un milieu isotrope, \mathbf{D} et \mathbf{E} sont colinéaires.

Le champ magnétique

Quand les charges électriques sont en mouvement, un champ magnétique est induit autour d'elles. Ce champ \mathbf{H} , appelé l'intensité du champ magnétique, est un vecteur dû au charges en mouvement. Les champs magnétiques sont perpendiculaires au courant électrique, et encerclent la ligne du courant. L'unité de \mathbf{H} est l'ampère par mètre (A/m). Lorsque le courant électrique est continu, le champ magnétique est constant (aussi dit permanent). Dans le cas d'un courant électrique alternatif, le champ magnétique fluctuera à la même fréquence que \mathbf{E} , et deviendra un champ électromagnétique puisqu'il contient les deux composantes \mathbf{E} et \mathbf{H} . Lorsqu'un champ magnétique pénètre une coupe de surface d'un matériau, il devient une densité de flux magnétique \mathbf{B} . \mathbf{B} et \mathbf{H} sont liés par la relation

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (3.15)$$

où μ est la perméabilité du matériau exprimé en henri par mètre (H/m).

La perméabilité est la propriété magnétique de tout matériau. Elle est égale au produit de la perméabilité de l'espace (μ_0) et la perméabilité relative (μ_r). Cette dernière n'a pas d'unité.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (3.16)$$

Dans le vide, μ_r est égale à 1. Un matériau est classé diamagnétique, paramagnétique ou ferromagnétique selon la valeur de μ_r ($\mu_r \cong 1$ pour les matériaux dia- et paramagnétiques). L'unité de la densité du flux magnétique est le weber par mètre carré (wb/m^2) ou tesla (T). Le flux magnétique Φ (en webers) à travers une surface S est défini par l'intégrale de la densité de flux magnétique qui traverse S

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (3.17)$$

Le champ électromagnétique

La présence d'un champ électrique implique la présence d'un champ magnétique et vice versa. Ces deux champs sont reliés par un système d'équations appelées les équations de Maxwell qui constituent les lois de l'électromagnétisme.

$$\left\{ \begin{array}{ll}
\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{dB}{dt} & (1) \quad \text{Loi de Faraday} \\
\nabla \bullet \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} & (2) \quad \text{Loi de Gauss pour l'électricité} \\
\nabla \times \mathbf{B} = \mu \left(\sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) & (3) \quad \text{Loi d'Ampère} \\
\nabla \bullet \mathbf{B} = 0 & (4) \quad \text{Loi de Gauss pour le magnétisme}
\end{array} \right. \quad (3.18)$$

où σ est la conductivité du matériau exprimée en Siemens par mètre (S/m) ; ρ est la densité de charge du volume exprimée en Coulombs par mètre cube (C/m^3) ; $\nabla \times$ indique un champ rotationnel et $\nabla \bullet$ indique une divergence du vecteur. Les deux premières équations (1 et 2) démontrent les sources d'un champ électrique. La première équation décrit la loi de Faraday et indique qu'une variation de champ magnétique crée un champ électrique qui encercle le champ magnétique. La deuxième équation est la loi de Gauss pour l'électricité. Cette équation indique que les charges électriques produisent un champ électrique. La troisième équation est la loi d'Ampère. Elle indique qu'une densité de courant $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ ainsi qu'une variation champ électrique produisent un champ magnétique \mathbf{B} qui encercle \mathbf{J} et $\partial \mathbf{E} / dt$. La dernière équation de Maxwell est la loi de Gauss pour le magnétisme qui indique que la divergence de \mathbf{B} est toujours nulle. Il n'existe pas de charges magnétiques analogues aux charges électriques. Les lignes de champ magnétique sont en boucle fermée, alors que les lignes de champ électrique commencent et se terminent par les charges.

3.3.2 Processus de contamination en IRM

Les champs à gradient pulsés et les RF associés l'IRM expose le patient à un champ magnétique variable dB/dt . Ce dernier peut induire sur les tissus biologiques non seulement des effets diamagnétiques et paramagnétiques [54], [55] mais aussi des inductions électromagnétiques, donc un courant électrique circulant dans le tissu du patient. Ce courant induit est en général tellement de faible intensité que le patient ne le sent pas. Dans certains cas, et dans le but d'obtenir une image de qualité en un temps d'acquisition rapide, il a été observé expérimentalement une réponse physiologique suite à la commutation rapide des gradients de champs magnétique, comme dans le cas d'une séquence écho planaire. Cette réponse peut être exprimée par une stimulation nerveuse périphérique, contraction musculaire, inconfort, etc.

3.3.3 Modèles de potentiel induit

Le modèle simplifié

Dans un modèle simplifié, décrivant le mécanisme des potentiels induits, le corps du patient est modélisé par un cylindre placé dans un champ magnétique qui varie le long de l'axe z. Le courant induit circule de façon circulaire (Figure 3. 5). Son intensité est nulle au centre et

maximal à la surface du cylindre. L'intensité du champ électrique induit E , s'exprime en fonction de la distance radiale à partir du centre du cylindre [56] :

$$E = \frac{r}{2} \frac{dB_z}{dt} \quad (3.19)$$

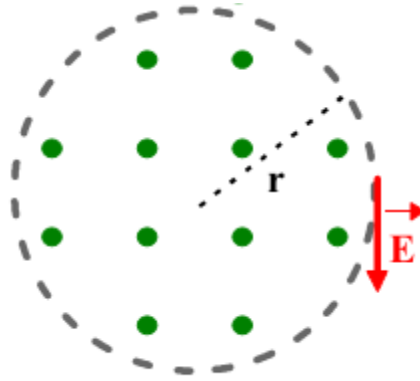


Figure 3. 5 : Section d'un cylindre exposé à un champ magnétique sortant (points verts) variable.

À l'intérieur du tunnel de l'IRM, les courants sont induits dans le plan perpendiculaire à la direction de dB/dt et auront une intensité maximale à la surface du patient. Un meilleur modèle du corps humain pour calculer les courants induits sera un modèle ellipsoïdal [57]. Une estimation exacte du courant induit nécessite de paramétrer les différentes conductivités des tissus et ceci peut se réaliser à l'aide d'un calcul par éléments finis [58], [59].

Le modèle fondé sur la réponse impulsionnelle

Une des solutions numériques proposée par Felblinger *et al.* [1] consiste à exploiter le fait que les artefacts dus aux gradients se superposent linéairement aux signaux électrophysiologiques utiles.

Le système des gradients est considéré comme un système linéaire et invariant dans le temps (LTI). L'artéfact acquis par les électrodes de mesures n'est alors que le produit de convolution entre un signal d'entrée (la forme du gradient) et la réponse impulsionnelle du système LTI.

$$S_n = h_i * E_n = \sum_{m=0}^{N-1} h_i(n-m) E_m \quad (3.20)$$

où S est l'artéfact enregistré, h_i est la réponse impulsionnelle du système LTI et E le signal d'entrée (forme du gradient). La réponse impulsionnelle pour le système LTI est obtenue par la formule ci-dessous :

$$H_i(n\Delta) = IFFT \left(\frac{FFT S_{MR,I}(n\Delta)}{FFT G_I(n\Delta)} \right) \quad (3.21)$$

avec $I = X, Y, Z$; $n = 0, \dots, N$; $S_{MR,I}$ l'artéfact ajouté sur l'ECG et G_I le gradient appliqué dans la direction I .

Cette théorie a été appliquée à la restauration du signal ECG [1] (Figure 3. 6).

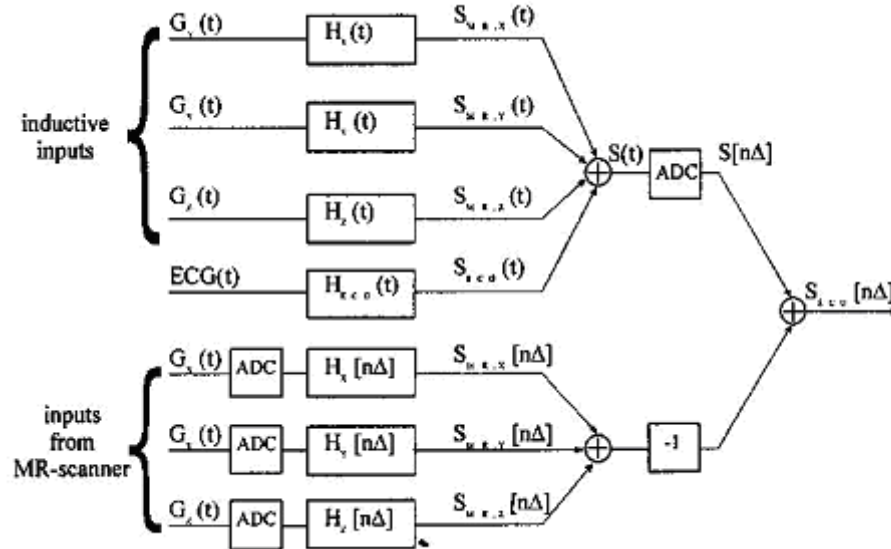


Figure 3. 6 : Méthode permettant de restituer un signal ECG en utilisant les réponses impulsionnelles $H_x(t)$, $H_y(t)$ et $H_z(t)$ et les informations de forme et d'amplitude des gradients [1]

3.4 Algorithme élaboré pour la modélisation

La méthode développée dans ce travail doit permettre de modéliser le potentiel induit par la commutation des gradients et enregistré à la surface du fantôme. Pour ce faire, nous avons élaboré une démarche de modélisation, utilisant la décomposition du signal en une somme de sinusoides, fondée sur l'exploitation des caractéristiques trouvées expérimentalement et en particulier la quasi-périodicité des artéfacts. La quasi-périodicité des artéfacts a été observée dans le domaine spectral (Spectre de raies, cf. paragraphe 3.4.3), ce qui nous conduit intuitivement à établir un modèle sinusoidal.

Une première étape consiste à extraire automatiquement les motifs d'artéfacts. La stationnarité au sens faible des artéfacts a été vérifiée par un test statistique, le KPSS (Kwiatkowski-Phillips-Schmidt-Shin) [43]. Les motifs extraits sont alors moyennés et la modélisation est entamée par un processus itératif. Il s'agit d'une minimisation de la fonction de coût (équation(3.27)) au sens des moindres carrés par la méthode du BFGS (Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno). Le modèle est ensuite validé par étude de corrélation et mesure de dissimilarité entre le modèle calculé et le signal enregistré. Ces différentes étapes sont illustrées dans le logigramme de la Figure 3. 7.

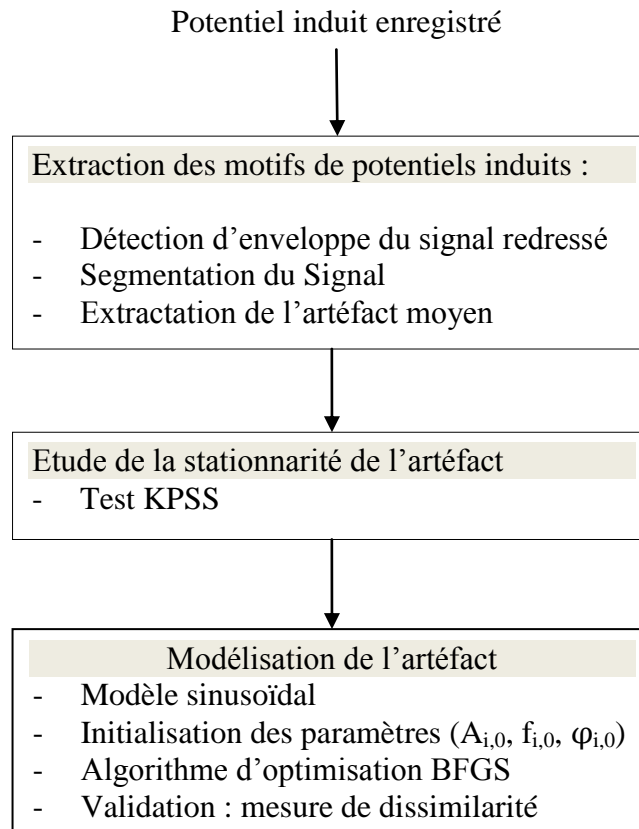


Figure 3. 7 : Logigramme de la modélisation du potentiel induit

3.4.1 Extraction des motifs du potentiel induit recueilli

Cette première étape constitue le point de départ de toute méthode de décomposition. Pour une itération donnée, l'algorithme détecte et extrait un ensemble de motifs situés au dessus d'un seuil fixé par rapport à l'enveloppe du signal redressé.

Le principe comporte les points suivants :

- (i) **détection de l'enveloppe du signal.** Le signal est d'abord redressé en calculant sa valeur absolue. Un algorithme de détection de l'enveloppe du signal a été développé. Son principe repose sur une détection des pics du signal redressé suivie d'une interpolation linéaire entre les pics (*Figure 3. 8*).

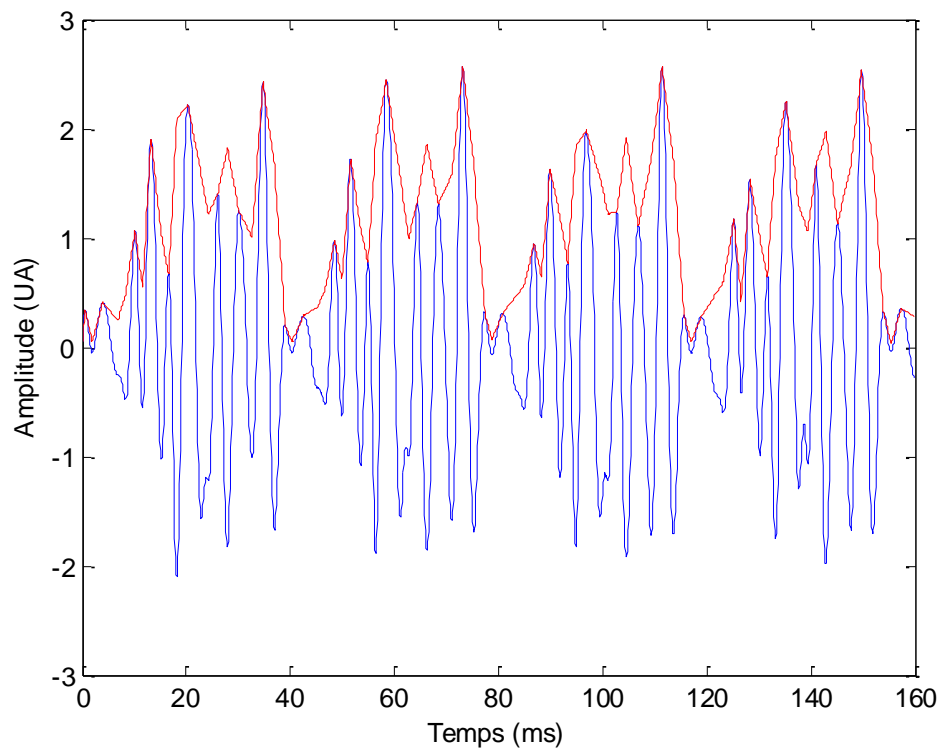


Figure 3. 8 : détection de l'enveloppe du potentiel induit

- (ii) **Fixation du seuil.** Il n'y a pas de méthode standard pour le choix du seuil. Nous avons fixé le seuil entre 2 et 5 pourcent de l'amplitude maximale du signal. Cette façon d'estimer le seuil permet de prendre en compte l'enregistrement d'artéfacts éventuels dus au système de mesure.
- (iii) **Extraction des segments.** Les segments de potentiels induits sont extraits et recalés pour qu'ils aient le même nombre d'échantillons (*Figure 3. 9* et *Figure 3. 10*). Un potentiel induit moyen est alors calculé puis utilisé dans l'algorithme de modélisation.

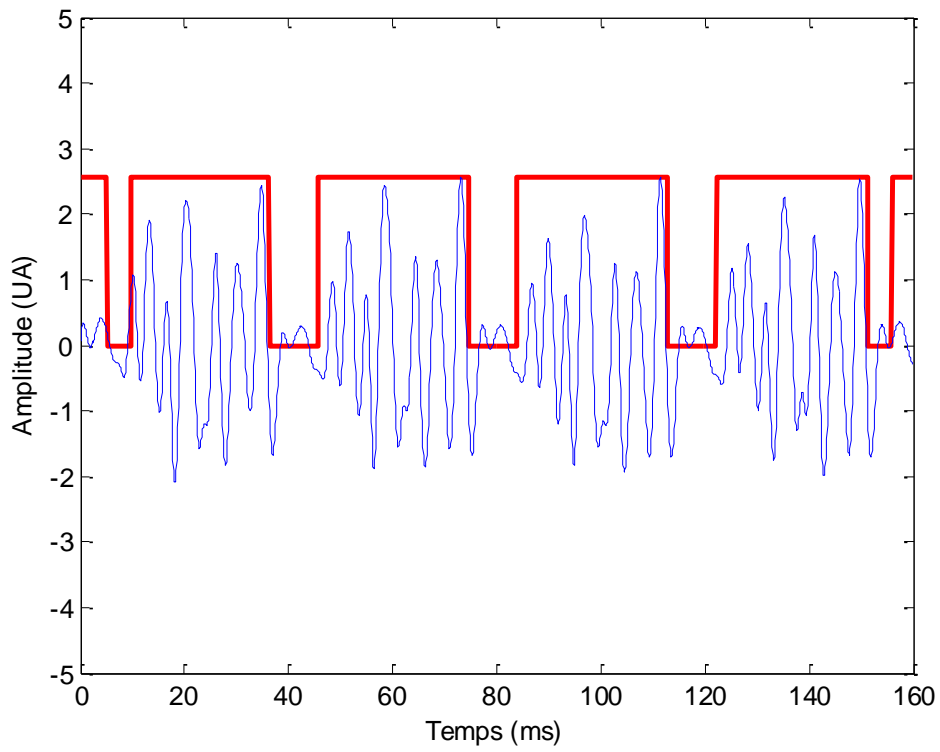


Figure 3. 9 : détection des segments de potentiel induit. La courbe rouge montre le début et la fin des segments détectés.

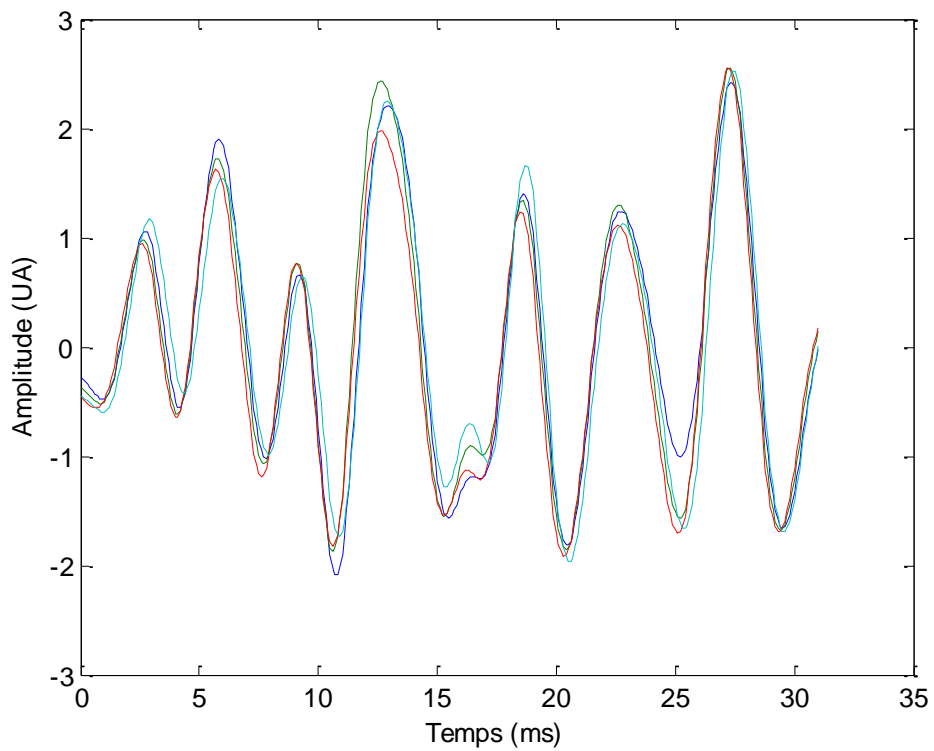


Figure 3. 10 : 4 segments de potentiel induit extraits et recalés d'après la Figure 3. 9

3.4.2 Étude de la stationnarité des artéfacts

Définition 1 : Une série temporelle (un processus) $X = X_t, t \in \mathbb{N}$ est dite du second ordre (on note $X \in L^2$, c-à-d $\int |X_t|^2 dt < \infty$) si pour tout t , $E X_t^2 < \infty$. Dans ce cas, $E |X_t| < \infty$ l'espérance existe et il est équivalent de dire que $\text{var } X_t < \infty$ pour tout t .

La notion fondamentale qui structure la modélisation d'un processus temporel est celle de stationnarité. Par définition, un signal est dit strictement stationnaire si et seulement si ses moments statistiques sont indépendant du temps. En pratique, il est virtuellement impossible de vérifier la stationnarité au sens strict (ou sens fort), surtout qu'un signal physique réel ne peut jamais être stationnaire au sens strict. C'est pour cette raison qu'il judicieux de définir une stationnarité au sens faible, c'est-à-dire de second ordre.

Définition 2 : Soit un processus temporel à valeurs réelles et en temps discret X_1, X_2, \dots, X_t . Il est dit *stationnaire au sens faible* ou *stationnaire au sens large* ou *stationnaire au second ordre* si :

- $E X_i = \mu \quad \forall i = 1, \dots, t$
- $\text{Var } X_i = \sigma^2 \neq \infty \quad \forall i = 1, \dots, t$
- $\text{Cov } X_i, X_{i-k} = f(k) = \rho_k \quad \forall i = 1, \dots, t \quad \forall k = 1, \dots, t$

Le test de stationnarité de Kwiatkowski-Phillips-Schmidt-Shin

Dans la pratique, un signal acquis peut être assimilé à une série temporelle dont nous observons et analysons la « trajectoire » pour la qualifier de stationnaire s'il est vraisemblable qu'elle soit issue d'un processus stationnaire. L'hypothèse de stationnarité est souvent assumée mais rarement vérifiée. Selon la définition de la stationnarité au sens faible, la non stationnarité peut provenir d'une dépendance du moment d'ordre un (l'espérance) par rapport au temps et/ou d'une dépendance de la variance ou de la des autocovariances par rapport au temps. Il existe deux types de non stationnarité : la *non stationnarité stochastique* et la *non stationnarité déterministe*. Kwiatkowski *et al.* ont proposé des tests d'hypothèses pour vérifier sous l'hypothèse nulle qu'une série est stationnaire *en niveau* η_μ ou autour d'une tendance η_τ [43]. Pour ce faire, une série temporelle est modélisée de la façon suivante :

$$y_t = \delta t + \xi_t + \varepsilon_t \quad (3.22)$$

où δ est la pente de la courbe linéaire de tendance, ε_t est un processus stationnaire et ξ_t est une marche aléatoire qui a comme équation :

$$\xi_t = \xi_{t-1} + u_t \quad \text{où } u_t \sim iid \ 0, \sigma_u^2$$

L'hypothèse nulle de stationnarité est simplement $H_0 : \sigma_u^2 = 0$. La statistique du test pour les deux types de stationnarité a pour expression générale :

$$LM = \frac{\sum_{t=1}^T S_t^2}{\hat{\sigma}_e^2} \quad (3.23)$$

où e_t sont les résidus de la régression de y_t sur une constante et une courbe de tendance, $\hat{\sigma}_e^2$ est la variance résiduelle de cette régression et S_t est la somme partielle de e_t définie par

$$S_t = \sum_{i=1}^t e_i \quad t = 1, 2, \dots, T.$$

Lorsque les résidus de cette régression sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d), alors $\hat{\sigma}_e^2$ converge vers sa vraie valeur σ^2 . Par contre, lorsque ces résidus ne sont pas i.i.d, alors il faut choisir un estimateur de la variance de long terme comme celui proposé par Phillips et Perron [60]:

$$s^2 \quad l = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N e_t^2 + \frac{2}{N} \sum_{s=1}^l \left(1 - \frac{s}{l+1}\right) \sum_{t=s+1}^N e_t e_{t-s}$$

où l est un paramètre de troncature défini par

$$l = \text{int} \left[4 \left(\frac{N}{100} \right)^{2/9} \right]$$

La statistique du test aura donc une forme finale commune (S_t diffère selon les résidus de la régression):

$$\eta = \frac{1}{N^2} \frac{\sum_{t=1}^N S_t^2}{s \quad l^2}$$

Les résultats du test

Les résultats du test de KPSS sont reportés dans le Tableau 3. 2 ci-dessous. La règle de décision est la suivante :

- Si η_μ (ou η_τ) est inférieur à la valeur critique reportée dans le Tableau 3. 1, alors on accepte l'hypothèse nulle de stationnarité.
- Si η_μ (ou η_τ) est supérieure à la valeur critique reportée dans le Tableau 3. 1, alors on rejette l'hypothèse nulle de stationnarité.

<i>p-value</i>	<i>0,01</i>	<i>0,05</i>	<i>0,1</i>
Stationnarité en niveau	0.739	0.463	0.347
Stationnarité en tendance	0.216	0.146	0.119

Tableau 3. 1 : Valeurs critiques du test de KPSS

Test de KPSS	Statistique η_μ	p-value
Bruit B0	0.1789	> 0.1
Artéfact FSE	0.0937	> 0.1
Artéfact Cine GE	0.003	> 0.1

Tableau 3. 2 : Résultats du test de stationnarité en niveau.
Artéfacts observés en Figure 3. 9 et Figure 3. 11

D'après les résultats du Tableau 3. 2, nous pouvons confirmer que le potentiel induit en environnement IRM est stationnaire au sens faible. Ceci est de même pour le bruit de mesure enregistré sous B_0 .

Il est encore important de noter que dans un cas très particulier où δ est nulle, le test vérifie sous l'hypothèse nulle que le signal est stationnaire autour d'un niveau constant ξ_0 . En général, la plupart des séries temporelles suivent une tendance, souvent linéaire (déterministe).

3.4.3 Le modèle sinusoïdal des potentiels

Les artéfacts dus à la commutation des gradients sont les plus dominants. En plus de leur stationnarité au sens faible, ils sont périodiques (ou quasi-périodique) (Figure 3. 11, Figure 3. 12) et dépendent directement des paramètres de la séquence IRM choisie. Par analyse spectrale, nous avons déterminé que la période du potentiel induit T_{PI} est calculée en divisant TR par le nombre de coupes (N_c).

$$T_{PI} = \frac{TR}{N_c} \quad (3.24)$$

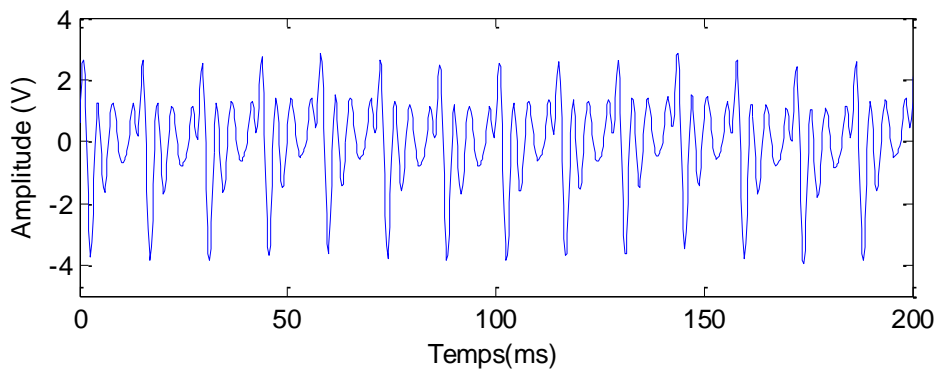


Figure 3. 11 : Potentiel induit enregistré lors d'une séquence CINE GE en coupe axiale

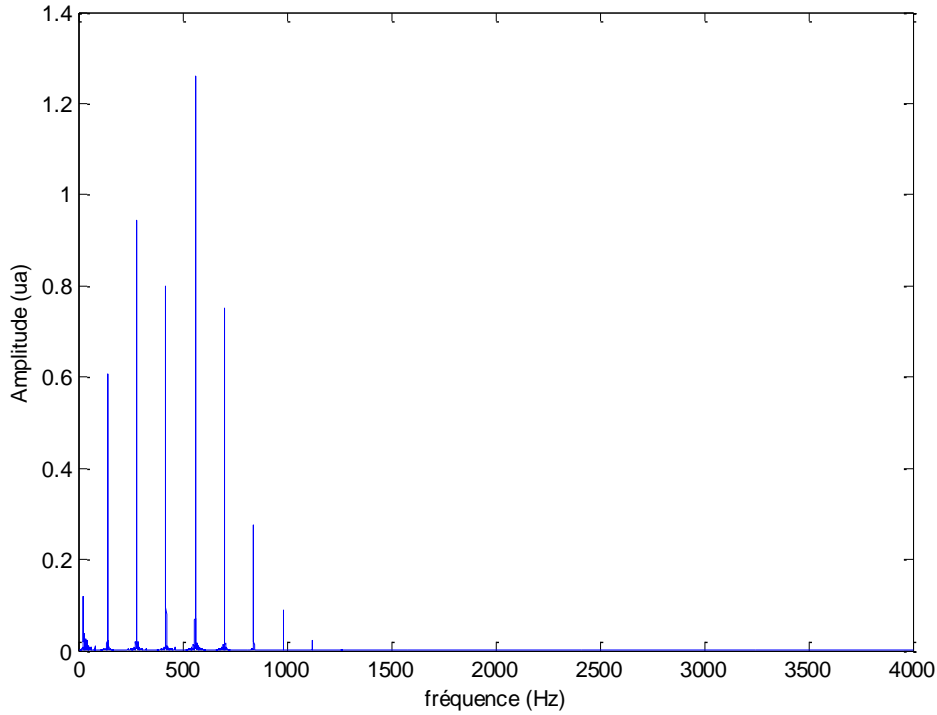


Figure 3. 12 : Spectre de l'artéfact observé en Figure 3. 11

Le modèle sinusoïdale

i. Formulation du problème

Soit le modèle de régression linéaire d'ordre l suivant :

$$M_l : \mathbf{y} = \mu \boldsymbol{\theta} + \varepsilon \quad (3.25)$$

où \mathbf{y} est le vecteur des données observées, $\boldsymbol{\theta} = \theta_1 \dots \theta_n^T$ est le vecteur de paramètres inconnus à estimer, et $\varepsilon_n \sim N(0, \sigma^2)$ est un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et de variance σ^2 . Un cas particulier de M_l est le modèle sinusoïdal où les composantes périodiques du signal enregistré peuvent être estimées par une somme pondérée de L sinusoïdes :

$$y_n = \sum_{l=1}^L \sum_{n=0}^{N-1} a_l \sin(2\pi f_l t_n + \varphi_l) + \varepsilon_n \quad (3.26)$$

où $t = t_0 \dots t_{N-1}^T$ est le temps discrétisé, a_l, f_l, φ_l représentent l'amplitude, la fréquence, et la phase de la l -ième sinusoïde, et ε_n représente un bruit blanc gaussien additif de moyenne nulle et qui représente le bruit de mesure. L'ordre du modèle est alors $3L$. Nous nous intéressons à estimer le vecteur $\boldsymbol{\theta} = a_1 \dots a_L, f_1, \dots, f_L, \varphi_1, \dots, \varphi_L^T$ pour nombre de sinusoïdes L

fixé *a priori*. Certes, à partir de la DFT (Transformée de Fourier Discrète), en fixant les harmoniques, le calcul des amplitudes et des phases est très rapide. Cependant, en réalité, les composantes sinusoïdales du signal réel peuvent différer significativement par rapport au modèle. La solution à ce problème d'optimisation peut-être effectué efficacement par la méthode du BFGS [61], [62] (Broyden Fletcher Goldfarb Shanno) qui est une approximation de la méthode de Newton. Pour ce faire, la fonction de coût suivante est établie :

$$J(\boldsymbol{\theta}) = \min_{\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^{3L}} \frac{1}{2} \|\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta}) - S\|^2 = \min_{\substack{a_1, \dots, a_L \\ f_1, \dots, f_L \\ \varphi_1, \dots, \varphi_L}} \frac{1}{2} \left\| \sum_{l=1}^L \sum_{n=0}^{N-1} a_l \sin(2\pi f_l t_n + \varphi_l) - S \right\|^2 \quad (3.27)$$

avec S le signal enregistré.

ii. L'algorithme du BFGS

La fonction de coût des moindres carrés n'est pas quadratique en $\boldsymbol{\theta}$, une approche itérative a été adoptée pour minimiser la fonction J . Il existe plusieurs méthodes de minimisation comme les méthodes du premier ordre ou méthode du gradient simple et du second ordre aussi appelées les méthodes du gradient double ou de Newton.

Les méthodes du premier ordre se basent sur le calcul du gradient de la fonction de coût par rapport aux paramètres

$$\nabla J = \left(\frac{\partial J}{\partial a_1}, \dots, \frac{\partial J}{\partial a_L}, \frac{\partial J}{\partial f_1}, \dots, \frac{\partial J}{\partial f_L}, \frac{\partial J}{\partial \varphi_1}, \dots, \frac{\partial J}{\partial \varphi_L} \right)^T \quad (3.28)$$

En adoptant le modèle sinusoïdal de l'équation(3.26), un exemple de calcul du gradient de la fonction de coût (3.27)

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial a_l} &= \sum_{n=0}^{N-1} \sin(2\pi f_l t_n + \varphi_l) \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=1}^L a_l \sin(2\pi f_l t_n + \varphi_l) - S \right) \\ \frac{\partial J}{\partial f_l} &= \sum_{n=0}^{N-1} 2\pi a_l t_n \cos(2\pi f_l t_n + \varphi_l) \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=1}^L a_l \sin(2\pi f_l t_n + \varphi_l) - S \right) \\ \frac{\partial J}{\partial \varphi_l} &= \sum_{n=0}^{N-1} a_l \cos(2\pi f_l t_n + \varphi_l) \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=1}^L a_l \sin(2\pi f_l t_n + \varphi_l) - S \right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Le principe est alors de mettre à jour le vecteur de paramètres $\boldsymbol{\theta}$ selon la formule

$$\boldsymbol{\theta}^{k+1} = \boldsymbol{\theta}^k - \mu_k \nabla J(\boldsymbol{\theta}^k) \quad (3.30)$$

où μ_k est un scalaire appelé le pas du gradient.

La méthode du second ordre est une procédure de minimisation itérative basée sur un développement limité au second ordre au voisinage du vecteur θ^k . À l'itération k , la fonction de coût est estimée selon la formule :

$$J \theta^{k+1} \approx J \theta^k + \nabla J^T \theta^k \theta^{k+1} - \theta^k + \frac{1}{2} \theta^{k+1} - \theta^k \mathbf{H} \theta^k \theta^{k+1} - \theta^k \quad (3.31)$$

où \mathbf{H} est le Hessien de la fonction de coût J définie par :

$$\mathbf{H} \theta^k = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 J}{\partial \theta_1^k \partial \theta_1^k} & \frac{\partial^2 J}{\partial \theta_1^k \partial \theta_2^k} & \cdots & \frac{\partial^2 J}{\partial \theta_1^k \partial \theta_{3L}^k} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial^2 J}{\partial \theta_{3L}^k \partial \theta_1^k} & \frac{\partial^2 J}{\partial \theta_{3L}^k \partial \theta_2^k} & \cdots & \frac{\partial^2 J}{\partial \theta_{3L}^k \partial \theta_{3L}^k} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Si θ^{k+1} est minimum de J alors le gradient de la fonction de coût est nul

$$\nabla J^T \theta^k + \mathbf{H} \theta^k \theta^{k+1} - \theta^k = 0 \quad (3.33)$$

θ^{k+1} aura donc l'estimation suivante

$$\theta^{k+1} = \theta^k - \mathbf{H}^{-1} \theta^k \nabla J^T \theta^k \quad (3.34)$$

pourvu que \mathbf{H} soit inversible et définie positive. L'inversion de \mathbf{H} nécessite un temps de calcul lourd. Heureusement il existe plusieurs algorithmes dont l'algorithme du BFGS pour approximer l'inverse de la matrice \mathbf{H} . Par la méthode BFGS l'évolution du vecteur des paramètres s'écrit de la façon suivante :

$$\theta^{k+1} = \theta^k - \mu_{k+1} \mathbf{M}_{k+1} \theta^k \nabla J^T \theta^k \quad (3.35)$$

où μ_{k+1} est un scalaire appelé le pas de descente du gradient et \mathbf{M}_{k+1} est une approximation de l'inverse \mathbf{H} [63] calculée itérativement selon la formule :

$$\mathbf{M}_{k+1} = \mathbf{M}_k + \left(1 + \frac{\gamma_k^T \mathbf{M}_k \gamma_k}{\delta_k^T \gamma_k} \right) \frac{\delta_k^T \delta_k}{\delta_k^T \gamma_k} - \frac{\delta_k \gamma_k^T \mathbf{M}_k + \mathbf{M}_k \gamma_k \delta_k^T}{\delta_k^T \gamma_k} \quad (3.36)$$

avec $\gamma_k = \nabla J \theta^k - \nabla J \theta^{k-1}$ et $\delta_k = \theta^k - \theta^{k-1}$.

Bien que cet algorithme permette de s'affranchir du calcul de l'inverse \mathbf{H} , il n'est efficace qu'à proximité du minimum global de la fonction coût. Pour remédier à ce problème, il est envisageable d'utiliser la méthode du gradient simple suivi de l'algorithme du BFGS.

iii. Initialisation des paramètres

La fonction de coût J n'est pas quadratique en θ . Dans ces conditions, la fonction de coût ne présente plus un minimum absolu unique, mais plusieurs minima locaux, vers lesquels peut converger l'algorithme d'optimisation. C'est pour cela que nous procéderons à des initialisations des paramètres à partir de la transformée de Fourier discrète (DFT) du potentiel induit.

iv. Choix de l'ordre du modèle : L'AIC (Akaike Information Criterion)

D'après le théorème de Fourier, il est possible d'analyser un signal périodique par une infinité d'harmoniques sinusoïdaux. Dans notre modélisation, ceci revient à fixer un ordre élevé du modèle ce qui risque alors d'avoir un « surajustement » du modèle aux données expérimentales et d'augmenter le temps de calcul avec la complexité du modèle. Pour remédier à ce problème, plusieurs solutions existent dont celles basées sur les critères d'information (IC : Information Criteria en anglais) comme la « Longueur de description minimale » (LDM ou MDL: Minimum Description Length en anglais) [36] et le critère d'information d'Akaike [64] (AIC : Akaike Information Criterion en anglais). L'AIC utilise le maximum de vraisemblance mais en pénalisant les modèles comportant trop de variables. D'après la fonction de coût exprimé dans ce chapitre, l'erreur de modélisation suit une loi normale (Test de Lilliefors, voir tableau 2). L'AIC peut alors être simplifiée en utilisant l'erreur quadratique moyenne [65], selon la formule :

$$AIC = n \ln EQM + 2(k) \quad (3.37)$$

avec k , le nombre de sinusoïdes, et n la taille du signal. L'ordre optimal du modèle est obtenu à partir de la courbe d'Akaike (*Figure 3. 13* et *Figure 3. 14*). C'est la valeur en abscisse pour laquelle la valeur AIC est minimale.

Test de Lilliefors	Statistique	Valeur Critique à 5%	p-value
Erreur FSE	0.0442	0,0516	0.1625
Erreur GE	0.0728	0.1140	0,5

Tableau 3. 3 : Test de Normalité de Lilliefors de l'erreur de modélisation

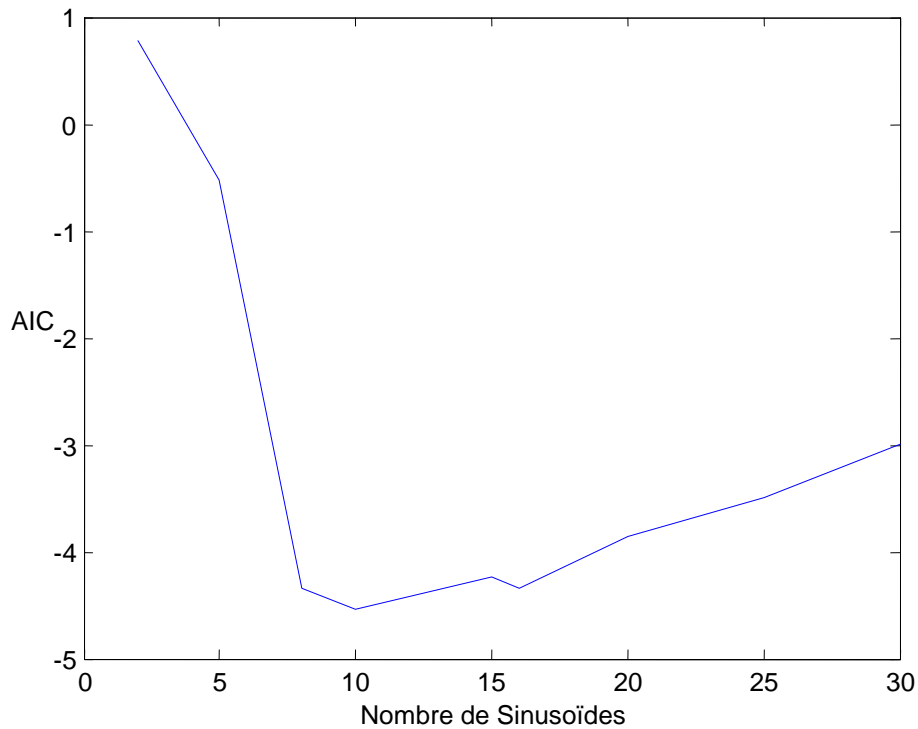


Figure 3.13 : Akaike Information Criterion, modèle Cine GE

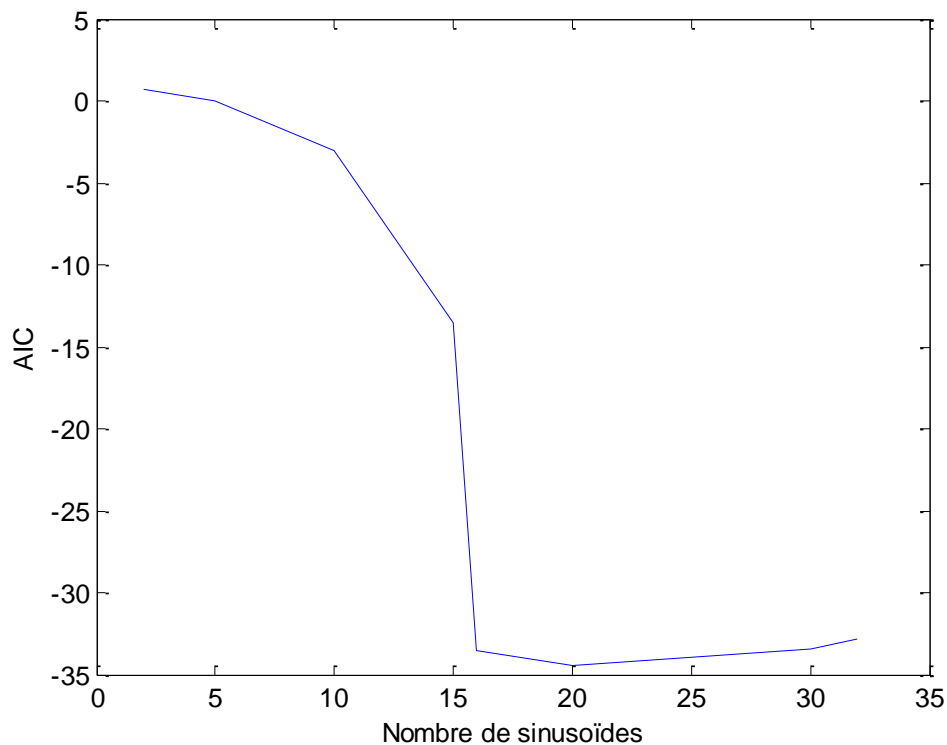


Figure 3.14 : Akaike Information Criterion, modèle FSE

Les figures ci-dessus montrent que l'ordre du modèle sinusoïdal varie suivant la séquence IRM utilisée (Cine Gradient Echo et Fast Spin Echo). Pour la séquence Cine GE, l'ordre choisi suivant le critère de l'AIC est 8 sinusoïdes. Il est aussi en accord avec le nombre de raies à partir du spectre du signal (Figure 3.12). L'ordre du modèle calculé à partir de la DFT se base sur une détection de pics. Si cette tâche est facilement réalisable visuellement pour un

modèle Cine GE, elle est néanmoins difficilement réalisable par observation sur un spectre de potentiel induit par une séquence FSE ou SPGR surtout en présence d'un bruit de l'environnement de mesure. Un algorithme de détection de pics qui se base sur un seuillage du spectre sera alors nécessaire. Malheureusement, la définition d'une valeur de seuillage va changer suivant le spectre. Pour cette raison, le critère de l'AIC a été choisi dans le but d'éviter une mauvaise détection des raies.

3.4.4 Résultats de la modélisation

Le résultat de la modélisation sur un artéfact obtenu lors d'une séquence IRM, Fast Spin Echo (FSE) est illustré dans les figures (*Figure 3. 15*, *Figure 3. 16* et *Figure 3. 17*). Les figures (*Figure 3. 15* et *Figure 3. 16*) montrent le résultat de la segmentation du potentiel induit par le détecteur d'enveloppe. Un potentiel induit moyen, à partir duquel un modèle est estimé, est calculé. La *Figure 3. 17* montre le résultat de la modélisation. Le modèle (croix rouges) est calculé à partir de 16 sinusoïdes. Le choix du nombre de sinusoïdes a été fixé selon le critère de l'AIC de telle sorte à ce que l'erreur quadratique moyenne (EQM) de modélisation soit minimale (ici $EQM = 1.7375e-004$).

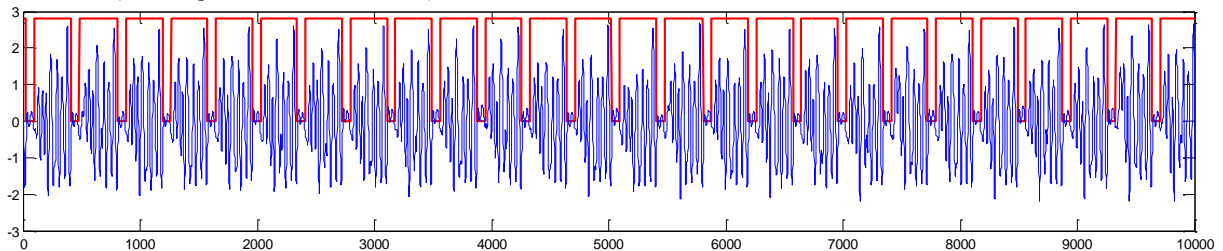


Figure 3. 15 : détection des motifs d'artéfacts obtenus par la séquence FSE

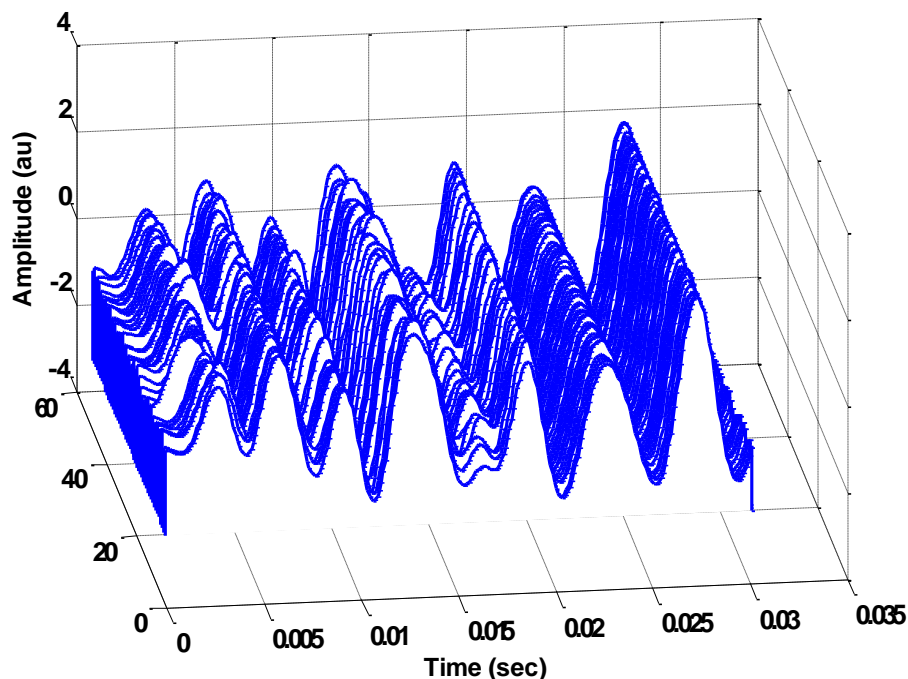


Figure 3. 16 : extraction des motifs détectés dans la Figure 3. 15

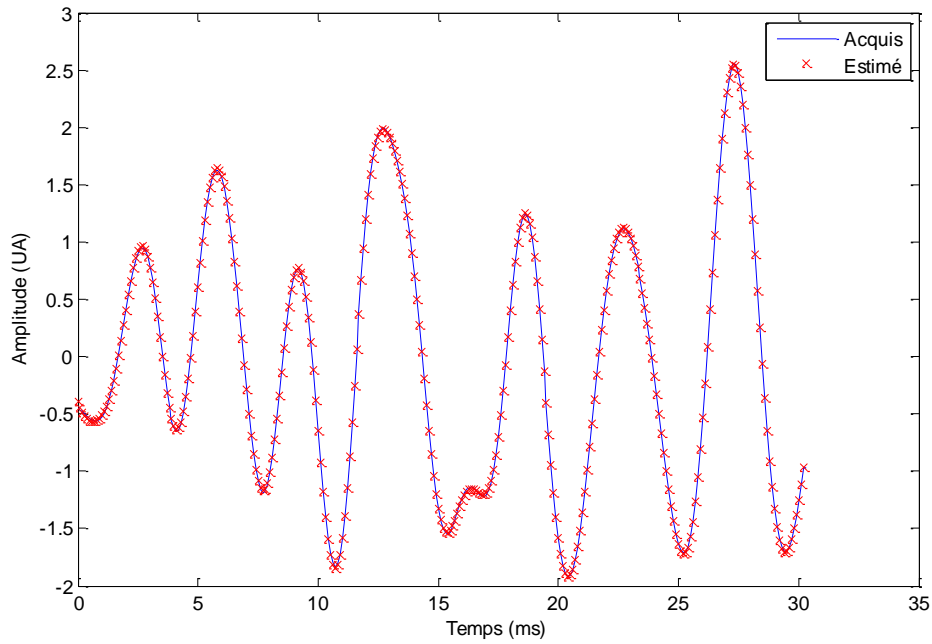


Figure 3. 17 : Modélisation du potentiel induit par une séquence FSE en IRM 1,5T.
L'artéfact acquis est représenté par la ligne bleue. Le modèle composé de 16 sinusoïdes est représenté par les croix rouges.

De la même façon, le modèle du potentiel induit par la séquence Cine GE est calculé. La Figure 3. 18 montre la forme temporelle du potentiel induit en coupe axiale. Ce potentiel est segmenté suivant le même algorithme de détection d'enveloppe, et le potentiel induit moyen est calculé (courbe noire épaisse) (Figure 3. 19)

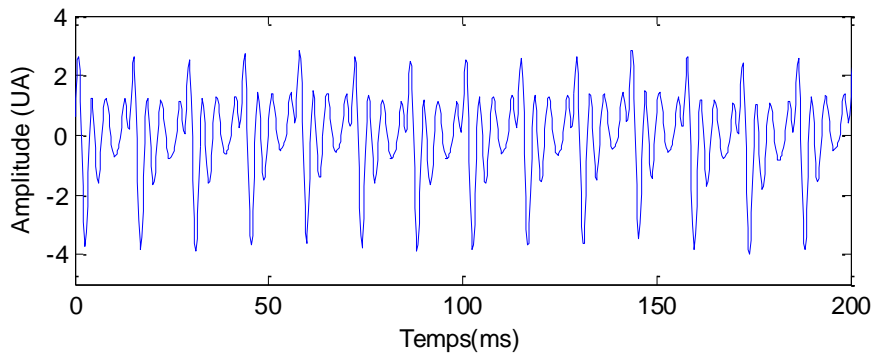


Figure 3. 18 : Forme temporelle du potentiel induit lors d'une séquence Cine GE (Tableau 2. 1), Coupe axiale

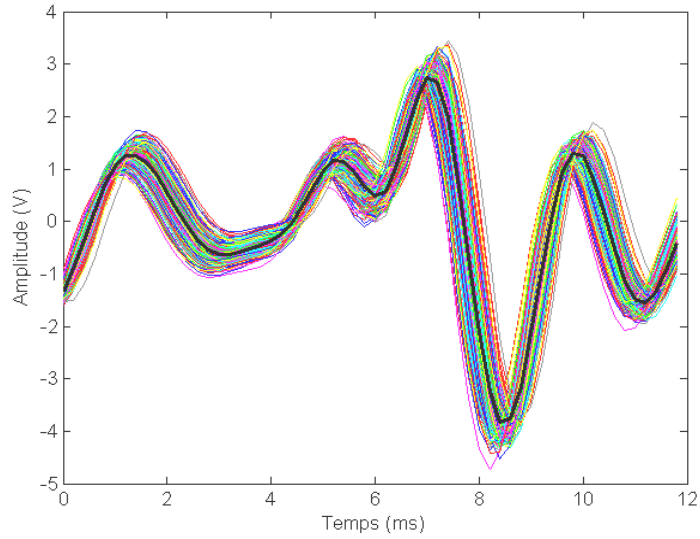


Figure 3. 19 : extraction des motifs d'artéfact de la Figure 3. 18

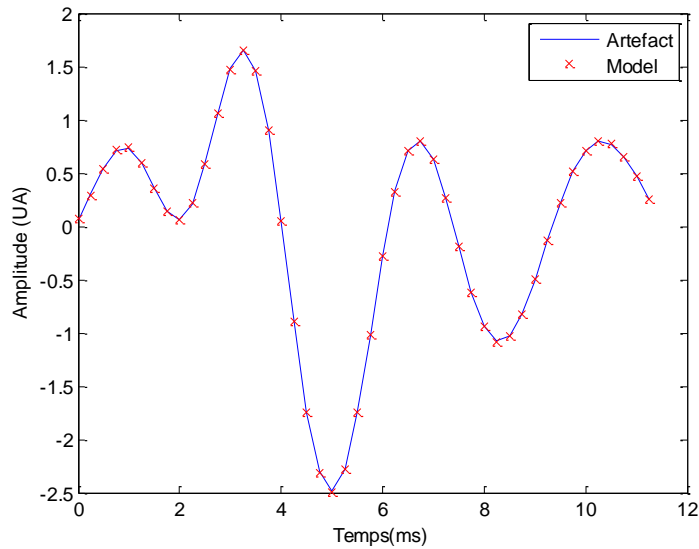


Figure 3. 20 : modèle d'artéfact obtenu à partir de 8 sinusoides

3.4.5 Validation de l'algorithme de modélisation

Pour valider notre algorithme, nous avons modélisé les artéfacts issus des séquences rapportées dans le Tableau 2. 1. Pour ce faire, nous avons mesuré le *degré de dissimilarité* (DDS) entre la forme du potentiel observée et la forme calculée. Ce critère est évalué par le calcul de la distance euclidienne selon l'expression suivante:

$$DDS = \sqrt{\sum_{i=1}^N V_{obs,i} - V_{cal,i}^2} \quad (3.38)$$

Cette distance peut être retrouvée à partir de l'équation (3.27). Elle s'agit de la racine carrée de deux fois le coût.

Les résultats sont rapportés dans le tableau suivant :

Séquence	Nombre de sinusoides	DDS
SPGR	32	1.48
FSE Axial	16	0.14
FSE Sagittal	16	0.25
FSE Coronal	16	0.19
Cine GE Axial	8	0.031
Cine GE Sagittal	8	0.034
Cine GE Coronal	8	0.049

Tableau 3. 4 : Ressemblance entre le modèle et la forme de l'artéfact

Suivant le type de séquence, la complexité du modèle varie. La séquence Cine GE, utilisée en IRM cardiaque, produisent les artéfacts les moins riches en fréquences, tandis que la séquence SPGR produit l'artéfact le plus riche en fréquences. Suivant l'orientation de la coupe au sein d'une même séquence, la complexité du modèle ne varie pas. Quelque soit la séquence, l'algorithme est capable de décomposer l'artéfact en une somme optimale de sinusoides et ajuster fidèlement le modèle aux données expérimentales.

3.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une méthode de décomposition du potentiel induit par une somme de sinusoides ainsi que les résultats d'une application de cette décomposition pour modéliser un artéfact obtenu lors d'une séquence FSE. Ce système de représentation est sous-déterminé puisque le nombre d'inconnus (paramètres A_n , f_n et φ_n) est supérieur nombre d'équation (nous avons une seule équation représentée par la fonction de coût). Il existe alors une infinité de solutions. Nous proposons donc une méthode d'optimisation basée sur l'algorithme de BFGS pour estimer les valeurs optimales des paramètres.

Cette méthode a été validée sur des séquences de bases utilisées en IRM clinique 1,5 T. Nous verrons dans le chapitre 4, une évaluation de cette méthode sur des acquisitions d'artéfacts en environnement IRM 3 T, obtenus au laboratoire d'Imagerie Adaptative, Diagnostique et Interventionnelle du CHU de Nancy.

Chapitre 4 : Évaluation sur l'IRM 3T

4.1 Introduction

L'IRM 3T présente un intérêt particulier du fait que le rapport signal sur bruit sur l'image est augmenté par rapport l'IRM 1,5 T ce qui produit une meilleure résolution spatiale sur l'image pour une même séquence d'acquisition. Les applications de l'IRM à très haut champ en pratique clinique sont dominées par l'exploration cérébrale, avec en premier plan l'IRM fonctionnelle, la spectroscopie par résonance magnétique, l'IRM de perfusion et l'angiographie en temps de vol. Quelques études de cas suggèrent que l'IRM 3T aurait un intérêt dans de nombreuses applications en dehors de la neurologie, qui sont encore de l'ordre de la recherche. Il s'agit principalement de l'imagerie cardiovasculaire: l'IRM est la seule technique capable de visualiser les infarctus du myocarde.

Dans les chapitres précédents nous avons expliqué le processus de génération de potentiels induits en environnement IRM. Nous avons aussi insisté sur le fait que ces derniers proviennent essentiellement de l'induction due à la commutation des gradients. Ces artefacts ayant un aspect quasi-périodique et stationnaire ont été modélisés par une somme de sinusoïdes.

Dans ce chapitre nous évaluons la robustesse de notre algorithme en appliquant le même protocole expérimental élucidé dans le chapitre 2 sous IRM 3 T. En même temps, cette évaluation permettra de valider la compatibilité de notre dispositif de recueil de signaux sous IRM 3T.

4.2 Description des enregistrements sous 3T

Les expériences en environnement IRM 3T ont été effectuées au laboratoire d'imagerie adaptative, diagnostique et interventionnelle (IADI INSERM U947) au CHU de Nancy sur une machine de résonance magnétique (General Electric Healthcare, Signa HDxt 3T, Milwaukee, USA) d'intensité de champ magnétique de 3T.

Le principe de mesure est identique au chapitre 2. Les séquences IRM testées sont *Fast Spin Echo* (FSE), *Gradient Echo* (GRE) et « g12 ». Cette dernière n'est pas une séquence d'imagerie, mais une séquence customisée de telle sorte à avoir des gradients rectangulaires qui ne se chevauchent pas. L'amplitude du gradient est de 5 mT.m^{-1} . Les temps de montée et de descente du gradient sont de 1 ms respectivement. La durée du plateau est de 10 ms. L'objectif est de vérifier pour une coupe donnée, l'influence du gradient dans chaque axe (X, Y, et Z) de l'espace (Figure 4. 1). Les paramètres de ces séquences sont résumés dans le Tableau 4. 1.

Un fantôme (Figure 4. 3, Figure 4. 3) de dimensions $205 \times 134 \times 35 \text{ mm}^3$ (960 ml environ) a été fabriqué à partir de d'un mélange d'eau pure portée à 60°C et de 10% de poudre de gélatine (cf Chapitre 2), la conductivité mesurée par la méthode à 4 fils est de $0.1 \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$.

Pour le recueil des artefacts, la distance entre les électrodes placées à la surface était de 3 cm.

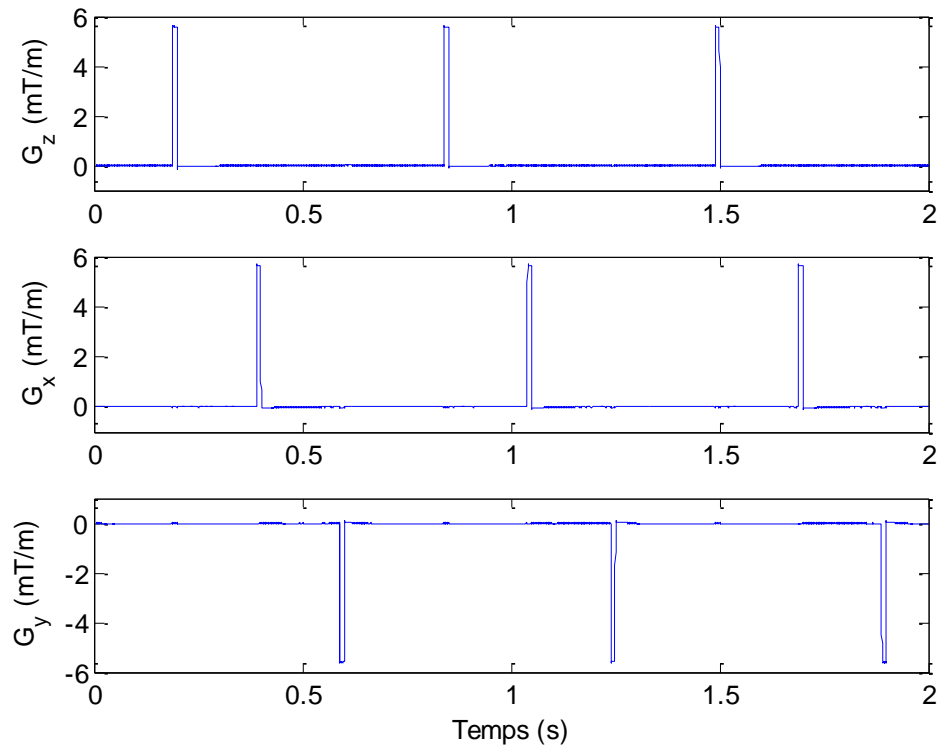


Figure 4. 1 : Diagramme temporel de la séquence « g12 »

	TR (ms)	TE (ms)	FOV (cm^2)	Matrice	Nombre coupes	ETL	angle
FSE	80	15.06	42.3x84.7	512x320	1	2	
GRE	20	Min	21.8x43.6	256x256	1	-	45°
GRE	500	Min	21.8x43.6	256x256	1	-	45°

Tableau 4. 1 : Paramètres des séquences IRM pour les expériences en IRM 3T

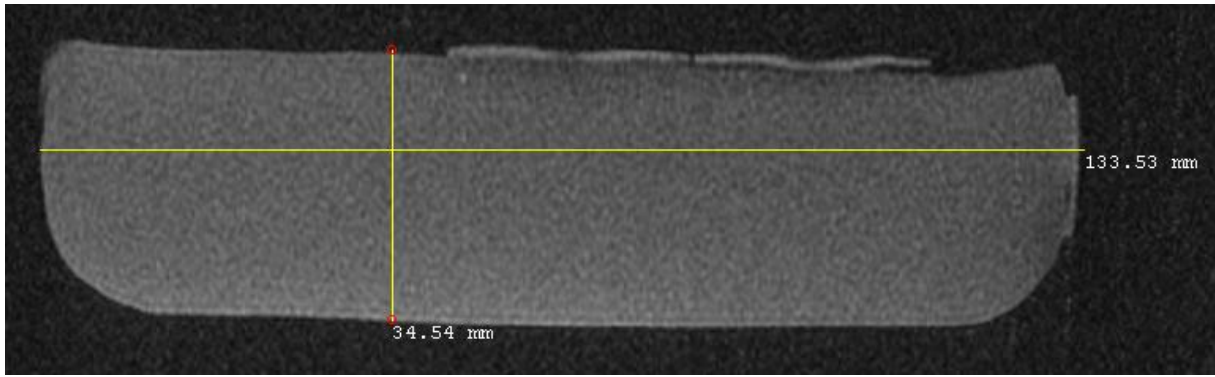


Figure 4. 2 : Coupe Axiale montrant les dimensions du fantôme utilisé en IRM

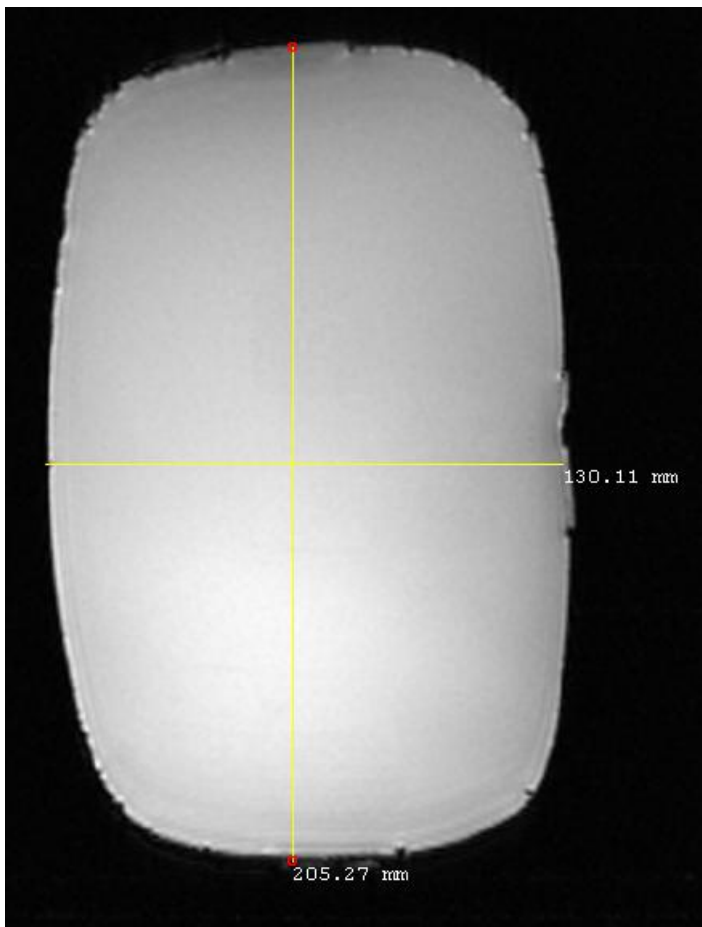


Figure 4. 3 : Coupe coronale du fantôme utilisé pendant les manips IRM.

4.2.1 Contamination des signaux électrophysiologiques en IRM 3T

Comme en IRM 1,5T, nous avons voulu vérifier en IRM 3T, les modifications du contenu d'un signal ECG dont on connaît parfaitement les caractéristiques de départ. Ceci nous permettra d'autant de vérifier la compatibilité du banc expérimental en IRM 3T et d'établir une comparaison avec les résultats obtenus en IRM 1,5T pour une mise au point des amplificateurs.

On peut également utiliser cette même procédure pour tester des algorithmes de traitement, notamment ceux destinées à l'épuration des signaux. La Figure 2. 9 montre une illustration du processus de transmission et de contamination d'un signal ECG. Les conditions du test

n'étaient pas optimales (fils non torsadés, câbles longs, ...). Le signal injecté est correctement transmis, et nous observons au début de la séquence FSE (cf. Tableau 4. 1) que le signal ECG est complètement noyé dans le bruit lorsque la bande passante du recueil des signaux est réglée à 350 Hz.

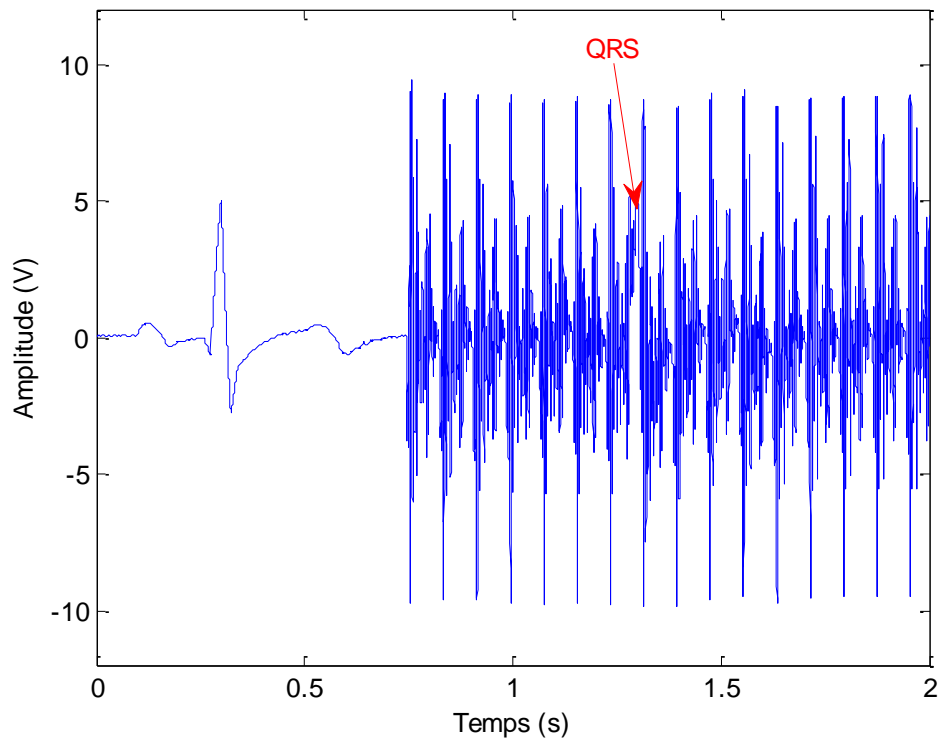


Figure 4. 4 : ECG acquis lors d'une séquence FSE (cf. Tableau 4. 1). La fréquence cardiaque est de 60 bpm. Dans cette figure, nous distinguons le battement cardiaque avant le déclenchement de la séquence et pendant la séquence (flèche rouge)

4.2.2 Influence de la radiofréquence en IRM 3T

Lors de certaines manipulations, nous avons remarqué sur l'enregistrement des artéfacts la présence d'un bruit résiduel résultant de l'induction par la radiofréquence. Comme indiqué au chapitre 1, cette induction est due à l'interaction entre la radiofréquence et les câbles carbonés qui se comportent comme une antenne et à la présence de boucles conductrices.

L'électronique d'acquisition des signaux électrophysiologiques (capteurs) peut elle aussi jouer le rôle d'une antenne réceptrice.

Selon la séquence, le niveau du bruit résiduel est variable. Pour illustrer cette hypothèse, nous montrons les potentiels induits par les deux séquences g12 et GRE (Figure 4. 5, Figure 4. 6).

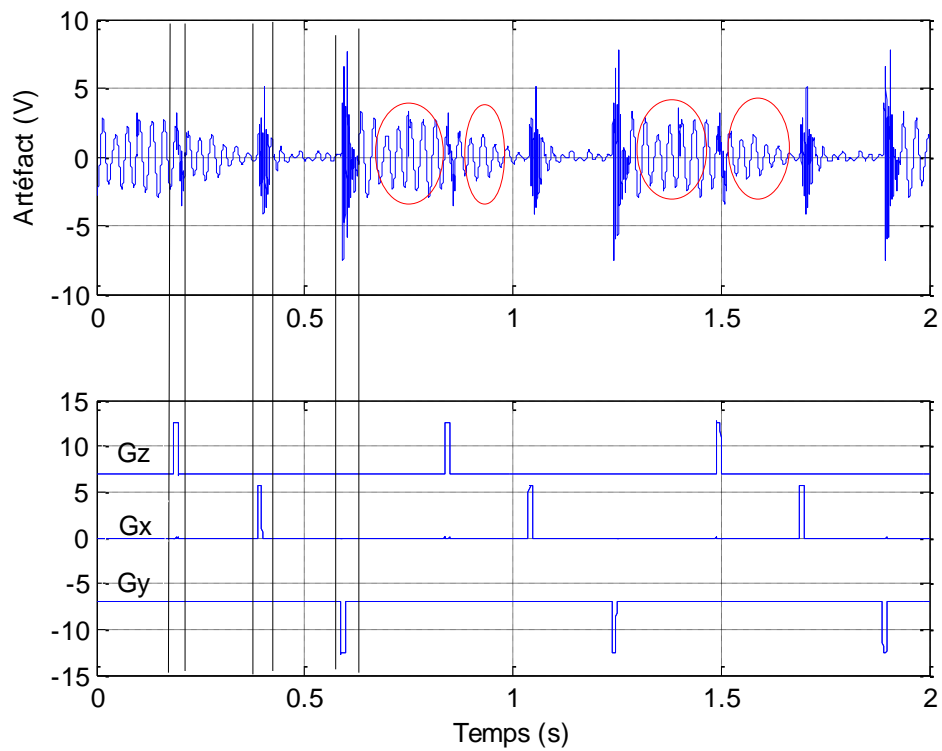


Figure 4. 5 : potentiels induits lors de la commutation des gradients dans les 3 axes X, Y, et Z lors d'une séquence g12. Dans cette figure nous remarquons une présence importante de bruit résiduel à 34 Hz

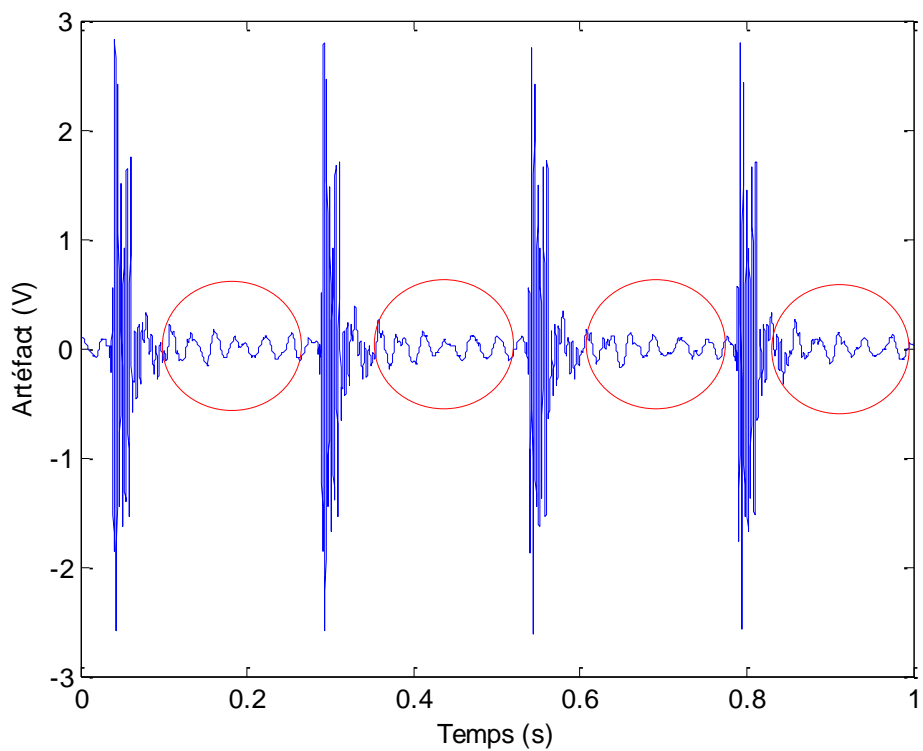


Figure 4. 6 : potentiel induit lors d'une séquence GRE, TR = 500 ms. Nous remarquons la présence d'un bruit résiduel, relativement faible, induit par la radiofréquence (cercles rouges)

4.2.3 Influence de la distance Inter-électrodes sur les potentiels induits

La distance inter-électrodes de mesures est un facteur qui peut modifier le diamètre de la boucle conductrice et donc peut augmenter le niveau de contamination dans le champ magnétique statique [8]. Nous explorons ici l'amplitude maximale du potentiel induit en fonction de la distance inter-électrodes et de la disposition des électrodes (Figure 4. 7). Les signaux sont acquis sur une voie bipolaire (E1E2, ou E1E3 ou E2E4). Nous avons confirmé que plus la distance inter-électrodes est grande plus l'amplitude des potentiels induits est grande. De même, pour une même distance inter-électrodes, l'amplitude du potentiel induit était plus importante sur la voie (E2E4) que sur la voie (E1E2).

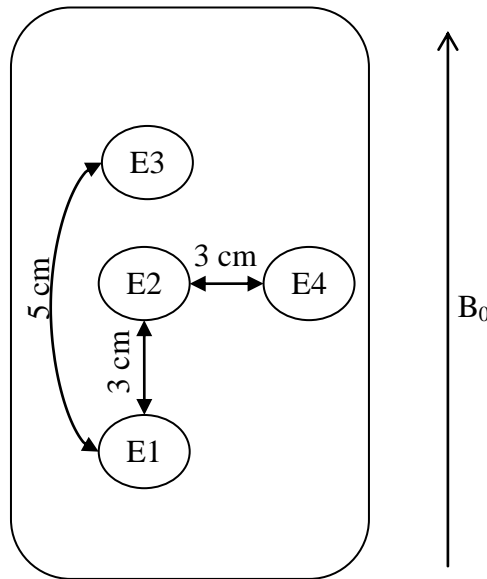


Figure 4. 7 : disposition des électrodes de recueils des potentiels induit à la surface du fantôme

Distance inter-électrodes (cm)	Disposition	Amplitude maximale du potentiel induit (V)
3	E1E2	5.01
5	E1E3	6.69
3	E2E4	5.57

Tableau 4. 2 : influence de la distance inter-électrodes et de la disposition des électrodes sur le potentiel induit.
Les valeurs en (V) sont amplifiées avec un facteur de 2000 V/mV

4.3 Caractéristiques temporelles et fréquentielles des artéfacts

En IRM 3T, La première caractéristique temporelle observée à partir de l'enregistrement temporel est la périodicité des artéfacts (Figure 4. 8 et Figure 4. 9). Ceci est normal du fait que le processus du codage de l'image en IRM 3T est le même que celui en IRM 1,5T. La fréquence d'acquisition d'une coupe est l'inverse de T_{PI} calculée dans le chapitre 3 :

$$f_{PI} = \frac{1}{T_{PI}} = \frac{\text{Nombre coupes}}{TR} \quad (4.1)$$

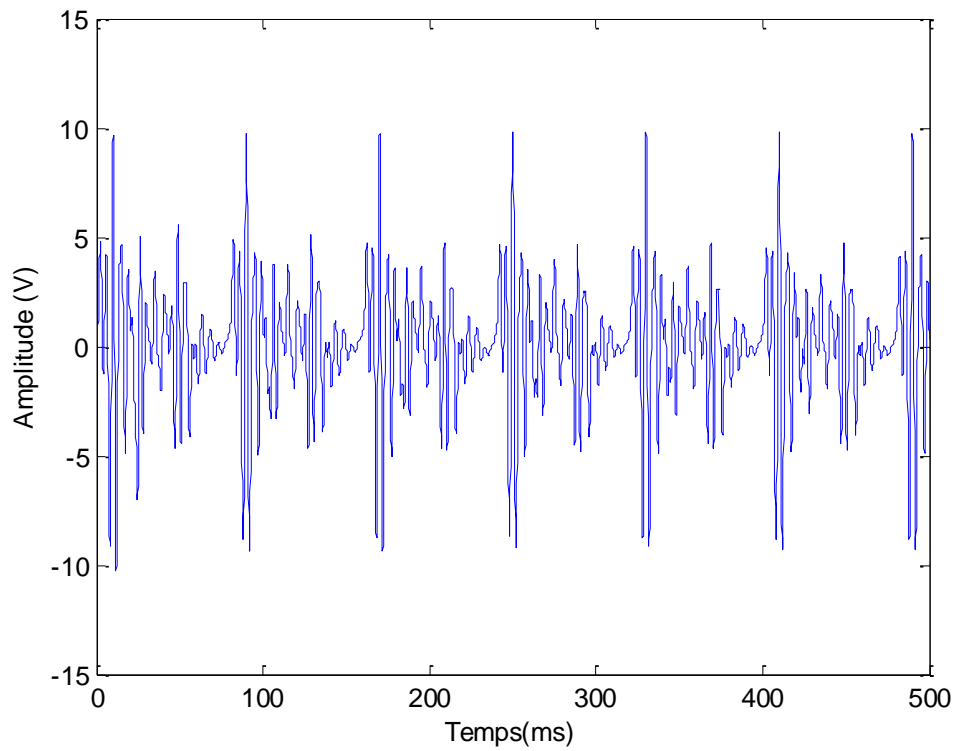


Figure 4. 8 : Potentiel induit lors d'un séquence FSE (cf. Tableau 4. 1)

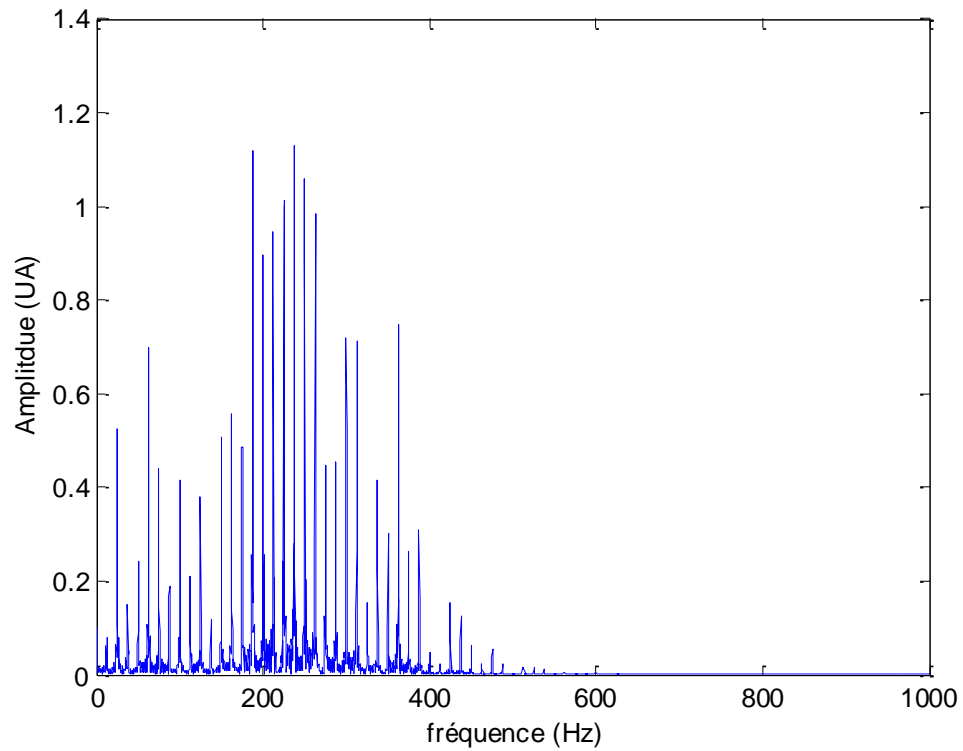


Figure 4. 9 : Spectre d'amplitude du potentiel induit en séquence FSE (cf. Tableau 4. 1), $F_{PI} = 12.5 \text{ Hz}$

Pour cette série de mesure, aucun signal simulé n'est transmis à l'intérieur du tunnel IRM. Les bruits provenant des différentes sources (B_0 , Commutation des gradients, RF) ont été

enregistrés. Les distributions des variations d'amplitudes des artefacts sous B_0 et entre des séquences de même type (GRE) et FSE sont illustrées dans les figures suivantes (Figure 4. 10, Figure 4. 11, Figure 4. 12 et Figure 4. 13) les variations d'amplitude au sein d'une même séquence mais suivant l'orientation de la coupe sont observés dans la séquence g12 (Figure 4. 14).

Les mêmes paramètres caractéristiques que ceux trouvés dans le chapitre 2 ont été calculés (Tableau 4. 3). Dans les séquences FSE et GRE, il était difficile de distinguer l'induction par la radiofréquence.

Des observations telles que les variations du niveau du bruit dans les trois directions de l'espace ont été observés.

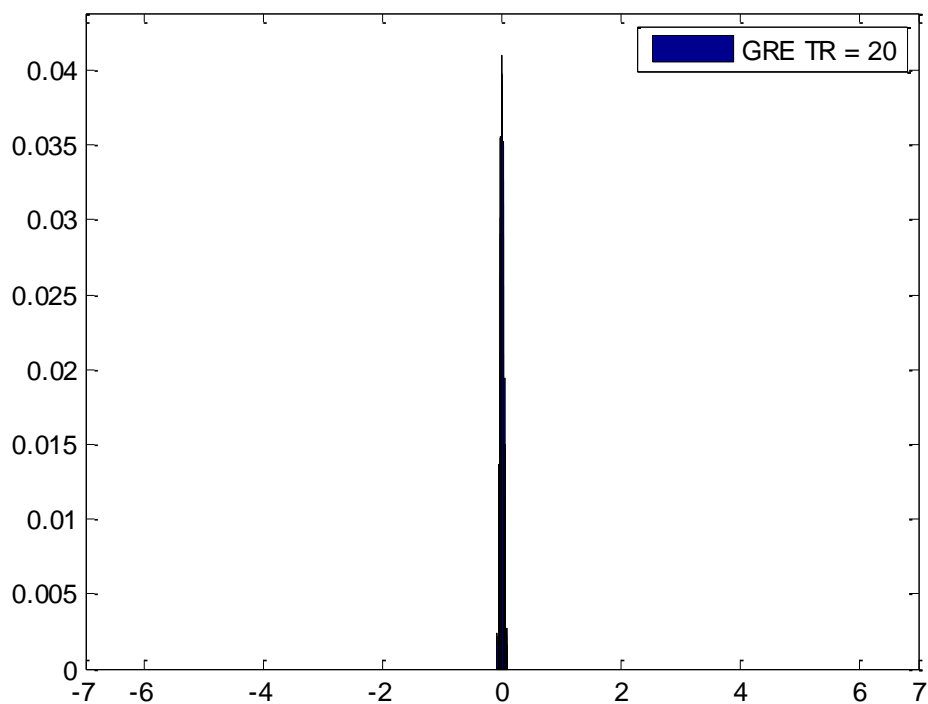


Figure 4. 10 Histogramme normalisé du bruit provenant du champ statique B_0 . Les valeurs sont amplifiées avec un facteur de 2000 V/mV

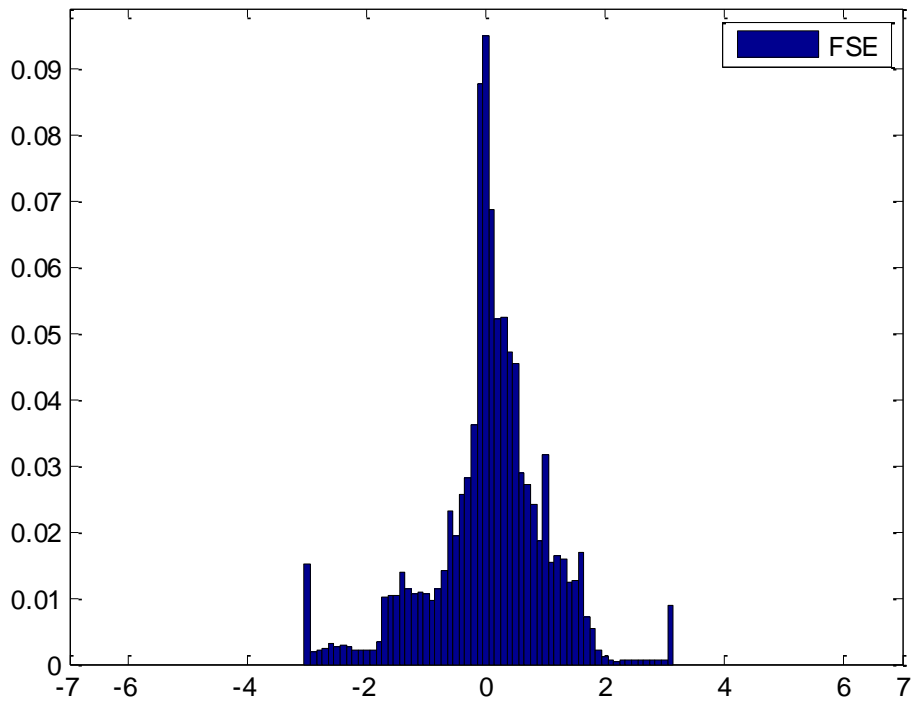


Figure 4. 11 : Histogramme normalisé du potentiel induit lors d'une séquence FSE

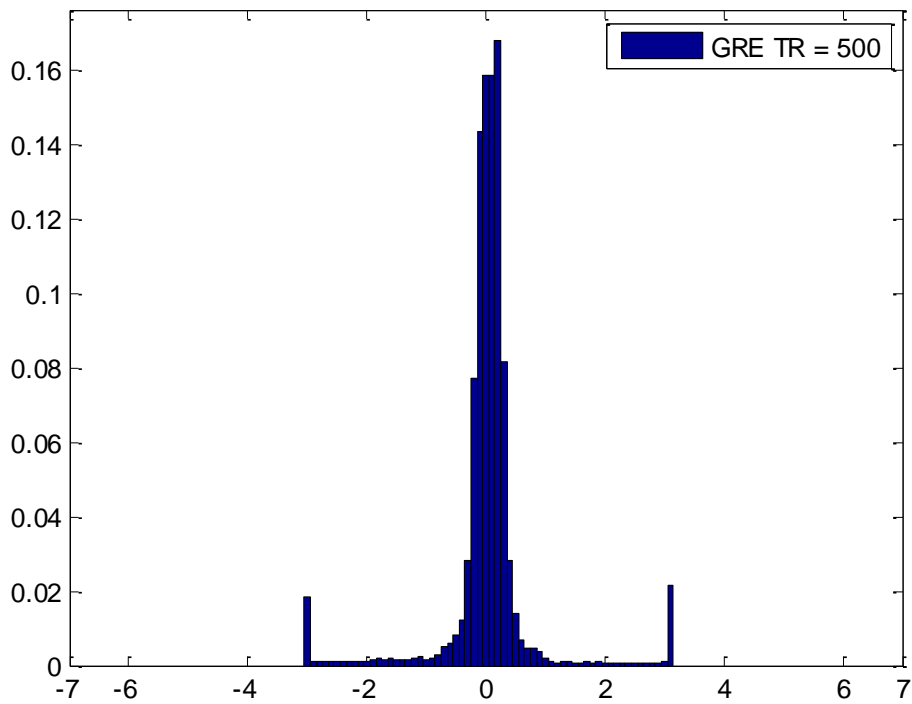


Figure 4. 12 : Histogramme normalisé du potentiel induit lors d'une séquence GRE, TR=500 ms

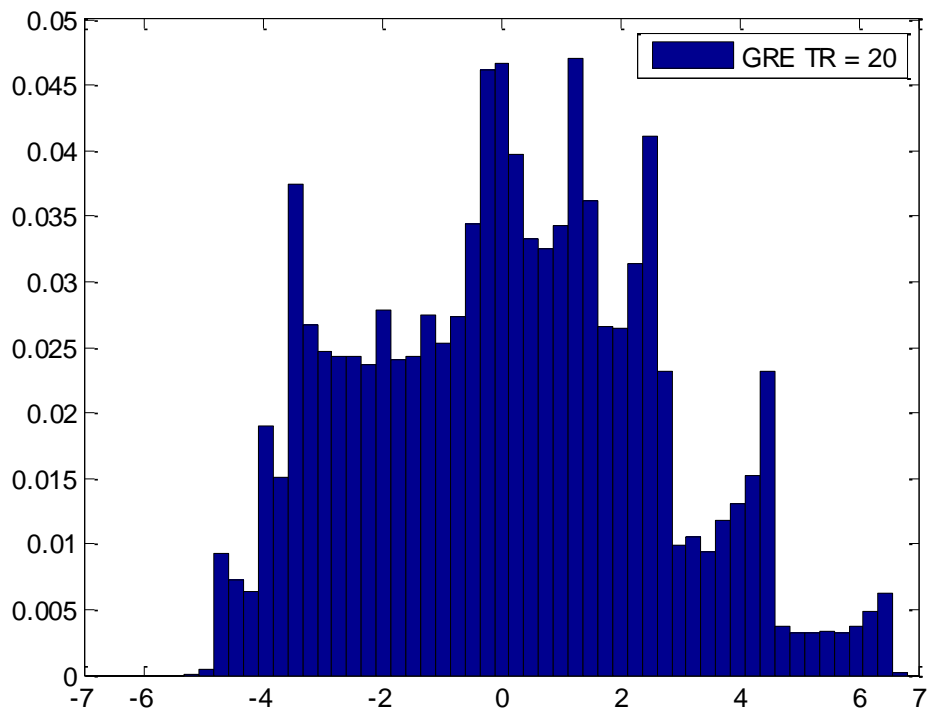


Figure 4. 13 : Histogramme normalisé du potentiel induit lors d'une séquence GRE, TR=20 ms

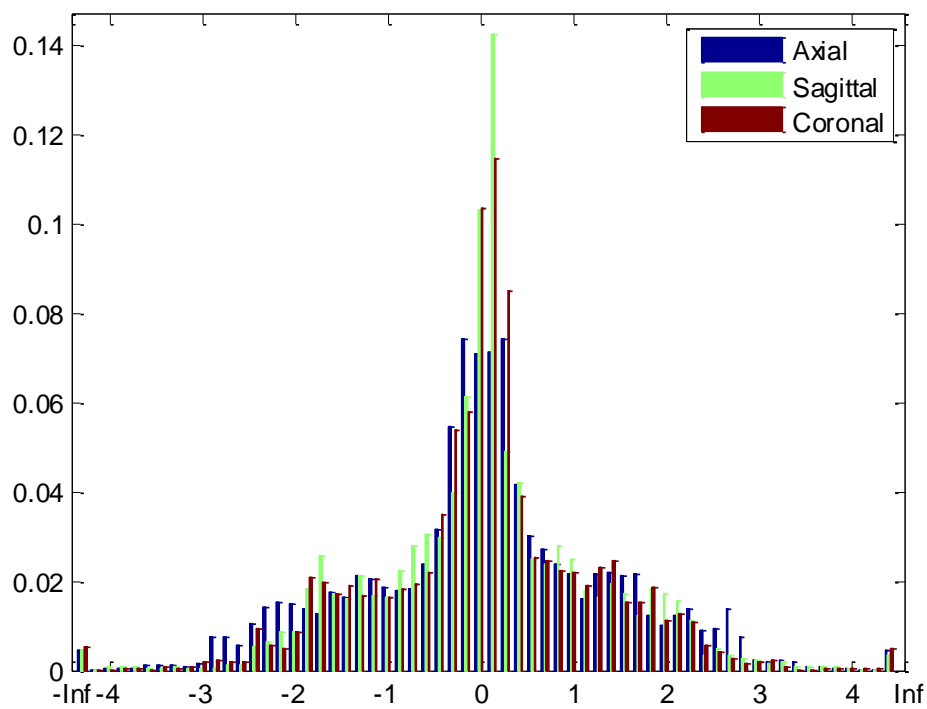


Figure 4. 14 : histogramme normalisé de la variation de l'amplitude des potentiels induits en séquence g12 dans les trois plan de l'espace (Axial, Sagittal et Coronal)

	<i>Caractéristiques</i>	B_0	<i>G12</i>			<i>GRE</i> <i>TR=20</i>	<i>GRE</i> <i>TR=500</i>	FSE
Temporelles			Axial	Sagittal	Coronal	Axial	Axial	Axial
	V_{RMS} (V)	0.024	1.45	1.39	1.12	2.71	0.43	2.70
	V_{cc} (V)	0.14	15.27	14.23	15.04	11.44	5.71	18.11
Fréquentielles	Aire du spectre (V.Hz)	6.12×10^3	2.21×10^5	2.17×10^5	1.99×10^5	1.08×10^5	6.59×10^4	4.16×10^5
	Dynamique Spectral (dB)	70	86	90	91	95	97	79
	Puissance Max (dB)	-52,06	-6,17	-7,37	-6,72	0,22	-26,62	-6,43
	Fréquence au Maximum du Spectre (Hz)	85	34	34	34	200	196	237
	Aire du spectre de Puissance (db.Hz)	0,01	4,33	2,83	3,44	14,69	0,26	13,52
	Fréquence Médiane (Hz)	85	36	36	36	202	247	225

Tableau 4. 3 : Caractéristiques temporelles et fréquentielles extraites des artéfacts dus au champ statique et à la commutation des gradients. Les valeurs en V sont amplifiées avec un facteur de 2000 V/mV

4.4 Application de la méthode de modélisation, évaluation

4.4.1 Illustration pour 2 séquences

Nous avons voulu dans ce chapitre appliquer l'algorithme de modélisation des potentiels induits développé au chapitre 3 afin de l'évaluer sur le potentiel induit en IRM 3T. Ceci nous permettra de tester la robustesse de l'algorithme quelque soit l'environnement de mesure. Pour ce faire, nous l'avons testé sur le potentiel induit par la séquence FSE (Figure 4. 15, Figure 4. 16) qui est très riche en fréquences, et celui induit par la séquence GRE (TR = 20 ms) qui est moins riche en fréquences. Nous testerons ensuite l'influence du bruit résiduel de l'induction par la radiofréquence sur la robustesse de l'algorithme.

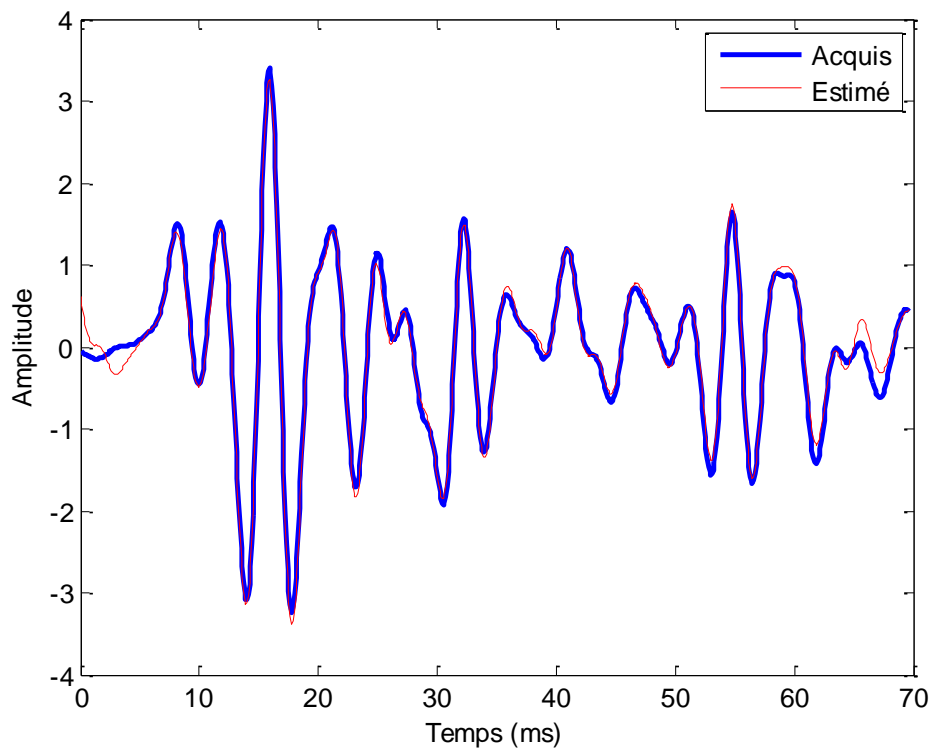


Figure 4. 15 : modélisation par une somme de 20 sinusoides du potentiel induit par la séquence FSE.

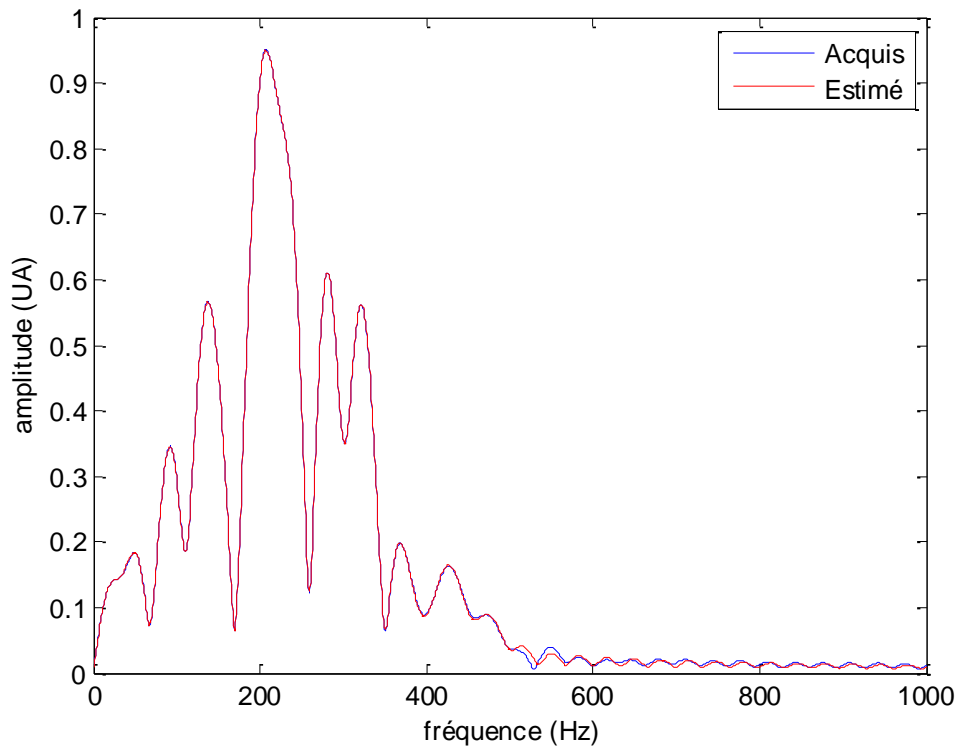


Figure 4. 16 : Spectre d'amplitude du segment FSE acquis (Bleu) et le spectre du modèle (Rouge)

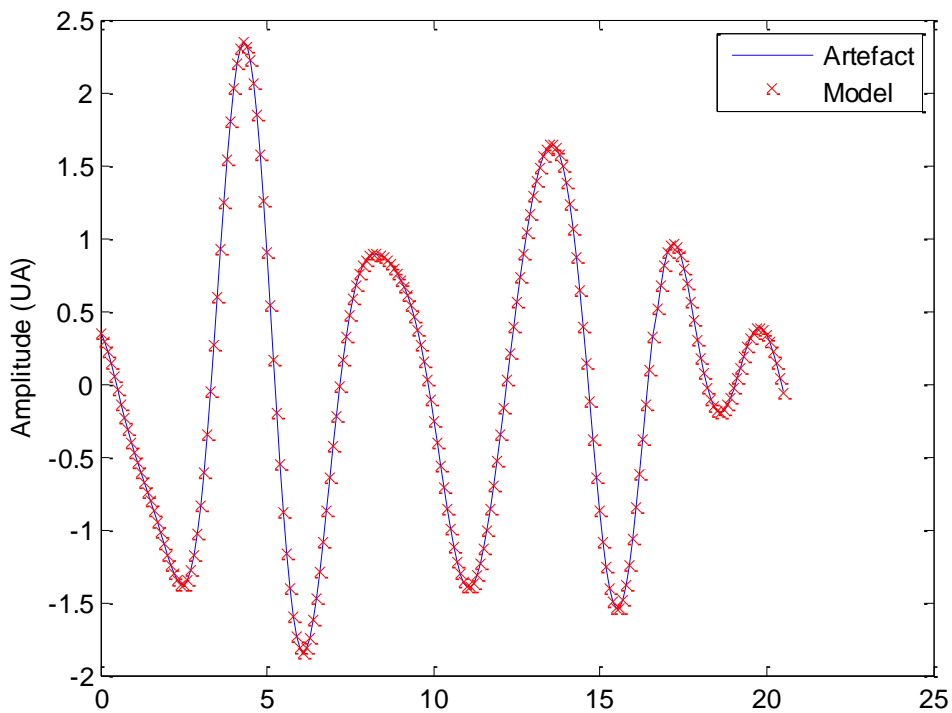


Figure 4. 17 : modélisation de l'artéfact moyen de la séquence GRE ($TR=20$) à partir d'une somme de 8 sinusoides

Le tableau suivant présente une évaluation du coefficient de détermination entre le modèle et l'artéfact moyen. La lecture de ses valeurs indique une forte ressemblance entre le modèle et

les données observées. Ceci nous valide le choix d'établir un modèle à partir de la moyenne des segments d'artéfacts.

R^2	Min	Max	Moyenne	Ecart-Type
FSE	0.8582	0.9920	0.9652	0.0285
GRE TR20	0.8753	0.9977	0.9709	0.0189

Tableau 4. 4 : Evaluation du coefficient de détermination entre le modèle de l'artefact moyen et 50 segments d'artéfacts

4.4.2 Influence de la position des électrodes

Nous avons vu dans le paragraphe 4.2.3, que la distance inter-électrodes et leurs orientations influent directement sur la forme de l'artéfact. Nous avons essayé en fixant le nombre de sinusoides selon le critère de l'AIC de modéliser l'artéfact acquis lors de la séquence g12 suivant les positions E1E2, E1E3 et E2E4 (Figure 4. 7). Le coût de modélisation est reporté dans le tableau suivant :

Distance inter-électrodes (cm)	Disposition	Durée de l'artéfact	DDS
3	E1E2	38 ms	0.08
5	E1E3	27 ms	0.09
3	E2E4	25 ms	0.05

Tableau 4. 5 : Influence de la position et la disposition des électrodes sur l'erreur de modélisation. Le modèle est une somme de 16 sinusoides.

4.4.3 Influence du bruit résiduel de l'induction par la radiofréquence

En IRM 3T, le potentiel induit par la séquence g12 présentait un niveau important de bruit résiduel sous la forme d'oscillations basse fréquence (Figure 4. 5, Figure 4. 6). Sur le spectre d'amplitude, ceci s'est manifesté sous la forme d'une raie à 34 Hz (Figure 4. 19). Ce bruit S_{RF} n'a pas été efficacement éliminé en environnement 3T et il va se superposer au potentiel induit par la commutation des gradients S_{MRI} . Nous allons donc prétraiter ses signaux par un filtre coupe de bande de type Butterworth d'ordre 3, ensuite nous entamons la modélisation pour un même ordre de paramètres et nous calculons le degré de dissimilarité entre les données observées et le modèle.

Séquence	DDS avant filtrage	DDS après filtrage
g12	0.07	0.05
GRE TR=500	0.09	0.58

Nous constatons que la réjection de la composante du bruit résiduel (Figure 4. 19) n'améliore pas forcément l'ajustement du modèle aux données observées. Ceci indique qu'il y a un besoin d'amélioration du filtrage analogique et du blindage du système pour réduire le niveau de contamination par la RF.

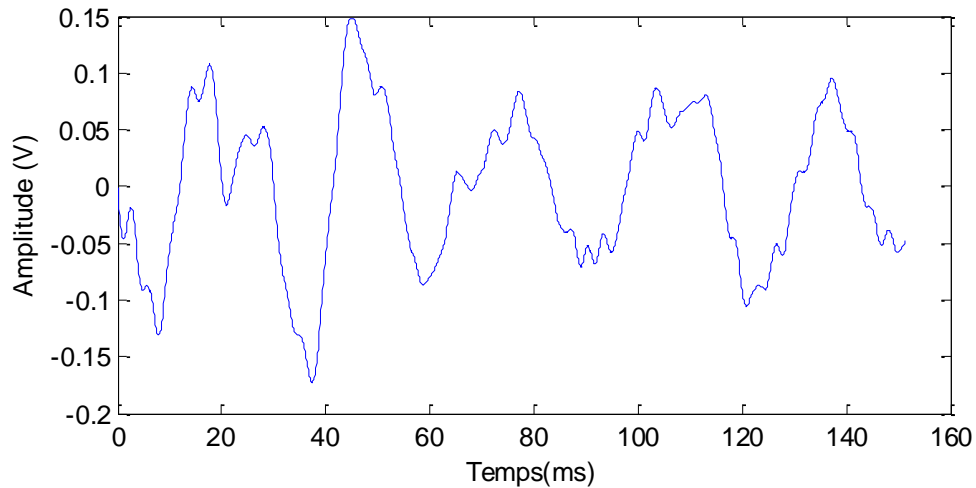


Figure 4. 18 : Composante S_{RF} généré en séquence GRE, $TR=500$, entre 2 artéfacts

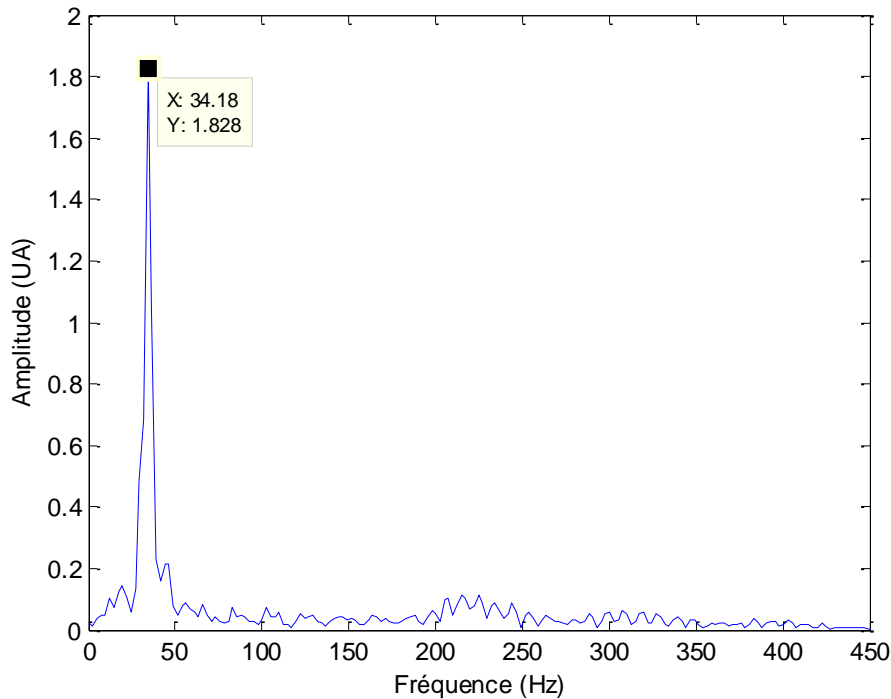


Figure 4. 19 : Spectre de S_{RF} , montrant un pic à 34 Hz.

4.4.4 Evaluation de l'algorithme sur une forme de potentiel induit recueilli *in vivo*

La Figure 4. 20 ci-dessous, montre un signal ECG recueilli en vue d'une synchronisation d'IRM cardiaque (Laboratoire IADI) sur une machine IRM 3T. Nous avons extrait manuellement des segments de potentiel induit (Figure 4. 21). Ces signaux ont été enregistrés en utilisant le système SAEC (Signal Analyzer and Event Controller) propre au laboratoire IADI et ont été échantillonné à 1000 Hz. La fréquence de coupure de l'amplificateur est de 20 Hz. Le spectre de l'artéfact moyen est montré en Figure 4. 22. L'application de l'algorithme de modélisation développé est montrée sur les figures (Figure 4. 21, Figure 4. 23, et Figure 4. 24). Les résultats obtenus sont satisfaisants. Nous montrons ici l'effet d'une mauvaise

initialisation des paramètres (Figure 4. 23). L'algorithme a mal convergé et les paramètres obtenus ne sont pas optimaux. Le degré de dissimilarité dans le cas d'une mauvaise convergence est de 4,35. Dans le cas où l'algorithme a convergé, le degré de dissimilarité vaut 0,25.

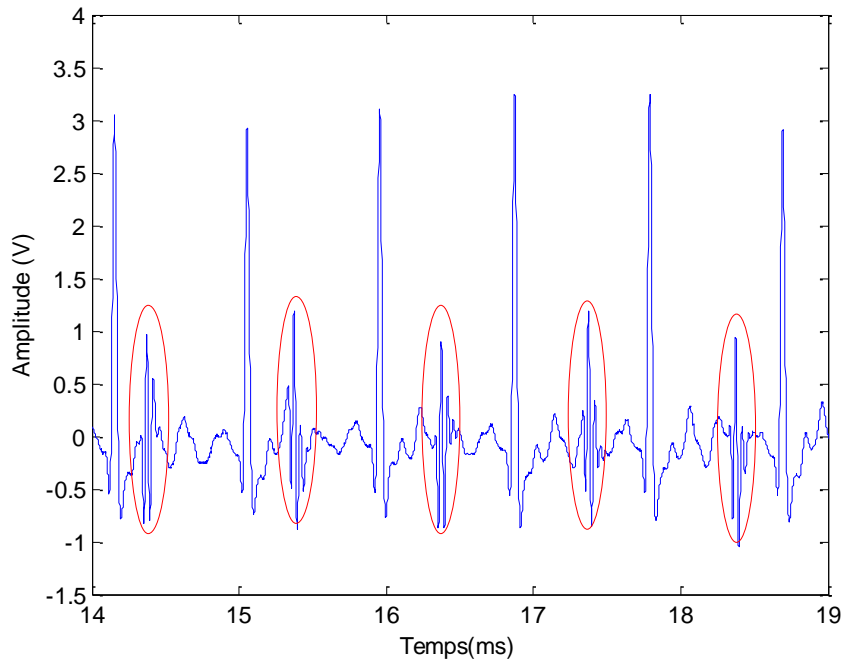


Figure 4. 20 : ECG acquis en vue d'une synchronisation IRM

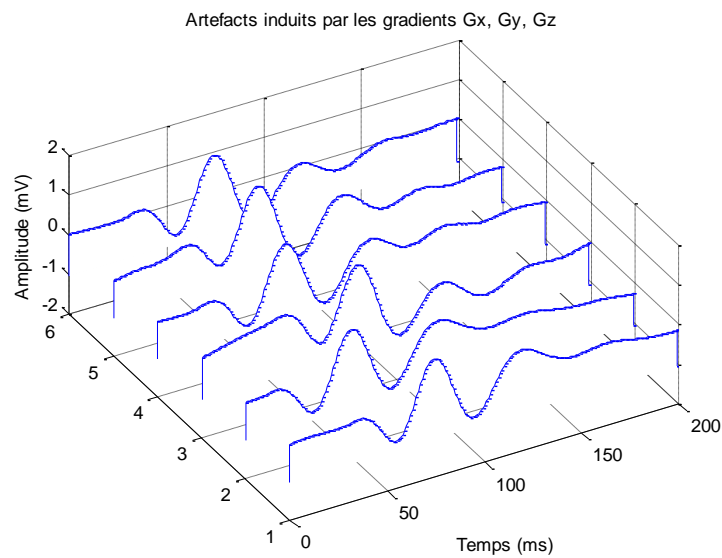


Figure 4. 21 : Segments de potentiel induit extraits de la Figure 4. 20

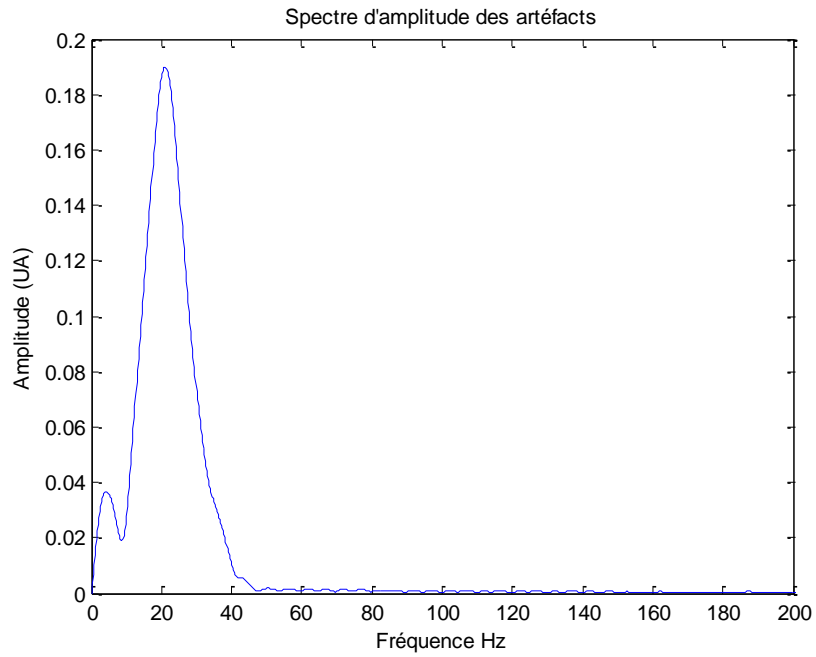


Figure 4.22 : Spectre de l'artéfact moyen

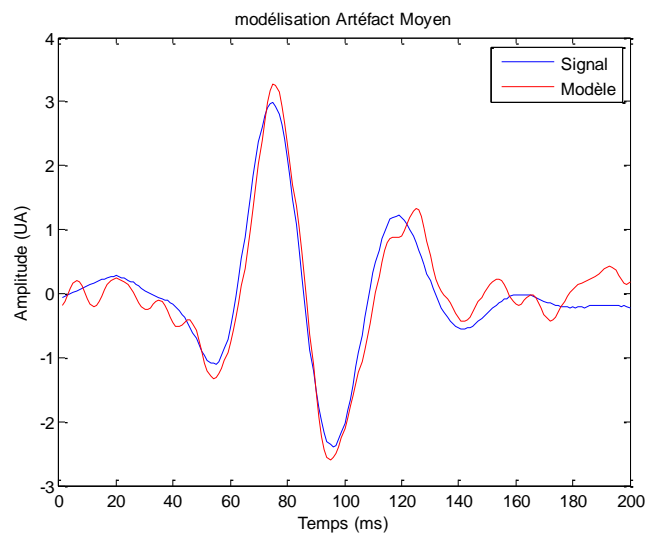


Figure 4.23 : Une mauvaise initialisation des paramètres. L'algorithme a mal convergé.

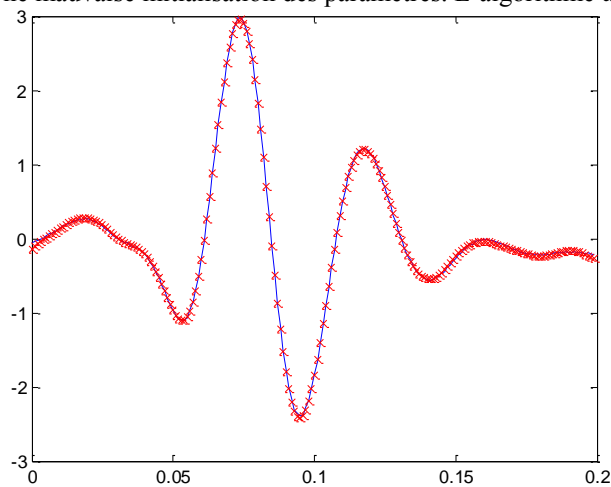


Figure 4.24 : Influence des paramètres d'initialisation sur la modélisation. Le modèle (rouge) est parfaitement obtenu à partir de 16 sinusoides

4.5 Discussion et conclusion

Nous avons établi une méthode de modélisation des potentiels induits par l'environnement IRM. L'algorithme décrit au chapitre 3 et validé en IRM 1,5T a été évalué sur les artéfacts enregistrés dans une machine IRM 3T issue du même constructeur.

L'étude s'est réalisée sur des signaux à bande élargie (0 – 350 Hz). Ceci est adapté sur les signaux électrophysiologiques à bande élargie comme l'EMG de surface ou la majorité de l'énergie du signal est localisée entre 10 et 250 Hz [66]. Le spectre d'un signal EMG de surface est illustré ci-dessous (Figure 4. 25). Nous pouvons directement observer que le spectre du potentiel induit par l'environnement IRM se recouvre en grande partie avec le spectre du signal EMG. D'où les méthodes de filtrage classiques ne peuvent être employées.

En comparant les résultats de caractérisation de la séquence GRE, nous pouvons conclure que pour acquérir un signal électrophysiologique en IRM, il va falloir établir un compromis qualité d'image/durée d'acquisition. Pour un TR élevé (500 ms), l'amplitude du potentiel induit a diminué de presque moitié. Sur le signal temporel, cela s'est traduit par des artéfacts localisés et séparés.

Les caractéristiques du bruit provenant du champ magnétique statique indiquent qu'il peut être considéré comme un processus gaussien.

La distance qui sépare les électrodes de recueil doit être minimisée. En effet, plus la distance est grande, plus les boucles d'induction seront grandes et par conséquent, l'amplitude du potentiel induit sera plus élevée. L'orientation des électrodes doit elle aussi être prise en considération lors de la pose des électrodes en fonction de l'orientation de la coupe. Ceci peut être expliqué par les équations de Maxwell qui montrent une présence d'un champ électrique induit dans le plan orthogonal à l'axe de variation du champ magnétique. La distance et la disposition des électrodes n'affectent néanmoins que l'amplitude du potentiel induit. Le contenu fréquentiel reste inchangé. L'algorithme de modélisation est insensible au changement de l'amplitude et donne des résultats satisfaisants.

En IRM 3T, nous avons pu observer des oscillations de basse-fréquence (25 – 35 Hz). Il s'agit d'un résidu de l'induction par la radiofréquence qui peut être éliminé en renforçant les méthodes de traitement analogique et le blindage du système sans que ceci n'influe sur la robustesse de l'algorithme de modélisation.

Lorsque la présence du bruit résiduel de l'induction par la radiofréquence est importante, elle ne peut être négligée. Le maximum de puissance du potentiel induit recueilli est atteint à 34 Hz. Ceci n'est pas réaliste en comparaison avec les signaux, puisque après filtrage coupe bande du signal, le maximum du spectre de puissance est atteint à la fréquence de 215 Hz, ce qui est cohérent avec les résultats obtenus dans les autres séquences.

Comme en IRM 1,5T, nous avons testé peu de séquence, cependant les performances observées en 3T du circuit électrique confirment le besoin d'améliorer l'isolation du circuit électronique et ceci par une amélioration du blindage.

Nous avons aussi testé l'algorithme dans le cas d'une acquisition *in vivo* du signal ECG en vue d'une synchronisation de l'IRM cardiaque. Nous en profitons ici par démontrer l'effet

d'une mauvaise initialisation des paramètres ce qui peut aboutir à une divergence de l'algorithme. Une meilleure initialisation aboutie à un degré de dissimilarité significativement inférieur à celui obtenu lorsque le modèle n'est pas optimal.

Il est aussi important de noter les risques que présente la radiofréquence sur le patient (échauffement). Dans nos expérimentations, aucun signe de « brûlure », voire fonte de la gélatine n'a été observé sur le fantôme. Ceci ne veut pas dire que notre dispositif est prêt à être appliqué sur l'humain afin de recueillir directement son signal ECG ou EMG en IRM. Il faudrait alors mesurer la variation de la température à la surface du fantôme à l'aide de thermomètre à fibre optique compatible IRM.

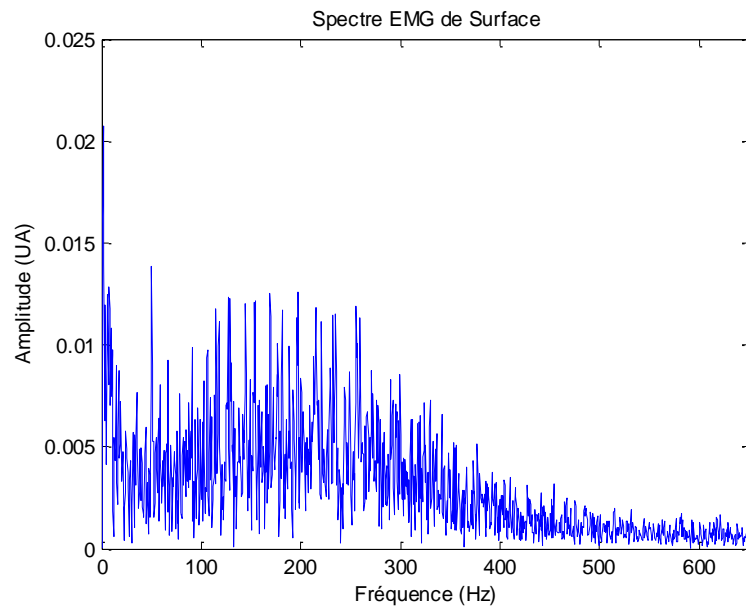


Figure 4. 25 : Spectre d'amplitude EMG de surface

Dans cette étude nous avons présenté des résultats préliminaires, certes, mais encourageants. Nous n'avons recueilli les signaux que sur une seule voie bipolaire à 350 Hz. Notre dispositif expérimental permet, néanmoins, de recueillir simultanément jusqu'à cinq signaux en voies bipolaires et en cinq bandes de fréquences différentes. Ceci donnera l'avantage d'envisager une étude plus approfondie des potentiels induits.

5 Conclusion et perspectives

Le couplage des informations déduites des *observations simultanées* par IRM et par signaux électrophysiologiques d'un même organe, représente plusieurs verrous scientifiques et technologiques à lever. En effet, cet objectif de couplage passe par la réactualisation de l'instrumentation dédié au recueil des signaux électrophysiologiques, et par l'élaboration de nouvelles stratégies pour la dépollution de ces signaux et l'extraction des paramètres à fusionner.

Les contraintes techniques propres à l'IRM et leurs rapides évolutions, engendrent des perturbations qui polluent fortement les signaux. De ce fait, les dispositifs de recueil, opérant actuellement en environnement IRM, ont des caractéristiques techniques limitées qui ne permettent pas d'accéder à l'intégralité du contenu informatif de ces signaux. Ceci réduit donc considérablement les applications nécessitant le couplage des informations déduites des images IRM et celles déduites des signaux électrophysiologiques. Il est évident que des investigations multimodalités comme ce serait le cas ici, pourraient améliorer le diagnostic de certaines pathologies complexes.

5.1 Synthèse des travaux

Nous avons au cours de ce travail de thèse, élaboré une méthodologie pour contribuer à l'évolution des outils et de méthodes afin de permettre une complémentarité des deux modalités d'investigation quelques soient les exigences techniques (gradients de champ intense, séquences complexes, intensité du champ magnétique, ...).

Les points importants de ce travail concernent :

- (i) l'élaboration d'une démarche expérimentale pour l'étude du processus de contamination, notamment les perturbations engendrées par les commutations des gradients (potentiels induits). Cette démarche inclut, une caractérisation spatio-temporelle et fréquentielle des potentiels induits, principaux « agents polluants ».
- (ii) la modélisation de l'artefact « potentiel induit ». Nous proposons un modèle mathématique pour décrire la forme de cette onde perturbatrice. Il s'agit de pouvoir disposer d'une référence robuste qui pourra être utilisée comme une des entrées d'un processus de débruitage fondée sur le filtrage adaptatif. L'originalité de notre approche réside dans l'exploitation de la variabilité des paramètres expérimentaux pour construire le modèle.

L'état de l'art sur le sujet et les enjeux scientifiques discutés dans la première partie de ce mémoire nous a amenés à opter pour une approche expérimentale comme moyen de choisir judicieusement les outils mathématiques pour la *caractérisation* et la *modélisation* des potentiels induits. Les études menées se déclinent en quatre étapes :

Protocole de mesure et validation du dispositif expérimental sur machine IRM 1,5 T

Un *banc instrumenté* a été développé au laboratoire dans le but d'étudier *in vitro* la contamination des signaux électrophysiologiques par l'environnement IRM; notamment ceux dus aux potentiels induits par les commutations des gradients. Ce dispositif est composé de : (i) un module de transmission de signaux dans le tunnel IRM, (ii) un modèle de tissu conducteur pour simuler un corps humain dans lequel est injecté le signal une fois dans le tunnel, (iii) un module qui assure le recueil du signal contaminé et sa transmission vers l'extérieur du tunnel ; il comporte un amplificateur-émetteur amagnétique avec cinq entrées différentielles (0,05 – 350 Hz), et un récepteur-filtre multicanal et multibande fréquentielle (20 canaux répartis en 5 sorties filtrées à 350 Hz, 5 sorties filtrées à 160 Hz, 5 sorties filtrées à 80 Hz, 5 sorties filtrées à 40 Hz. (v) Une station de traitement des données.

L'objectif de cette étape était de définir un protocole de mesure permettant de valider les performances des différents modules du banc. Les premiers tests ont porté sur des mesures spécifiques aux dispositifs électroniques lors de leur utilisation en environnement IRM. Compte tenu de la bande élargie des amplificateurs, il était important de vérifier l'absence de saturation des amplificateurs suite aux artéfacts générés par les commutations des gradients. D'amplitudes dominantes en large bande, ces artéfacts peuvent dans certaines situations engendrer des risques de recouvrement malgré la présence d'un filtre anti-repliement. *Le processus de transmission et de contamination* qui offre la possibilité d'observer les modifications du contenu d'un signal dont on connaît parfaitement les caractéristiques de départ a été validé sur les séquences IRM de base.

Caractérisation des potentiels induit par les commutations des gradients

Maîtriser la variabilité des caractéristiques des artéfacts à l'origine des perturbations des signaux, est essentiel dans le choix des stratégies à adopter pour l'élaboration des algorithmes d'épuration des signaux. Le banc instrumenté développé permet de recueillir uniquement les potentiels induit en fonction des paramètres de mesure (type de séquences, intensité du champ magnétique, configuration du système d'électrodes) pour une caractérisation *in vitro*.

Pour cette série de mesures, aucun signal n'est transmis à l'intérieur du tunnel de RMN. Les potentiels induits sont alors recueillis après activation des séquences RMN. Les formes des ondes qui composent les potentiels induits sont spécifiques du type de séquence utilisée. Des caractéristiques temporels (valeur RMS, distribution des amplitudes, durée des bouffées de potentiels, énergie, pseudo-périodicité) et spectraux (spectrogramme, densité de puissance, fréquence moyenne et médiane) sont déterminés pour différentes séquences d'imagerie. On observe évidemment les modifications attendues : augmentation des amplitudes des ondes avec l'élargissement de la bande passante des filtres, variations importantes des caractéristiques lorsque l'on considère deux enregistrements correspondants à deux groupes de paramètres de mesure. Des observations plus spécifiques telles que les variations à l'intérieur d'une même séquence et par rapport aux orientations de coupe sont intéressantes à

analyser. Ces mesures ont été effectuées sur la machine 1,5 T au Centre d'Imagerie Avancée (CIMA) à Compiègne.

Modélisation des potentiels induits

La méthode de modélisation proposée a pour point de départ, les résultats de la caractérisation. Elle repose donc naturellement sur les paramètres expérimentaux obtenus à l'étape de caractérisation. En se fondant sur ces résultats, en particulier sur l'aspect périodique des potentiels induits, il a été mis en œuvre une démarche de modélisation utilisant la décomposition en série de Fourier. Une première étape dans cette étude a été de vérifier l'hypothèse de stationnarité au sens faible par un test statistique, le *KPSS*. Une observation du spectre de ces artefacts montre bien leur nature quasi-périodique (spectre de raies), ce qui nous a intuitivement conduit à choisir une somme de sinusoides à des amplitudes, fréquences et phases différentes pour les représenter. Ce système de représentation est sous-déterminé puisqu'il est formé d'une équation à $3N$ paramètres; il se pose alors un problème d'optimisation pour estimer ces paramètres. Pour résoudre le problème, la méthode quasi-Newton associée à l'algorithme *BFGS* est utilisée afin de minimiser une fonction de coût au sens des moindres carrés. La procédure est validée sur plusieurs séquences IRM en calculant le degré de dissimilarité entre le modèle mathématique estimé, et le potentiel induit enregistré par le banc pour chaque séquence donnée.

Evaluation de l'algorithme de modélisation sur IRM 3T

La transportabilité du dispositif expérimental élaboré sur tout type de plate forme IRM, permet d'élargir des observations faites sur un imageur 1,5 T, en évaluant les mêmes types de paramètres avec des champs plus élevés. Ainsi, les expérimentations ont pu être convenablement menées au laboratoire IADI à Nancy sur un IRM 3 T.

L'IRM 3T est actuellement le standard clinique, il était donc important de tester notre étude sur ce type de machine. Les tests déjà validés sur la machine 1,5 T ont été évalués sur le 3 T. Nous avons pu vérifier : le bon fonctionnement électronique du banc à haut champ, la reproductibilité des mesures, les critères retenus pour la méthode de modélisation.

Une évaluation macroscopique (analyse inter-séquence) et microscopique (analyse intra-séquence) des variabilités des caractéristiques a révélé des informations pertinentes explorées pour l'amélioration de l'algorithme de modélisation. On obtient ainsi un écart (erreur relative) entre le potentiel observé et le potentiel modélisé en moyenne inférieur à 3%.

Contrairement à la plate forme IRM du CIMA à Compiègne, celle du laboratoire IADI permet d'enregistrer les signaux de gradients responsables des potentiels induits. On peut ainsi corréler les potentiels enregistrés par notre dispositif expérimental aux sources génératrices de ces artefacts et de dégager la signature des séquences dans les perturbations engendrées.

Par ailleurs, les mesures sur le 3T, ont permis de confirmer que les potentiels induits peuvent provenir non seulement de l'environnement IRM (sources externes) mais aussi du tissu physiologique (sources internes) exposé à une variation de champ magnétique. Ces sources internes produisent des courants induits à l'intérieur du tissu captés à la surface par les électrodes de mesure. Le banc développé et la modélisation proposée ouvrent un autre champ d'application intéressant; l'étude des courants induits à l'intérieur d'un tissu physiologique placé dans un champ magnétique.

5.2 Perspectives de recherches : L'EMG en IRM dynamique

Les futurs travaux seront menés en accord avec les objectifs scientifiques du projet transversal **SyNeMuS** (Système Neuro-Musculo-Squelettique). Au sein du laboratoire BMBI SyNeMuS se focalise sur les thématiques impliquant les équipes C3M (Caractérisation Multiéchelle et Modélisation Mécanique), et NSE (Neuromécanique et Signaux Électrophysiologiques). Un des thèmes concerne la modélisation neuro-musculo-squelettique.

L'objectif principal est l'intégration de la composante « neuro » dans l'approche « musculo-squelettique ».

Dans un premier temps, il sera fait l'analyse et la recherche d'information dans les mesures expérimentales hétérogènes pour obtenir une image multidimensionnelle du système. Cette étape passe par la mise au point de protocoles spécifiques puis la recherche de liens entre les signaux labélisés « neuro » avec ceux labélisés « musculo-squelettiques ».

Deux axes de recherches sont identifiés :

1) fusion des données physiologiques hétérogènes (PAMAP, energyTIC)

La modélisation neuro-musculo-squelettique nécessite la collection de données expérimentales qui peuvent être des mesures cinématiques et dynamiques, d'activation musculaire (EMG), de température, de consommation musculaire, de l'imagerie médicale, etc... Toutes ces mesures sont actuellement étudiées et analysées de façon indépendante du fait de leur hétérogénéité de support et de dimension.

2) système cardio-neuro-musculo-squelettique

La thématique principale du thème SyNeMus pour le quadriennal à venir concerne le système neuro-musculo-squelettique.

Toutefois, le système cardio-vasculaire a un rôle régulateur et une l'action d'adaptation à l'effort que nous ne pouvons pas totalement mettre à l'index. Nous ambitionnons donc une étude de faisabilité de l'intégration de cette composante dans le système neuro-musculo-squelettique.

Dans ce contexte, le bilan des recherches présentées dans ce mémoire, met bien en évidence l'importance de l'instrumentation, de la caractérisation, de la modélisation et du traitement des signaux électrophysiologiques, éléments qui formeront le pivot des recherches futures et à partir desquels transparaissent des perspectives nouvelles, car dans ces domaines de

nombreuses voies restent à explorer. Ainsi nous présenterons les perspectives à partir de questions auxquelles il nous semble pertinent de vouloir s'attaquer.

5.2.1 L'instrumentation

La complémentarité des informations serait pertinente si le signal EMG était enregistré lors de l'acquisition des images des muscles en mouvement. Le dispositif permettrait alors d'enrichir les investigations en corrélant les informations obtenues par les deux modalités, d'où les questions suivantes :

Comment envisager le recueil de signaux EMG en IRM dynamique ?

Pour résoudre les problèmes que peuvent créer les mouvements des câbles dans le champ magnétique, il faudra réaliser une transmission sans fil des signaux captés dans le tunnel. Pour résoudre le problème de l'artéfact résiduel engendré par les impulsions RF, il faudra trouver des solutions pour renforcer le système de blindage. Améliorer les performances du module de détection « multisites » indispensable aux outils de traitement envisagés sera également un point à travailler.

Quelles solutions pour disposer d'autonomie ?

Les réalisations envisagées représentent une consommation énergétique importante puisqu'il faudra une utilisation intensive de piles amagnétiques pour alimenter les amplificateurs, piles dont le coût est élevé (10€ pour une pile/manipulation). Des solutions moins coûteuses sont à envisager.

Quelles investigations expérimentales pour l'EMG en IRM ?

La validation du processus de contamination du signal par l'environnement RMN a été réalisée sur un signal ECG, car plus facile à détecter en présence des artéfacts. Il faudra réfléchir à un protocole expérimental *in vitro*, permettant de mettre en évidence les niveaux de pollution du signal EMG en fonction des séquences d'IRM musculaire utilisée en clinique. Cette étape est nécessaire à la conception des méthodes d'épuration.

5.2.2 Caractérisation et modélisation des artéfacts

Des remarques pertinentes relevées lors d'expériences avec le « banc instrumenté » imposent également de renforcer notre démarche de caractérisation et modélisation des artéfacts, d'où les questions suivantes :

Quelle démarche faut-il adopter pour améliorer la détection des paramètres pertinents?

Lorsque l'on observe les variations des caractéristiques des artéfacts, on constate que pour une même séquence on recueille des phénomènes parasites différents. A l'opposé, on trouve des phénomènes semblables avec des séquences de conception totalement distinctes.

Nous nous imposerons donc de travailler les points suivants :

- (i) quantifier les variations observées selon des critères rigoureux qui restent à définir.
- (ii) Explorer de façon complète les séquences d'IRM, c'est-à-dire pour chaque séquence de base étudier un certain nombre de jeux de paramètres de la séquence de façon à trouver la signature de cette dernière dans les perturbations qu'elle engendre.

Comment améliorer la modélisation des potentiels induits ?

Le processus d'initialisation des paramètres de modélisation doit être retravaillé afin d'améliorer la robustesse et réduire le temps d'exécution de l'algorithme. Un prétraitement des motifs extraits doit être mise en œuvre pour réduire l'influence de la composante résiduelle RF, ceci sans affecter la forme d'onde réelle du potentiel moyen utilisé dans le processus itératif.

5.2.3 Algorithmes de traitement

Les outils de traitement de signaux appliqués à l'analyse de signaux électrophysiologiques sont nombreux. Toutefois, les limites observées lors de l'application des algorithmes développés, amènent la question suivante:

Quels autres outils de traitement?

Pour la dépollution des signaux, la démarche de séparation aveugle de source a déjà été employée avec succès dans des domaines connexes. Nous comptons, grâce à l'instrumentation envisagée (détection multi-sites) coupler cette dernière au filtrage adaptatif.

Les propriétés de « *non stationnarité* » et de « *presque cyclostationnarité* » des signaux EMG lors d'exercice en dynamique seront exploitées pour proposer des méthodes permettant de mettre en évidence les modifications des caractéristiques structurelles et fonctionnelles du muscle. Les outils d'analyse temps-fréquence et d'analyse de la cyclostationnaire sont déjà développés au sein de notre laboratoire pour différentes applications. Pour cette étude, ces outils seront réactualisés et orientés vers des traitements qui porteront sur deux axes :

- (1) Analyse des évolutions des grandeurs temporelles et fréquentielles du signal EMG au cours du mouvement dynamique : mesure de la fréquence instantanée, de l'énergie instantanée, des densités de corrélation spectrale.....
- (2) Identification des pseudo-périodicités du signal EMG qui seront corrélées aux données mécaniques.

Annexe – A : Le signal RMN.

Le signal RMN recueilli par l'antenne peut s'écrire de façon générale :

$$s(\tau_x, \tau_y, \tau_z) = \int_X dX \int_Y dY \int_Z dZ \rho(X, Y, Z) e^{j(\gamma G_x \tau_x X + \gamma G_y \tau_y Y + \gamma G_z \tau_z Z)} \quad (\text{A.1})$$

Dans cette expression nous n'avons pas tenu compte de l'existence de la relaxation transversale, où $\rho(X, Y, Z)$ représente la valeur locale de l'aimantation nucléaire par unité de volume de l'échantillon observé, le terme de phase correspond à l'application consécutive de G_x, G_y et G_z qui sont des gradients du champ magnétique statique réalisant le codage pendant des durées τ_x, τ_y et τ_z respectivement, γ est le rapport gyromagnétique des noyaux considérés. Dans le cas du proton, ce rapport correspond à $42,57 \times 10^6$ tours par seconde pour un champ de 1 T.

La valeur locale de l'aimantation nucléaire est reconstruite par une simple transformation de Fourier, soit :

$$\rho(X, Y, Z) = \int_{\gamma G_x \tau_x} d(\gamma G_x \tau_x) \int_{\gamma G_y \tau_y} d(\gamma G_y \tau_y) \int_{\gamma G_z \tau_z} d(\gamma G_z \tau_z) s(\tau_x, \tau_y, \tau_z) e^{-j(\gamma G_x \tau_x X + \gamma G_y \tau_y Y + \gamma G_z \tau_z Z)} \quad (\text{A.2})$$

qui donne ainsi « l'image RMN » de l'échantillon. On remarque qu'elle est ici tridimensionnelle.

Si l'on tient compte de l'amortissement du signal en $e^{-t/T_{tr}}$ où T_{tr} représente une constante de temps de relaxation transversale décrivant l'atténuation du signal à la suite de chaque excitation, on obtient une image formée de la convolution de l'image parfaite par une fonction de dispersion qui dépend également de l'emplacement (X, Y , et Z) où le résultat de la reconstruction est observé puisque T_{tr} peut dépendre de ce lieu.

L'imagerie par RMN présente donc un caractère fondamentalement volumique [67], toutefois il est possible de travailler sur des coupes et de se limiter ainsi à des images 2D si, dans un premier temps, on a sélectionné une coupe de l'échantillon par application simultanée d'un gradient de champ et d'une impulsion radiofréquence convenablement modulée en amplitude.

Dans les deux expressions (A.2) et (A.1) donnant respectivement le signal issu d'un échantillon volumique et la valeur locale de l'aimantation, les termes $\gamma G_x \tau_x, \gamma G_y \tau_y$ et $\gamma G_z \tau_z$ représentent clairement les grandeurs réciproques des coordonnées X, Y et Z . Ces termes forment alors la base de représentation d'un espace tridimensionnel réciproque de l'espace du laboratoire et on les notera respectivement k_x, k_y et k_z (on parle aussi d'espace- k) et on aura :

$$k_q = \gamma G_q \tau_q \quad (q = X, Y, Z) \quad (\text{A.3})$$

Réaliser une image RMN revient donc à se servir de l'aimantation locale d'origine nucléaire pour représenter spatialement l'échantillon dans l'espace du laboratoire à partir des enregistrements du signal qui en sont la représentation dans l'espace- k . Le signal RMN temporel et le signal image sont donc proportionnels à la valeur locale de l'aimantation nucléaire, proportionnelle à son tour à la quantité de noyaux présents, aimantation modulée par des procédés très simples de préparation avant l'acquisition afin de créer des contrastes. Enregistrer le signal temporel impose d'explorer l'espace réciproque, chaque balayage d'une ligne de l'espace réciproque correspond à l'exécution d'une séquence élémentaire d'excitation des noyaux puis à l'observation de leur réponse. Changer de ligne revient ensuite à modifier la valeur du gradient de phase avant de ré-exécuter la séquence.

À titre d'exemple simple, l'obtention d'une image 2D à l'aide de la séquence écho de spins illustrée sur la Figure 1.4 se décrit avec un espace réciproque à deux dimensions comme cela est indiqué sur la Figure 1,5. Les impulsions radiofréquence sont caractérisées par l'angle dont l'aimantation tourne sous leur action ainsi que par la phase relative (0 ou $\pi/2$) de l'excitation radiofréquence correspondante signalée par l'indice x ou y respectivement. À la suite immédiate de chaque impulsion initiale d'angle noté θ_x , ($\theta \leq 90^\circ$) la phase également initiale du signal temporel est nulle et la trajectoire qui sera décrite dans l'espace réciproque débute à l'origine de cet espace (Figure 1,5)

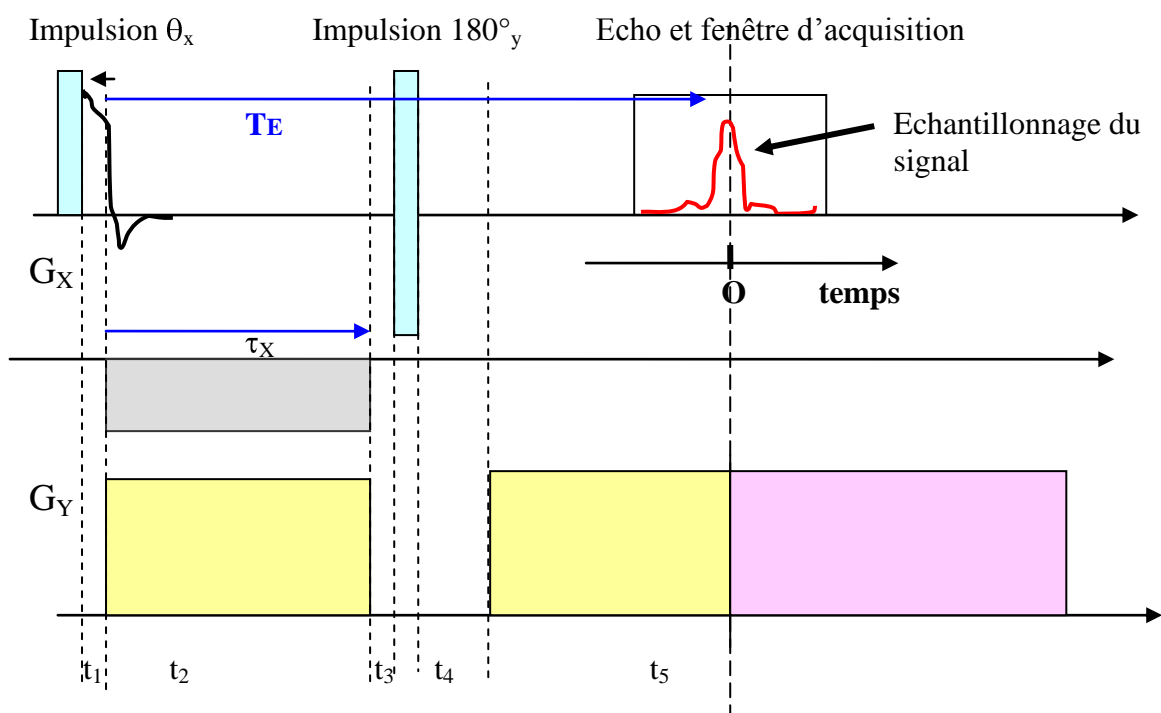


Figure A-1 : Séquence d'Imagerie 2D par écho de spins

Le gradient G_x est modifié à chaque répétition de la séquence. Le gradient G_y (dit gradient de lecture, est à chaque fois utilisé de la même manière et le temps d'acquisition joue le rôle de τ_y . Les impulsions radiofréquences sont différentes en amplitude, durée, et phase. Les impulsions de gradient sont représentées de façon très schématique.

Il faut surtout situer les échelles de temps utilisées par rapport à celles qui interviennent dans le cas des signaux physiologiques ; pour cela indiquons les ordres de grandeur durées des étapes de l'expérience : première excitation radiofréquence : de 100 μ s à 1ms, seconde excitation radiofréquences de 200 μ s à 2 ms ; $t_2 = \tau_x = t_5$ de 5 à 20 ms, durée d'acquisition de 10 à 20 ms, temps d'écho TE de 15 à 40 ms, temps de récurrence ou de répétition de la séquence de 200 ms à plusieurs secondes.

L'impulsion radiofréquence initiale donne donc une valeur initiale nulle à la phase du signal, cette dernière évolue ensuite au cours du temps. L'impulsion de 180°_y change le signe de la phase de toute aimantation.

Comme en tout point de coordonnées U, V pris dans l'échantillon, la phase s'écrit $\varphi = k_u U + k_v V$ avec $k_q = \gamma G_q \tau_q, (q = U, V)$, le point représentatif de l'expérience dans l'espace des k se déplacera selon les segments de droite indiqués par des flèches et sera remplacé par son symétrique par rapport à l'origine de cet espace au moment de l'impulsion de 180°_y . Le champ magnétique étant supposé parfaitement uniforme, il n'y a pas de déplacement du point figuratif pendant les intervalles de temps t_1, t_3 et t_4 (Figures 1.4 – 1,5).

Ainsi le balayage complet de l'espace réciproque impose un temps d'acquisition de l'image qui dépend directement du nombre de lignes de la matrice. Ceci peut durer de quelques secondes à plusieurs minutes. Cette durée peut être rendue plus longue (dix à vingt minutes) lors de la recherche de contrastes particuliers. Les techniques d'imagerie rapide actuelles utilisent des séquences permettant des temps d'exposition inférieure à la seconde pour des images de 128 lignes. Enfin existent des procédés ultra rapides, à plus de dix images par seconde. Dans tous les cas on est en présence d'impulsions radiofréquence et d'impulsions de gradients de champ statique dont les effets peuvent se faire ressentir sur la saisie des signaux électrophysiologiques captés sur le patient.

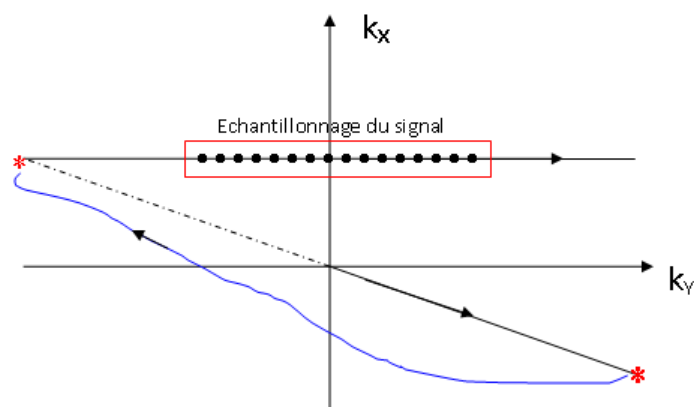


Figure A-2 : Représentation de la séquence de la Figure dans l'espace réciproque.

Pour balayer une surface appréciable de l'espace réciproque il faut répéter la séquence en modifiant la valeur du gradient de phase et lui donner des valeurs négatives et des valeurs positives. Une fois l'échantillonnage terminé, une transformation de Fourier bidimensionnelle de la matrice de points mesurés, donne directement l'image 2D.

Annexe – B : Les formes de gradient

B.1 Les formes simples

Dans une séquence IRM, nous distinguons des formes différentes pour le gradient de champ magnétique (gradient de codage de phase, gradient de codage de fréquence, gradient de sélection de coupe, etc.) différentes. Chaque forme peut-être composée d'une ou d'une association de lobes [52] ayant des formes simples. Parmi les formes simples, nous distinguons les formes sinusoïdale, triangulaire, et trapézoïdale.

La forme triangulaire

Pour définir la forme du gradient à utiliser, nous avons souvent recours à calculer l'aire ce dernier exprimée en T.s.m⁻¹. L'aire du gradient A est déterminée par les paramètres d'imagerie (FOV, matrice, et bande passante du receveur). Souvent, c'est le seul paramètre – et non pas la forme – qui est renseigné.

Lors d'une acquisition d'une image IRM, il est important d'utiliser des temps d'écho et de répétition optimaux afin de réduire la durée d'acquisition des images. Pour ce des lobes de très petites durées sont utilisés. À ces derniers conviennent alors les formes triangulaires ou trapézoïdales. L'aire du gradient sera alors déterminante dans le choix. Pour de très petites aires, une forme triangulaire est utilisée ayant comme amplitude

$$G = \frac{A}{T_{\text{monté}}} \quad (\text{B.1})$$

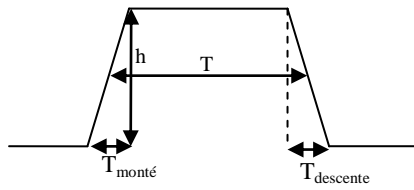
avec $T_{\text{monté}}$, le temps de montée du gradient.

Une forme triangulaire est souvent utilisée dans le gradient de codage de phase dans une séquence EPI (echo planar imaging).

La forme trapézoïdale

La forme trapézoïdale est la forme la plus employée du fait de son efficacité à atteindre des amplitudes et des vitesses de balayages maximales en formant un plateau avec des durées optimales. En ajustant la durée T de ce gradient tout en gardant constant les temps de monté et de descente, il est possible d'éliminer la fréquence $f = \frac{1}{T}$ avec ses harmoniques, ce qui permet ainsi de réduire le bruit acoustique [68].

$$G = \pm h \quad (\text{B.2})$$



La forme sinusoidale

Un gradient sinusoidal utilisé parfois dans des séquences dans le but de réduire le bruit acoustique [69] des séquences où la commutation des gradients trapézoïdaux est lente. Il permet aussi en imagerie de réduire les artéfacts dus à la longue durée de commutation des gradients de forme trapézoïdale [70]. Un lobe sinusoidal, remplaçant ainsi le lobe trapézoïdal, a la forme primitive suivante :

$$G(t) = \begin{cases} G_0 \sin\left(\frac{\pi(t-t_0)}{T}\right) & t_0 \leq t \leq t_0 + T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

où T est la durée du gradient G , et t_0 l'instant de début du gradient.

B.2 Les formes composés

Lorsque les lobes de gradients adjacents ont la même polarité, l'aire optimale du gradient résultant est optimisée en combinant les lobes. Nous observons ceci par exemple dans les gradients de correction (crusher) qui permettent d'éliminer les composantes transversale de la magnétisation.

Références

- [1] J. Felblinger, J. Slotboom, R. Kreis, B. Jung, and C. Boesch, “Restoration of electrophysiological signals distorted by inductive effects of magnetic field gradients during MR sequences,” *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 41, no. 4, pp. 715–721, 1999.
- [2] S. E. Fischer, S. A. Wickline, and C. H. Lorenz, “Novel real-time R-wave detection algorithm based on the vectorcardiogram for accurate gated magnetic resonance acquisitions,” *Magn Reson Med*, vol. 42, no. 2, pp. 361–370, Aug. 1999.
- [3] J. N. van der Meer, M. A. J. Tijssen, L. J. Bour, A. F. van Rootselaar, and A. J. Nederveen, “Robust EMG-fMRI artifact reduction for motion (FARM),” *Clinical Neurophysiology*, vol. 121, no. 5, pp. 766–776, 2010.
- [4] R. Abächerli, C. Pasquier, F. Odille, M. Kraemer, J.-J. Schmid, and J. Felblinger, “Suppression of MR gradient artefacts on electrophysiological signals based on an adaptive real-time filter with LMS coefficient updates,” *MAGMA*, vol. 18, no. 1, pp. 41–50, Mar. 2005.
- [5] G. Ganesh, D. W. Franklin, R. Gassert, H. Imamizu, and M. Kawato, “Accurate real-time feedback of surface EMG during fMRI,” *Journal of neurophysiology*, vol. 97, no. 1, pp. 912–920, 2007.
- [6] V. Wu, I. M. Barbash, K. Ratnayaka, C. E. Saikus, M. Sonmez, O. Kocaturk, R. J. Lederman, and A. Z. Faranesh, “Adaptive noise cancellation to suppress electrocardiography artifacts during real-time interventional MRI,” *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, vol. 33, no. 5, pp. 1184–1193, May 2011.
- [7] M. Negishi, M. Abildgaard, T. Nixon, and R. Todd Constable, “Removal of time-varying gradient artifacts from EEG data acquired during continuous fMRI,” *Clinical neurophysiology*, vol. 115, no. 9, pp. 2181–2192, 2004.
- [8] J. Sijbers, J. Van Audekerke, M. Verhoye, A. Van der Linden, and D. Van Dyck, “Reduction of ECG and gradient related artifacts in simultaneously recorded human EEG/MRI data,” *Magnetic resonance imaging*, vol. 18, no. 7, pp. 881–886, 2000.
- [9] P. J. Allen, O. Josephs, and R. Turner, “A method for removing imaging artifact from continuous EEG recorded during functional MRI,” *Neuroimage*, vol. 12, no. 2, pp. 230–239, Aug. 2000.
- [10] D. L. Price, J. P. De Wilde, A. M. Papadaki, J. S. Curran, and R. I. Kitney, “Investigation of acoustic noise on 15 MRI scanners from 0.2 T to 3 T,” *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, vol. 13, no. 2, pp. 288–293, 2001.
- [11] A. Hoffmann, S. C. Faber, K. J. Werhahn, L. Jäger, and M. Reiser, “Electromyography in MRI—first recordings of peripheral nerve activation caused by fast magnetic field gradients,” *Magnetic resonance in medicine*, vol. 43, no. 4, pp. 534–539, 2000.
- [12] C. L. G. Ham, J. M. L. Engels, V. D. Wiel, G. T, and A. Machielsen, “Peripheral nerve stimulation during MRI: Effects of high gradient amplitudes and switching rates,” *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, vol. 7, no. 5, pp. 933–937, Sep. 1997.
- [13] H. Kugel, C. Bremer, M. Püschel, R. Fischbach, H. Lenzen, B. Tombach, H. V. Aken, and W. Heindel, “Hazardous situation in the MR bore: induction in ECG leads causes fire,” *Eur Radiol*, vol. 13, no. 4, pp. 690–694, Apr. 2003.
- [14] D. Manahan, J. Edmonson, B. Herberg, and A. Singal, “Understanding Risk of Cardiac Stimulation when Pacemaker Patients Undergo MRI Scanning,” presented at the Proc. Intl. Soc. Mag. Reson. Med., 2007, vol. 15, p. 732.

- [15] L. Lemieux, P. J. Allen, F. Franconi, M. R. Symms, and D. K. Fish, "Recording of EEG during fMRI experiments: Patient safety," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 38, no. 6, pp. 943–952, 1997.
- [16] J. Haik, S. Daniel, A. Tessone, A. Orenstein, and E. Winkler, "MRI induced fourth-degree burn in an extremity, leading to amputation," *Burns*, vol. 35, no. 2, pp. 294–296, 2009.
- [17] D. W. Chakeres, A. Kangarlu, H. Boudoulas, and D. C. Young, "Effect of static magnetic field exposure of up to 8 Tesla on sequential human vital sign measurements," *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, vol. 18, no. 3, pp. 346–352, Sep. 2003.
- [18] T. Frauenrath, M. Dieringer, N. Patel, C. Özerdem, J. Hentshe, W. Renz, and T. Niendorf, "From Artifact to Merit: Cardiac Gated MRI at 7T and 3T Using Magneto-Hydrodynamic Effects for Synchronization," presented at the Proc. Intl. Soc. Mag. Reson. Med., 2011, vol. 19, p. 644.
- [19] J. C. Moore, "Method of improving the quality of an electrocardiogram obtained from a ...," 499158012-Feb-1991.
- [20] F. Lazeyras, I. Zimine, O. Blanke, S. H. Perrig, and M. Seeck, "Functional MRI with simultaneous EEG recording: Feasibility and application to motor and visual activation," *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, vol. 13, no. 6, pp. 943–948, 2001.
- [21] S. G. MacDonald, "MRI-safe defibrillator electrodes," 812170521-Feb-2012.
- [22] B. Burke, B. G. Fallone, and S. Rathee, "Radiation induced currents in MRI RF coils: application to linac/MRI integration," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 55, no. 3, pp. 735–746, Feb. 2010.
- [23] M. J. Bronskill, P. L. Carson, S. Einstein, M. Koshinen, M. Lassen, K. M. Seong, W. Pavlicek, R. R. Price, A. Wright, E. Amari, and J. Erikson, "Site planning for magnetic resonance imaging systems," American Association of Physicists in Medicine by the American Institute of Physics, New York, NY 10017, 20, Dec. 1986.
- [24] L. Lemieux, A. Salek-Haddadi, A. Hoffmann, J. Gotman, and D. R. Fish, "EEG-Correlated Functional MRI: Recent Methodologic Progress and Current Issues," *Epilepsia*, vol. 43, pp. 64–68, 2002.
- [25] J. A. Brosovich, M. J. Yanniello, and A. J. Yarzebinski, "Apparatus and method for removing magnetic resonance imaging-induced noise ...," 703945502-May-2006.
- [26] J. Pan and W. J. Tompkins, "A Real-Time QRS Detection Algorithm," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-32, no. 3, pp. 230–236, Mar. 1985.
- [27] F. Odille, C. Pasquier, R. Abacherli, P.-A. Vuissoz, G. P. Zientara, and J. Felblinger, "Noise Cancellation Signal Processing Method and Computer System for Improved Real-Time Electrocardiogram Artifact Correction During MRI Data Acquisition," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 54, no. 4, pp. 630–640, Apr. 2007.
- [28] M. Sabbah, H. Alsaïd, L. Fakri-Bouchet, C. Pasquier, A. Briguet, E. Canet-Soulas, and O. Fokapu, "Real-time gating system for mouse cardiovascular MR imaging," *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 57, no. 1, pp. 29–39, 2007.
- [29] J. Malmivuo and R. Plonsey, *Bioelectromagnetism: Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields*. Oxford University Press, 1995.
- [30] F. Grouiller, L. Spinelli, M. Seeck, and C. Michel, "Encéphalographie et IRM fonctionnelle simultanées pour l'épilepsie," *Epileptologie*, vol. 1, no. 26, pp. 11–20, 2009.
- [31] F. Pittau, F. Dubeau, and J. Gotman, "Contribution of EEG/fMRI to the definition of the epileptic focus," *Neurology*, vol. 78, no. 19, pp. 1479–1487, May 2012.
- [32] J. Daunizeau, C. Grova, J. Mattout, G. Marrelec, D. Clonda, B. Goulard, M. Pelegrini-Issac, J.-M. Lina, and H. Benali, "Assessing the Relevance of fMRI-Based Prior in the

- EEG Inverse Problem: A Bayesian Model Comparison Approach,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 9, pp. 3461 – 3472, Sep. 2005.
- [33] S. Miyauchi, M. Misaki, S. Kan, T. Fukunaga, and T. Koike, “Human brain activity time-locked to rapid eye movements during REM sleep,” *Exp Brain Res*, vol. 192, no. 4, pp. 657–667, Feb. 2009.
- [34] J. Z. Liu, L. Zhang, B. Yao, and G. H. Yue, “Accessory hardware for neuromuscular measurements during functional MRI experiments,” *MAGMA*, vol. 13, no. 3, pp. 164–171, Oct. 2001.
- [35] D. Mantini, M. G. Perrucci, S. Cugini, A. Ferretti, G. L. Romani, and C. Del Gratta, “Complete artifact removal for EEG recorded during continuous fMRI using independent component analysis,” *NeuroImage*, vol. 34, no. 2, pp. 598–607, Jan. 2007.
- [36] J. Rissanen, “Estimation of structure by minimum description length,” *Circ Syst Signal Process*, vol. 1, no. 3–4, pp. 395–406, 1982.
- [37] K. van den Doel, U. M. Ascher, and D. K. Pai, “Computed myography: three-dimensional reconstruction of motor functions from surface EMG data,” *Inverse Problems*, vol. 24, no. 6, p. 065010, Dec. 2008.
- [38] M. M. Lowery, N. S. Stoykov, J. P. A. Dewald, and T. A. Kuiken, “Volume conduction in an anatomically based surface EMG model,” *IEEE Trans Biomed Eng*, vol. 51, no. 12, pp. 2138–2147, Dec. 2004.
- [39] D. Asakawa, G. Pappas, S. Blemker, J. E. Drace, and S. Delp, “Cine phase-contrast magnetic resonance imaging as a tool for quantification of skeletal muscle motion,” in *Seminars in musculoskeletal radiology*, 2003, vol. 7, pp. 287–296.
- [40] G. Garreffa, M. Carni, G. Gualniera, G. B. Ricci, L. Bozzao, D. De Carli, P. Morasso, P. Pantano, C. Colonnese, V. Roma, and B. Maraviglia, “Real-time MR artifacts filtering during continuous EEG/fMRI acquisition,” *Magn Reson Imaging*, vol. 21, no. 10, pp. 1175–1189, Dec. 2003.
- [41] D. Abi-Abdallah, A. Drochon, V. Robin, and O. Fokapu, “Cardiac and Respiratory MRI Gating Using Combined Wavelet Sub-Band Decomposition and Adaptive Filtering,” *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 35, no. 5, pp. 733–743, Mar. 2007.
- [42] D. Abi-Abdallah, E. Chauvet, L. Bouchet-Fakri, A. Bataillard, A. Briguet, and O. Fokapu, “Reference signal extraction from corrupted ECG using wavelet decomposition for MRI sequence triggering: application to small animals,” *Biomedical engineering online*, vol. 5, no. 1, p. 11, 2006.
- [43] D. Kwiatkowski, P. C. B. Phillips, P. Schmidt, and Y. Shin, “Testing the null hypothesis of stationarity against the alternative of a unit root: How sure are we that economic time series have a unit root?,” *Journal of econometrics*, vol. 54, no. 1, pp. 159–178, 1992.
- [44] J. Felblinger, C. Lehmann, and C. Boesch, “Electrocardiogram acquisition during MR examinations for patient monitoring and sequence triggering,” *Magn Reson Med*, vol. 32, no. 4, pp. 523–529, Oct. 1994.
- [45] O. Fokapu and A. El-Tatar, “An Experimental Setup to Characterize MR Switched Gradient-Induced Potentials,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2012.
- [46] C. Goeury, A. Hedjiedj, and M. Nadi, “Gel conducteur pour la simulation électrique des tissus humains entre 50 Hz et 500 kHz,” *ITBM-RBM*, vol. 22, no. 6, pp. 371–377, Dec. 2001.
- [47] B. R. Epstein and K. R. Foster, “Anisotropy in the dielectric properties of skeletal muscle,” *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol. 21, no. 1, pp. 51–55, Jan. 1983.
- [48] M. I. Weintraub, A. Khoury, and S. P. Cole, “Biologic effects of 3 Tesla (T) MR imaging comparing traditional 1.5 T and 0.6 T in 1023 consecutive outpatients,” *J Neuroimaging*, vol. 17, no. 3, pp. 241–245, Jul. 2007.

- [49] A. T. Basford, J. R. Basford, J. Kugel, and R. L. Ehman, "Lorentz-force-induced motion in conductive media," *Magnetic Resonance Imaging*, vol. 23, no. 5, pp. 647–651, Jun. 2005.
- [50] A. El-Tatar and O. Fokapu, "Modeling MR induced artifacts contaminating electrophysiological signals recorded during MRI," *2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 7135–7138, 2011.
- [51] O. Fokapu and A. El-Tatar, "Contamination of Electrophysiological Signals during High MRI Resolution: An in vitro Study," presented at the BIOMAG 2012, Paris, France, 2012, pp. 324–325.
- [52] P. R. Harvey and P. Mansfield, "Resonant trapezoidal gradient generation for use in echo-planar imaging," *Magn Reson Imaging*, vol. 12, no. 1, pp. 93–100, 1994.
- [53] M. A. Bernstein, K. F. King, and X. J. Zhou, *Handbook of MRI Pulse Sequences*. Elsevier, 2004.
- [54] C. Polk and E. Postow, *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields, Third Edition - 2 Volume Set - CRC Press Book*. New York, 1996.
- [55] A. Kangarlu and P.-M. L. Robitaille, "Biological effects and health implications in magnetic resonance imaging," *Concepts in Magnetic Resonance*, vol. 12, no. 5, pp. 321–359, 2000.
- [56] J. A. Nyenhuis, J. D. Bourland, A. V. Kildishev, and D. J. Schaefer, "Health Effects and Safety of Intense Gradient Fields," in *Magnetic Resonance Procedures*, 2000, pp. 31 – 53.
- [57] J. P. Reilly, "Principles of nerve and heart excitation by time-varying magnetic fields," *Ann. N. Y. Acad. Sci.*, vol. 649, pp. 96–117, Mar. 1992.
- [58] G. A. Mouchawar, J. A. Nyenhuis, J. D. Bourland, L. A. Geddes, D. J. Schaefer, and M. E. Riehl, "Magnetic stimulation of excitable tissue: calculation of induced eddy-currents with a three-dimensional finite-element model," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 6, pp. 3355 –3357, Nov. 1993.
- [59] P. M. Ragan, W. Wang, and S. R. Eisenberg, "Magnetically induced currents in the canine heart: a finite element study," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 42, no. 11, pp. 1110 –1116, Nov. 1995.
- [60] P. C. B. Phillips and P. Perron, "Testing for a unit root in time series regression," *Biometrika*, vol. 75, no. 2, pp. 335–346, 1988.
- [61] A. Kocsor, L. Tóth, and I. Bálint, "Optimal parameters of a sinusoidal representation of signals," *Acta Cybernetica*, pp. 315 – 330, 1999.
- [62] D. Starer and A. Nehorai, "Newton algorithms for conditional and unconditional maximum likelihood estimation of the parameters of exponential signals in noise," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, no. 6, pp. 1528 –1534, Jun. 1992.
- [63] R. Fletcher, "A New Approach to Variable Metric Algorithms," *Computer Journal*, vol. 13, no. 3, pp. 317–322, 1970.
- [64] H. Akaike, "A new look at the statistical model identification," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 19, no. 6, pp. 716 – 723, Dec. 1974.
- [65] P. M. B. Mahale, M. Rashidi, and A. Sayadiyan, "A model order based sinusoid representation for audio signals," in *Computer Systems and Applications, 2008. AICCSA 2008. IEEE/ACS International Conference on*, 2008, pp. 501–507.
- [66] C. J. De Luca, "The use of surface electromyography in biomechanics," *J. Applied Biomechanics*, vol. 13, no. 2, pp. 135–163, 1997.
- [67] E. M. Haacke, R. W. Brown, M. R. Thompson, and R. Venkatesan, *Magnetic Resonance Imaging: Physical Principles and Sequence Design*. Wiley, 1999.

- [68] M. Segbers, C. V. Rizzo Sierra, H. Duifhuis, and J. M. Hoogduin, “Shaping and timing gradient pulses to reduce MRI acoustic noise,” *Magnetic Resonance in Medicine*, vol. 64, no. 2, pp. 546–553, 2010.
- [69] F. Hennel, “Fast spin echo and fast gradient echo MRI with low acoustic noise,” *Journal of Magnetic Resonance Imaging*, vol. 13, no. 6, pp. 960–966, 2001.
- [70] N. Sela, H. Degani, and L. Frydman, “Ultrafast 2D NMR spectroscopy using sinusoidal gradients: principles and ex vivo brain investigations,” *Magn Reson Med*, vol. 52, no. 4, pp. 893–897, Oct. 2004.