UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

DÉVELOPPEMENT D'UN SYSTÈME DE TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE MULTIFRÉQUENCE POUR LA DÉTECTION DE L'ŒDÈME PULMONAIRE

NICOLAS ROBITAILLE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR
(GÉNIE BIOMÉDICAL)
FÉVRIER 2007

© Nicolas Robitaille, 2007.

Library and Archives Canada

Published Heritage Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et Archives Canada

Direction du Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 978-0-494-29205-1
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-29205-1

NOTICE:
The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:
L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

DÉVELOPPEMENT D'UN SYSTÈME DE TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE MULTIFRÉQUENCE POUR LA DÉTECTION DE L'ŒDÈME PULMONAIRE

présentée par: ROBITAILLE Nicolas

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiæ Doctor

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

M. DAVID Jean-Pierre, Ph.D., président

M. GUARDO Robert, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BERTHIAUME Yves, M.D., membre

M. ADLER Andy, Ph.D., membre

Pour moi... Au départ.

Pour Marie... Enfin.

Pour notre fille et nos enfants à venir...
En espérant que l'épilogue leur soit profitable.

REMERCIEMENTS

Bien que la section des remerciements débute un ouvrage, elle en marque néanmoins la finalité. Elle devient l'occasion de mettre un terme à de longues années de travail en reconnaissant le support de tous ceux qui ont collaboré, de près ou de loin, à la réalisation d'une telle expédition. Et cette reconnaissance, même si elle a pu être continue, ne prend toute son importance qu'au moment où, de part et d'autre, la finalité est constatée.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, docteur Robert Guardo, pour son support (moral et financier), sa grande disponibilité, ses précieux conseils et la confiance qu'il a su me manifester.

Je remercie également tous mes collègues du laboratoire, ceux qui y sont encore et ceux qui ont quitté. Ces personnes se reconnaissent et ont su rendre ces six années (et quelques mois) agréables et fort enrichissantes. Je tiens à remercier particulièrement Hervé pour son support et ses explications détaillées et Nik pour les moments partagés.

Et Isabelle. Comment oublier Isabelle ? Ma partenaire, ma source métaphorique et gratuite de motivation. Merci Sa, ce fut un vrai plaisir de travailler avec toi. Et je tiens à te féliciter pour le design de ton module. Je n'ai pas vu souvent un(e) étudiant(e) à la maîtrise faire le travail que tu as fait.

Je suis aussi reconnaissant envers le personnel de l'École Polytechnique et de l'Institut de génie biomédical. Je remercie particulièrement mesdames Giroux, Desparois et Bolduc pour toutes les *choses* administratives, madame Raymond pour la correction (très appréciée) de ma thèse, docteurs Bertrand et Berthiaume pour le support logistique disponible et l'intérêt qu'ils ont su manifester pour mon projet et docteurs Savard, Berthiaume et Lesage pour m'avoir donné l'occasion de m'exposer (à trois reprises) à un grand stress de la vie. Je tiens également à souligner le travail de messieurs Gaétan Décarie et Denis Guérette pour le montage de TIE-5-MF (Billy pour les intimes). Merci à tous les deux, vous avez fait du

beau travail ! À Gaétan, je m'excuse sincèrement pour les réseaux de résistances... À Denis, je suis désolé pour toutes les contraintes d'espace...

Un grand merci également à toutes ces personnes qui sont dans l'ombre et qui ont cru en moi. À mes amis pour leur support et pour m'avoir permis de décompresser lors des moments difficiles. À ma famille et à ma belle-famille. Oui, j'ai fini ! C'est vrai ! À mes parents et à mes soeurs et leurs conjoints pour leur confiance, leur présence, leur réconfort et leur patience. Un merci spécial à Andréanne pour son support professionnel lors des expériences *in vivo*.

Enfin, mon plus grand merci est pour *elle*. J'ai la chance de vivre au quotidien avec une femme (et une épouse !) merveilleuse. Elle a cru en moi plus que j'ai pu croire moi-même. D'une confiance et d'une patience exceptionnelles, elle m'a soutenu tout au long de ces années et m'a réconforté dans les moments difficiles. Merci Marie. Je t'aime.

« When you're chewing on life's gristle
Don't grumble, give a whistle
And this'll help things turn out for the best... »

Always look on the bright side of life
Eric Idle

RÉSUMÉ

La tomographie d'impédance électrique multifréquence (TIE-MF) est une technique médicale non effractive permettant d'imager la distribution de conductivité d'une section du corps humain. Elle se base sur l'hypothèse suivante : chaque tissu biologique a un profil de conductivité différent en fonction de la fréquence. En effectuant des mesures d'impédance à plusieurs fréquences, la TIE-MF évalue ce profil pour chaque élément d'une image. Il est ensuite possible d'associer un tissu à chaque élément et ainsi de déterminer la distribution des tissus constituant la section du corps imagée.

L'objectif global de ce projet de recherche est d'appliquer la TIE-MF à la détection de l'œdème pulmonaire. Présentement, la technique de diagnostic standard pour l'œdème pulmonaire est la radiographie. Cependant, cette technique a une faible sensibilité et est considérée comme effractive puisqu'elle expose le patient aux rayons X. Pour contourner ces problèmes, plusieurs études ont été réalisées afin de déterminer si la TIE conventionnelle (simple fréquence) pouvait être utilisée pour détecter l'œdème pulmonaire. Ces études montrent que la TIE conventionnelle est davantage utile à la surveillance de l'évolution de la maladie qu'à sa détection. Comme la TIE-MF permet potentiellement d'identifier les tissus, y compris les liquides biologiques, nous croyons qu'elle pourrait devenir une alternative, ou, tout au moins, un complément à la radiographie pour le diagnostic de l'œdème pulmonaire.

Ce projet de doctorat vise donc à jeter les bases d'un programme de recherche en TIE-MF appliquée à la détection de l'œdème pulmonaire. Les objectifs spécifiques sont 1) de réaliser un système de TIE-MF, constituant une plateforme de développement pour des projets futurs à l'Institut de génie biomédical, et 2) de développer des méthodes de reconstruction d'images adaptées à cette technologie.

Le système que nous avons développé, appelé TIE-5-MF, comporte deux unités : le module d'électrodes actives (MEA) et le module de synthèse et de démodulation (MSD). Ces modules ont été conçus et réalisés respectivement dans le cadre d'un projet de maîtrise et dans

le cadre de ce projet de doctorat. Le MEA contient les circuits analogiques nécessaires pour effectuer les mesures d'impédance. Il est branché sur le patient à l'aide d'électrodes jetables. Le MSD comporte 1) une unité de synthèse générant des porteuses multifréquence utilisées par le MEA pour appliquer le courant, 2) une unité de démodulation servant à démoduler les mesures de tension provenant du MEA, 3) un module de contrôle permettant de configurer tous les composants programmables du système et servant à synchroniser la séquence d'acquisition de données et 4) un port USB permettant d'interfacer le système à un ordinateur.

Le système TIE-5-MF permet d'obtenir des mesures d'impédance pour 1 à 8 fréquences simultanément sur une plage de 70 à 950 kHz. Dans le cadre de ce projet, nous avons limité le choix au mode simple fréquence et au mode multifréquence comportant huit fréquences. Pour des raisons de sécurité, l'amplitude des composantes spectrales des porteuses en mode multifréquence a été fixée à un huitième de l'amplitude en mode simple fréquence. De plus, étant donné le nombre considérable de données générées en mode multifréquence, la cadence d'acquisition maximale pour ce mode a été limitée à 5 trames/s, où une trame représente l'ensemble des mesures nécessaires pour reconstruire une image. En mode simple fréquence, une cadence de 20 trames/s est possible.

Des expériences réalisées sur le système montrent que ses performances sont comparables à celles des systèmes décrits dans la littérature. En mode simple fréquence, la plage dynamique exempte de parasite est supérieure à 55 dB et le rapport signal sur bruit moyen à 1 trame/s est environ 60 dB sur la plage de fréquences d'opération. En mode multifréquence, la plage dynamique exempte de parasite et le rapport signal sur bruit moyen à 1 trame/s sont environ 62 dB et 40 dB respectivement. Pour les deux modes, l'exactitude moyenne des mesures est environ 97 % à 70 kHz et 89 % à 950 kHz.

Nous avons développé six méthodes de reconstruction d'images classées selon deux modes : dynamique et quasi statique. En mode dynamique, les images montrent des variations de conductivité entre deux instants, alors qu'en mode quasi statique, les images montrent des variations de conductivité entre deux fréquences. Le mode dynamique est donc bien adapté

aux applications de surveillance continue (monitoring), tandis que le mode quasi statique pourrait être utilisé pour le diagnostic.

Pour chaque mode de reconstruction, nous avons développé une méthode différentielle et deux méthodes paramétriques. La méthode différentielle génère des images de différences de conductivité et les méthodes paramétriques, des images correspondant aux paramètres d'un modèle quadratique qui approxime le profil de conductivité des tissus en fonction de la fréquence. Comme les tissus ont des profils différents, nous supposons que ces paramètres sont distincts pour chaque tissu. En se basant sur cette hypothèse, il est possible, en théorie, d'identifier les tissus à partir de leurs paramètres et ainsi de détecter l'œdème pulmonaire.

Nous avons réalisé des simulations à l'aide d'un modèle thoracique afin de valider les méthodes de reconstruction. Nous avons montré qu'elles pouvaient suivre l'augmentation du pourcentage d'œdème simulé. Cependant, la détection demeure difficile. Nous pensons qu'une comparaison intra-individuelle du tissu pulmonaire touché par rapport à un tissu qui ne varie pas en fonction de l'œdème faciliterait la détection de cette pathologie.

Nous avons également réalisé diverses expériences en combinant le système TIE-5-MF et les méthodes de reconstruction. Pour les expériences *in vitro* et celles réalisées sur un fantôme résistif, les images obtenues en mode de reconstruction quasi statique ont montré seulement les perturbations dont la conductivité variait en fonction de la fréquence. En mode dynamique, toutes les perturbations étaient visibles puisque les images représentent les variations de conductivité causées par l'ajout des perturbations dans les milieux expérimentaux.

Pour les expériences réalisées *in vivo*, les images dynamiques ont permis d'observer la ventilation pulmonaire. Les images quasi statiques, obtenues en moyennant temporellement les mesures de TIE-MF, ont présenté des régions pouvant correspondre à des structures anatomiques. Ces images ont également montré la difficulté de détecter l'œdème pulmonaire puisque les régions n'étaient visibles que pour un seul des trois sujets étudiés.

Néanmoins, la TIE-MF développée dans ce projet nous semble prometteuse. De plus, elle peut encore être améliorée tant au niveau du système qu'au niveau des méthodes de reconstruction. Nous croyons donc qu'une fois mature, cette technologie pourra être appliquée à la détection de l'œdème pulmonaire.

ABSTRACT

Multifrequency electrical impedance tomography (MF-EIT) is a non-invasive medical technique for imaging the conductivity distribution of a human body section. It is based on the following assumption : each biological tissue has a different conductivity versus frequency profile. By performing impedance measurements at several frequencies, MF-EIT evaluates this profile for each element of an image. It is then possible to associate a tissue with each element and thus determine the distribution of tissues constituting the imaged body section.

The main goal of this research project is to apply MF-EIT to the detection of pulmonary oedema. Currently, the standard diagnostic technique for pulmonary oedema is radiography. However, this technique has a low sensitivity and is considered invasive since it exposes the patient to x-rays. To circumvent these problems, many studies have been carried out to determine whether conventional (single frequency) EIT could be used to detect pulmonary oedema. These studies show that conventional EIT is more useful for monitoring the evolution of the disease than for its detection. Since MF-EIT has the potential to identify tissues, including biological liquids, it is believed that it could become an alternative, or, at least, a complement to radiography for diagnosis of pulmonary oedema.

This Ph.D. project thus aims at providing the foundation of a research program in MF-EIT applied to the detection of pulmonary oedema. The specific goals are 1) to build an MF-EIT system, constituting a development platform for future projects at the Institut de génie biomédical, and 2) to develop image reconstruction methods adapted to this technology.

The system that we developed, called TIE-5-MF, consists of two units : the active electrodes module (AEM) and the synthesis and demodulation module (SDM). These modules were designed and built respectively during a master's project and within this Ph.D. project. The AEM contains the analog circuits for impedance measurements. It is connected to the patient using disposable electrodes. The SDM comprises 1) a synthesis unit to generate the multifrequency carriers used by the AEM to apply current, 2) a demodulation unit to demo-

dulate the voltage measurements returned by the AEM, 3) a control module to configure all programmable components of the system and to synchronize the data acquisition sequence, and 4) a USB port to interface the system with a computer.

The TIE-5-MF system provides impedance measurements at 1 to 8 frequencies simultaneously within the 70 to 950 kHz range. In this project, we restricted the choice to single frequency mode and multifrequency mode with eight frequencies. For safety reasons, the amplitude of the carriers spectral components in multifrequency mode was set to one eighth the amplitude in single frequency mode. Moreover, because of the considerable amount of data generated in multifrequency mode, the maximum acquisition rate for this mode was limited to 5 frames/s, where a frame represents the measurement set necessary to reconstruct an image. In single frequency mode, a rate of 20 frames/s is possible.

Tests carried out on the system show that its performance is comparable to that of systems described in the literature. In single frequency mode, the spurious free dynamic range is better than 55 dB and the mean signal-to-noise ratio at 1 frame/s is approximately 60 dB throughout the operating frequency range. In multifrequency mode, the spurious free dynamic range and the mean signal-to-noise ratio at 1 frame/s are approximately 62 dB and 40 dB respectively. For the two modes, the mean accuracy of the measurements is approximately 97% at 70 kHz and 89% at 950 kHz.

We developed six image reconstruction methods classified in two modes : dynamic and quasi-static. In dynamic mode, the images show conductivity variations between two instants while in quasi-static mode, the images show conductivity variations between two frequencies. The dynamic mode is thus well adapted to monitoring applications whereas the quasi-static mode could be used for diagnosis.

For each reconstruction mode, we developed a differential method and two parametric methods. The differential method generates images of conductivity differences and the parametric methods produce images corresponding to the parameters of a quadratic model which approximates conductivity versus frequency profile of the tissues. Since tissues have

different profiles, we suppose that these parameters are distinct for each tissue. Based on this assumption, it is possible, in theory, to identify tissues from their parameters and thus detect pulmonary oedema.

We carried out simulations with a torso model to validate the reconstruction methods. We showed that they could follow the increase in percentage of simulated oedema. However, detection remains difficult. We think that intra-individual comparison of the affected pulmonary tissue with a tissue whose conductivity does not vary with oedema would facilitate the detection of this pathology.

We also carried out various experiments by combining the TIE-5-MF system with the reconstruction methods. For the *in vitro* experiments and those carried out on a resistive phantom, images obtained with the quasi-static reconstruction mode showed only test objects whose conductivity varied with frequency. In dynamic mode, all test objects were visible since the images represent the conductivity variations caused by the addition of the objects in the experimental media.

For experiments carried out *in vivo*, dynamic images allowed observing pulmonary ventilation. Quasi-static images, obtained by time-averaging MF-EIT measurements, presented regions that could correspond to anatomical structures. These images also showed the difficulty in detecting pulmonary oedema since the regions were only visible for one of the three subjects studied.

Nevertheless, the MF-EIT technology developed in this project seems promising. Moreover, it can still be improved both at the system level and in the reconstruction methods. We thus believe that once mature this technology can be applied to the detection of pulmonary oedema.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iv

REMERCIEMENTS v

RÉSUMÉ vii

ABSTRACT xi

TABLE DES MATIÈRES xiv

LISTE DES TABLEAUX xxiii

LISTE DES FIGURES xxvi

LISTE DES ANNEXES xxxiv

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xxxv

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 THÉORIE DE LA CONDUCTIVITÉ TISSULAIRE 9

1.1 Conduction et polarisation 9

1.2 Relaxation diélectrique 11

1.2.1 Relaxation contre-ionique 11

1.2.2 Relaxation interfaciale 12

1.2.3 Relaxation dipolaire 13

1.3 Permittivité et conductivité complexes 13

1.4 Dispersion diélectrique 15

1.4.1 Dispersion α 16

1.4.2 Dispersion β 17

1.4.3 Dispersion γ 17

1.5 Modélisation de la conductivité 18

1.5.1 Modèle de Debye 19

1.5.2 Modèle de Cole 22

1.5.3 Modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion 25

1.6 Conclusion 28

CHAPITRE 2 MODÉLISATION DE LA CONDUCTIVITÉ EN TIE-MF 29

2.1 Revue de la littérature 29

2.1.1 Modèle de la conductivité 30

2.1.2 Modèle de la résistivité 30

2.1.3 Modèle de l'impédance 31

2.1.4 Discussion 33

2.2 Modèles proposés 34

2.3 Comparaison des modèles 35

2.3.1 Méthodologie 35

2.3.1.1 Ajustement des modèles non linéaires 37

2.3.1.2 Ajustement des modèles linéaires 41

2.3.1.3 Calcul d'erreur 42

2.3.1.4 Test statistique 42

2.3.2 Résultats 43

2.4 Discussion 46

2.5 Conclusion 48

CHAPITRE 3 RECONSTRUCTION D'IMAGES 49

3.1 Revue de la littérature 50

3.1.1 Reconstruction relative à un instant de référence (dynamique) 51

3.1.1.1 Méthode différentielle 52

3.1.1.1.1 Rétroprojection 52

3.1.1.1.2 Estimateur du maximum *a posteriori* (MAP) 55

3.1.1.2 Méthode paramétrique indirecte 58

3.1.1.3 Méthode paramétrique directe 59

3.1.2 Reconstruction relative à une fréquence de référence (quasi statique) . . 60

3.1.2.1 Méthode différentielle 61

3.1.2.2 Méthode paramétrique indirecte 63

3.1.2.3 Méthode paramétrique directe 68

3.1.3 Reconstruction sans référence (statique) 68

3.1.3.1 Méthode absolue 69

3.1.3.2 Méthode paramétrique indirecte 69

3.1.3.3 Méthode paramétrique directe 70

3.1.4 Discussion 71

3.2 Méthodes proposées 73

3.2.1 Reconstruction dynamique 73

3.2.1.1 Méthode différentielle 74

3.2.1.2 Méthode paramétrique indirecte 76

3.2.1.3 Méthode paramétrique directe 78

3.2.2 Reconstruction quasi statique 80

3.2.2.1 Méthode différentielle 80

3.2.2.2 Méthode paramétrique indirecte 81

3.2.2.3 Méthode paramétrique directe 82

3.3 Régularisation 84

3.3.1 Filtre spatial 84

3.3.2 Paramètre de régularisation 85

3.4 Résultats de simulations 90

3.4.1 Reconstruction dynamique 93

3.4.1.1 Méthode différentielle 93

3.4.1.2 Méthodes paramétriques 96

3.4.2 Reconstruction quasi statique 97

3.4.2.1 Méthode différentielle 99

3.4.2.2 Méthodes paramétriques 101

3.5 Discussion 102

3.5.1 Résultats de simulations et théorie 103

3.5.2 L'imagerie paramétrique 104

3.5.3 Implémentation des méthodes de reconstruction 105

3.5.4 La détection de l'œdème pulmonaire 106

3.6 Conclusion 108

CHAPITRE 4 INSTRUMENTATION 109

4.1 Revue de la littérature 109

4.1.1 Unité de synthèse 112

4.1.1.1 Méthodes de synthèse des systèmes recensés 112

4.1.1.1.1 Analyseur de réseau 112

4.1.1.1.2 Générateur d'onde 112

4.1.1.1.3 Table de conversion 113

4.1.1.2 Caractéristiques des unités de synthèse des systèmes recensés . . . 115

4.1.2 Unité de démodulation 117

4.1.2.1 Méthodes de démodulation des systèmes recensés 117

4.1.2.1.1 Analyseur de réseau 117

4.1.2.1.2 Démodulation synchrone 117

4.1.2.1.3 Détection synchrone 120

4.1.2.1.4 Échantillonnage synchrone 121

4.1.2.1.5 Détection de crête 121

4.1.2.1.6 Transformée de Fourier rapide 122

4.1.2.1.7 Méthode de Prony 123

4.1.2.2 Caractéristiques des unités de démodulation des systèmes recensés 125

4.1.3 Interface de communication 127

4.1.4 Module de contrôle 128

4.1.5 Discussion 130

4.2 Système développé 131

4.2.1 Unité de synthèse 136

4.2.2 Module d'électrodes actives 138

4.2.3 Unité de démodulation 141

4.2.3.1 Ajustement du filtre passe-bas des DDC 145

4.2.3.2 Compensation du gain et de la phase 149

4.2.4 Interface de communication 155

4.2.5 Module de contrôle 157

4.2.6 Logiciel de contrôle 165

4.3 Mesure des performances 169

4.3.1 Dérive du système 170

4.3.2 Pureté spectrale 173

4.3.3 Exactitude 175

4.3.4 Rapport signal sur bruit 178

4.3.5 Sécurité 183

4.3.5.1 Courant appliqué 183

4.3.5.2 Courant de fuite 186

4.4 Discussion 188

4.4.1 Résultats des mesures de performance 188

4.4.1.1 Pureté spectrale 188

4.4.1.2 Rapport signal sur bruit 190

4.4.2 Améliorations suggérées 194

4.4.2.1 Circuit imprimé du module de synthèse et de démodulation 194

4.4.2.2 Barrière d'isolation 195

4.4.2.3 Module de contrôle 195

4.4.2.4 Logiciel de contrôle 197

4.4.3 Avenues de recherche 199

4.4.3.1 Variation de la phase entre les mesures 199

4.4.3.2 Balance des sources de courant 200

4.4.3.3 Modélisation du système 201

4.5 Conclusion 201

CHAPITRE 5 EXPÉRIMENTATION ET VALIDATION 204

5.1 Expériences sur un fantôme résistif 205

5.1.1 Reconstruction dynamique 207

5.1.2 Reconstruction quasi statique 209

5.1.3 Remarques générales 212

5.2 Expériences *in vitro* 213

5.2.1 Reconstruction dynamique 214

5.2.2 Reconstruction quasi statique 217

5.2.3 Remarques générales 222

5.3 Expériences *in vivo* 223

5.3.1 Reconstruction dynamique 224

5.3.2 Reconstruction quasi statique 227

5.3.3 Remarques générales 235

5.4 Discussion 235

5.4.1 Modes de reconstruction dynamique et quasi statique 235

5.4.2 Méthodes paramétriques indirectes et directes 238

5.4.3 Moyennages fréquentiel et temporel 239

5.4.4 Résultats des expériences *in vivo* et détection de l'œdème pulmonaire . . 240

5.5 Conclusion 241

CONCLUSION **243**

RÉFÉRENCES **248**

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 Paramètres de Cole des tissus thoraciques. 26

Tableau 2.1 Erreur relative moyenne (ERM) en % pour chaque modèle et chaque tissu. 43

Tableau 2.2 Différences d'erreur relative moyenne (D) en % pour chaque paire de modèles et chaque tissu. 44

Tableau 2.3 Moyennes $\overline{x}_D$, écarts-types s_D et statistiques τ des différences d'erreur relative moyenne pour chaque paire de modèles. 44

Tableau 2.4 Signification des résultats des tests statistiques. 45

Tableau 2.5 Erreur relative moyenne (ERM) en % pour le modèle σ_c^* en utilisant différents points de départ. 45

Tableau 2.6 Erreur relative moyenne (ERM) en % pour le modèle σ_v^* en utilisant différents points de départ. 46

Tableau 2.7 Paramètres des tissus thoraciques pour le modèle quadratique σ_q^*. . . . 48

Tableau 3.1 Terminologie française utilisée et son équivalent anglais. 50

Tableau 4.1 Systèmes recensés et leur référence. 111

Tableau 4.2 Méthodes de synthèse des systèmes recensés. 113

Tableau 4.3 Caractéristiques des unités de synthèse des systèmes recensés. 115

Tableau 4.4 Méthodes de démodulation des systèmes recensés. 118

Tableau 4.5 Caractéristiques des unités de démodulation des systèmes recensés. . . 125

Tableau 4.6 Interface de communication des systèmes recensés. 128

Tableau 4.7 Module de contrôle des systèmes recensés. 129

Tableau 4.8 Fréquences d'opération du système TIE-5-MF et étiquettes associées. . 138

Tableau 4.9 Fréquences de coupure du filtre des DDC selon la cadence d'acquisition. 149

Tableau 4.10 Facteurs de compensation g^* pour le mode simple fréquence. 152

Tableau 4.11 Facteurs de compensation g^* pour le mode multifréquence. 154

Tableau 4.12 Plages d'adresses du microcontrôleur USB. 156

Tableau 4.13 Modules du FPGA. 158

Tableau 4.14 Classes C++ des modules du FPGA. 167

Tableau 4.15 Classes C++ supplémentaires de *Tie5HAL*. 168

Tableau 4.16 SFDR en mode multifréquence. 174

Tableau 4.17 Valeurs limites de courant efficace (RMS) selon la plage de fréquences utilisée. 184

Tableau 4.18 Mesures du courant appliqué (en $\mathrm{mA_{RMS}}$) à pleine amplitude en mode source de courant. 186

Tableau 4.19 Mesures du courant appliqué (en $\mathrm{mA_{RMS}}$) à pleine amplitude en mode puits de courant. 187

Tableau 4.20 Mesures de courant de fuite (en μA). 188

Tableau 4.21 Nouvelles fréquences d'opération du système TIE-5-MF et étiquettes associées. 192

Tableau 4.22 Caractéristiques du système TIE-5-MF. 202

Tableau 5.1 Remarques générales sur les méthodes de reconstruction pour les expériences réalisées sur le fantôme résistif. 212

Tableau 5.2 Remarques générales sur les méthodes de reconstruction pour les expériences *in vitro*. 222

Tableau 5.3 Remarques générales sur les méthodes de reconstruction pour les expériences *in vivo*. 236

Tableau C.1 Facteurs de compensation g^* pour le mode simple fréquence et les nouvelles fréquences d'opération du système. 283

Tableau C.2 Facteurs de compensation g^* pour le mode multifréquence et les nouvelles fréquences d'opération du système. 284

Tableau C.3 Mesures du courant appliqué (en $\mathrm{mA_{RMS}}$) à pleine amplitude en mode source de courant pour les nouvelles fréquences d'opération du système. 293

Tableau C.4 Mesures du courant appliqué (en $\mathrm{mA_{RMS}}$) à pleine amplitude en mode puits de courant pour les nouvelles fréquences d'opération du système. 294

Tableau D.1 Facteurs de compensation g^* corrigés pour les nouvelles fréquences d'opération du système. 295

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Parties réelles de la permittivité relative et de la conductivité en fonction de la fréquence. 15

Figure 1.2 Parties réelle et imaginaire de la permittivité relative de Debye en fonction de la fréquence, et partie imaginaire en fonction de la partie réelle. 21

Figure 1.3 Courbes de distribution des temps de relaxation pour $\tau_c = 1$ μs et différentes valeurs de α. 23

Figure 1.4 Partie imaginaire en fonction de la partie réelle de la permittivité relative de Cole. 24

Figure 1.5 Parties réelle et imaginaire des profils de conductivité des tissus thoraciques, et diagramme d'Argand correspondant. 27

Figure 2.1 Modèle électrique *R-S-C*. 32

Figure 2.2 Méthode de Marquardt. 39

Figure 3.1 Méthode de reconstruction différentielle par rétroprojection. 54

Figure 3.2 Construction du filtre spatial. 86

Figure 3.3 Maillages d'éléments finis utilisés pour les simulations. 91

Figure 3.4 Images différentielles en mode de reconstruction dynamique pour une fraction d'œdème de 50 %. 94

Figure 3.5 Courbes des parties réelle et imaginaire de différence de conductivité $\Delta\sigma_d^*$ en fonction de la fréquence pour différentes fractions d'œdème. . 95

Figure 3.6 Images paramétriques en mode de reconstruction dynamique pour un pourcentage d'œdème de 50 %. 97

Figure 3.7 Courbes des paramètres en fonction de la fraction d'œdème pour le mode de reconstruction dynamique. 98

Figure 3.8 Images différentielles en mode de reconstruction quasi statique pour un pourcentage d'œdème de 50 % en fin d'expiration. 99

Figure 3.9 Courbes des parties réelle et imaginaire de différence de conductivité $\Delta\sigma_q^*$ en fonction de la fréquence pour différentes fractions d'œdème en fin d'expiration. 100

Figure 3.10 Images paramétriques en mode de reconstruction quasi statique pour un pourcentage d'œdème de 50 % en fin d'expiration. 102

Figure 3.11 Courbes des paramètres en fonction de la fraction d'œdème pour le mode de reconstruction quasi statique en fin d'expiration. 103

Figure 4.1 Architecture générale d'un système de TIE-MF. 110

Figure 4.2 Synthèse par table de conversion. 114

Figure 4.3 Démodulation synchrone. 119

Figure 4.4 Détection synchrone. 121

Figure 4.5 Détection de crête. 122

Figure 4.6 Architecture du système TIE-5-MF. 131

Figure 4.7 Système TIE-5-MF. 133

Figure 4.8 Carte de circuit imprimé du module de synthèse et de démodulation. . 135

Figure 4.9 Canal de synthèse. 136

Figure 4.10 Module de synthèse numérique. 137

Figure 4.11 Module d'électrodes actives. 139

Figure 4.12 Séquence d'acquisition. 142

Figure 4.13 Canal de démodulation. 143

Figure 4.14 Module de démodulation numérique. 144

Figure 4.15 Amplitude d'une trame de TIE-MF typique démodulée pour un milieu homogène en utilisant une seule fréquence. 146

Figure 4.16 Spectre d'une onde carrée de 260 Hz. 148

Figure 4.17 Courbes de l'amplitude, de la partie réelle et de la partie imaginaire d'une trame de mesures moyenne obtenue sur le fantôme résistif et de la trame théorique correspondante pour des fréquences de 70 kHz et 1 MHz sans et avec compensation. 150

Figure 4.18 Courbes des parties réelle et imaginaire de la différence entre les trames de mesures obtenues pour 70 kHz et 1 MHz selon la normalisation proposée et celle de l'approche MAP. 153

Figure 4.19 Interconnexions internes et externes des modules du FPGA. 160

Figure 4.20 Séquence d'opérations du module `acq_module`. 166

Figure 4.21 Boîtes de dialogue `CTie5HALDlg` et `CBaseStationDlg`. 169

Figure 4.22 Carte de circuit imprimé du module de synthèse et de démodulation avec le dispositif de dissipation thermique. 170

Figure 4.23 Dérive du système TIE-5-MF en fonction du temps. 172

Figure 4.24 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence pour différents facteurs d'interpolation en mode simple fréquence. 173

Figure 4.25 Spectre de la porteuse multifréquence $V_{ref(+)}$ sans interpolation. 175

Figure 4.26 Courbes de la moyenne et de l'écart-type de l'exactitude en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence. 177

Figure 4.27 Courbes de la moyenne et de l'écart-type de l'exactitude en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode multifréquence. 178

Figure 4.28 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence. 179

Figure 4.29 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence et simple fréquence à faible amplitude. 180

Figure 4.30 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence. 181

Figure 4.31 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence et simple fréquence à faible amplitude. 182

Figure 4.32 Étage de sortie d'une électrode et montage expérimental utilisé pour la mesure de courant appliqué. 185

Figure 4.33 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence en mode simple fréquence à faible amplitude. 190

Figure 4.34 Spectre de l'alimentation 5 V analogique et fréquences d'opération du système. 191

Figure 4.35 Spectre de l'alimentation 5 V analogique et nouvelles fréquences d'opération du système. 193

Figure 4.36 Décimations actuelle et suggérée au niveau du module de contrôle. . . 197

Figure 4.37 Courbes de l'amplitude, de la partie réelle, de la partie imaginaire et de la phase de trames moyennes mesurées sur le fantôme résistif et de leur trame théorique correspondante en mode simple fréquence à 70 kHz et à 950 kHz. 200

Figure 5.1 Montage expérimental pour les essais sur le fantôme résistif. 205

Figure 5.2 Maillage de résistances du fantôme et maillage circulaire utilisé pour la reconstruction d'images. 206

Figure 5.3 Images différentielles du fantôme en mode de reconstruction dynamique. 207

Figure 5.4 Images paramétriques (indirectes) du fantôme en mode de reconstruction dynamique. 209

Figure 5.5 Images différentielles du fantôme en mode de reconstruction quasi statique. 210

Figure 5.6 Images paramétriques (indirectes) du fantôme en mode de reconstruction quasi statique. 211

Figure 5.7 Système TIE-5-MF branché sur le bassin. 213

Figure 5.8 Position des perturbations dans le bassin. 214

Figure 5.9 Images différentielles *in vitro* en mode de reconstruction dynamique. . 215

Figure 5.10 Parties réelle et imaginaire du profil de conductivité du concombre. . . 216

Figure 5.11 Images paramétriques (indirectes) *in vitro* en mode de reconstruction dynamique. 217

Figure 5.12 Images différentielles *in vitro* en mode de reconstruction quasi statique.218

Figure 5.13 Images paramétriques indirectes et directes *in vitro* en mode de reconstruction quasi statique. 220

Figure 5.14 Images paramétriques indirectes et directes *in vitro* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4. 221

Figure 5.15 Système TIE-5-MF branché sur un volontaire. 223

Figure 5.16 Images différentielles et images différentielles moyennes *in vivo* en mode de reconstruction dynamique. 225

Figure 5.17 Images paramétriques (indirectes) *in vivo* en mode de reconstruction dynamique. 227

Figure 5.18 Images différentielles *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique. 228

Figure 5.19 Images paramétriques indirectes et directes *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique. 229

Figure 5.20 Images paramétriques indirectes et directes *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4. 230

Figure 5.21 Images différentielles moyennes *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4. 231

Figure 5.22 Image de la tranche du thorax au niveau du plan d'électrodes et images paramétriques indirectes et directes moyennes *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4. 232

Figure 5.23 Valeurs des paramètres des tissus thoraciques présents au niveau des électrodes. 234

Figure C.1 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence pour les nouvelles fréquences d'opération du système en mode simple fréquence. 285

Figure C.2 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence pour les nouvelles fréquences d'opération du système en mode simple fréquence à faible amplitude. 286

Figure C.3 Spectre de la porteuse multifréquence $V_{ref(+)}$ sans interpolation pour les nouvelles fréquences d'opération du système. 286

Figure C.4 Courbes de la moyenne et de l'écart-type de l'exactitude en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système. 287

Figure C.5 Courbes de la moyenne et de l'écart-type de l'exactitude en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode multifréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système. 288

Figure C.6 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système. 289

Figure C.7 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence et simple fréquence à faible amplitude, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système. 290

Figure C.8 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système. 291

Figure C.9 Courbes de la moyenne et de l'écart-type du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence et simple fréquence à faible amplitude, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système. 292

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A DÉVELOPPEMENT DU PROBLÈME DIRECT 266

A.1 Mise en équation 266

A.2 Résolution par la méthode des éléments finis 268

ANNEXE B CALCUL DE LA MATRICE DE SENSIBILITÉ 280

ANNEXE C MESURE DES PERFORMANCES POUR LES NOUVELLES FRÉQUENCES D'OPÉRATION DU SYSTÈME 283

C.1 Pureté spectrale 285

C.2 Exactitude 287

C.3 Rapport signal sur bruit 289

C.4 Sécurité (courants appliqués) 293

ANNEXE D FACTEURS DE COMPENSATION CORRIGÉS 295

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADC	*Analog-to-Digital Converter* (convertisseur analogique-numérique)
a_m	Exactitude d'une mesure m
α	Paramètre de distribution des temps de relaxation du modèle de Cole
α_ρ	Paramètre de distribution α du modèle de la résistivité
α_σ	Paramètre de distribution α du modèle de la conductivité
α_z	Paramètre de distribution α du modèle de l'impédance
$\boldsymbol{B}$	Densité de flux magnétique
B, B^*	Matrice inverse globale
B_K	Matrice de passage élémentaire
C	Condensateur, capacité de la membrane cellulaire ou cadence d'acquisition
$\boldsymbol{c}^*$	Vecteur des courants
$\boldsymbol{c}^*_K$	Vecteur élémentaire des courants
$c^*_{(+)}$	Courant de l'électrode source
$c^*_{(-)}$	Courant de l'électrode puits
$c^*_{(g)}$	Courant de l'électrode de masse
$\boldsymbol{D}$	Densité de flux électrique
DAC	*Digital-to-Analog Converter* (convertisseur numérique-analogique)
DDC	*Digital Down-Converter* (démodulateur numérique)
DDS	*Direct Digital Synthesizer* (synthétiseur de porteuse numérique)
ΔP^*_0	Différence de paramètres constants des modèles linéaire et quadratique
ΔP_{0r}	Partie réelle de ΔP^*_0
ΔP_{0i}	Partie imaginaire de ΔP^*_0
ΔP^*_1	Différence de paramètres de pente des modèles linéaire et quadratique
ΔP_{1r}	Partie réelle de ΔP^*_1
ΔP_{1i}	Partie imaginaire de ΔP^*_1
ΔP^*_2	Différence de paramètres de courbure du modèle quadratique

$\Delta P_{2\mathrm{r}}$	Partie réelle de ΔP_2^*
$\Delta P_{2\mathrm{i}}$	Partie imaginaire de ΔP_2^*
$\Delta\boldsymbol{\sigma}^*$	Différence de conductivité
$\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d}}$	Différence de conductivité en mode de reconstruction dynamique
$\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{m}}$	Différence de conductivité mesurée
$\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{q}}$	Différence de conductivité en mode de reconstruction quasi statique
δv^*	Mesure de différence de potentiel
δv^*_{c}	Mesure de différence de potentiel calculée
δv^*_{m}	Mesure de différence de potentiel mesurée
$\delta\boldsymbol{v}^*$	Trame de mesures
$\delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{h}}$	Trame calculée pour le milieu homogène
$\delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{m}}$	Trame mesurée
$\Delta\boldsymbol{v}^*$	Différence de trames de mesures
$\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d}}$	Différence de trames en mode de reconstruction dynamique
$\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{m}}$	Différence de trames mesurée
$\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q}}$	Différence de trames en mode de reconstruction quasi statique
DLL	*Dynamic-Link Library* (librairie chargeable dynamiquement)
DSP	*Digital Signal Processor* (processeur de signaux numériques)
DVGA	*Digital Variable Gain Amplifier* (amplificateur à gain variable numériquement)
$\boldsymbol{E}$, $\boldsymbol{E}^*$	Champ électrique
E_0 à E_{15}	Électrodes 0 à 15 du système TIE-5-MF
$\mathrm{E}_{(\mathrm{g})}$	Électrode de masse du système TIE-5-MF
ε	Permittivité relative
ε_0	Permittivité électrique du vide
ε_{s}	Permittivité relative à très basse fréquence
ε_∞	Permittivité relative à très haute fréquence
ε^*	Permittivité relative complexe
ε'	Partie réelle de ε^*
$-\varepsilon''$	Partie imaginaire de ε^*

ERM	Erreur relative moyenne
F	Filtre spatial passe-haut
f_c	Fréquence de coupure
f_d	Fraction du diamètre du milieu
f_r	Fréquence correspondant au gain maximum des rebondissements
f_0 à f_7	Fréquences d'opération 0 à 7 du système TIE-5-MF
$\mathrm{f_c}$	Fréquence caractéristique ou fréquence de relaxation
$\mathrm{f_s}$	Fréquence d'échantillonnage
F_α	Fréquence caractéristique de la région de dispersion α
F_β	Fréquence caractéristique de la région de dispersion β
F_γ	Fréquence caractéristique de la région de dispersion γ
FB	Facteur de bruit
FFT	*Fast Fourier Transform* (transformée de Fourier rapide)
FIFO	*First-In, Firt-Out* (premier entré premier sorti)
FPGA	*Field Programmable Gate Array* (réseau prédiffusé programmable)
FRC	*Functional Residual Capacity* (capacité résiduelle fonctionnelle)
g^*	Facteur de compensation
g_m	Gain de mesure
G_K	Jacobien élémentaire
$G_{30\,\mathrm{kHz}}$	Gain à 30 kHz
G_r	Gain maximum des rebondissements
Γ	Frontière d'un domaine Ω
$\Gamma_\emptyset$	Partie de Γ pour laquelle aucun courant n'est appliqué
Γ_p	Partie de Γ correspondant au puits de courant
Γ_s	Partie de Γ correspondant à la source de courant
$\boldsymbol{H}$	Champ magnétique
$\mathrm{I}_{(+)}$	Mesure de courant de la source
$\mathrm{I}_{(-)}$	Mesure de courant du puits
$\mathrm{I}_{(\mathrm{g})}$	Mesure de courant de la masse
IEEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IGB	Institut de génie biomédical
j	Nombre imaginaire $\sqrt{-1}$
$\boldsymbol{J}^*$, $\boldsymbol{J}'^*$	Densité de courant globale
$\boldsymbol{J}_\mathrm{c}$, $\boldsymbol{J}_\mathrm{c}^*$, $\boldsymbol{J}_\mathrm{c}'^*$	Densité de courant de conduction
$\boldsymbol{J}_\mathrm{d}^*$, $\boldsymbol{J}_\mathrm{d}'^*$	Densité de courant de déplacement
J_s^*	Densité de courant de la source
J_p^*	Densité de courant du puits
L	Inductance
λ	Paramètre de régularisation
M_d^*	Matrice inverse en mode de reconstruction dynamique
M_q^*	Matrice inverse en mode de reconstruction quasi statique
MAP	Maximum *a posteriori*
MEA	Module d'électrodes actives
MEMTA	*Modular Expandable Multi-Threaded Architecture*
MEMTADE	*MEMTA Developer's Environment*
MSD	Module de synthèse et de démodulation
μ	Paramètre de la méthode de Marquardt
μ_a	Exactitude moyenne
μ_RSB	Rapport signal sur bruit moyen
μC	Microcontrôleur
N	Nombre d'échantillons
$\boldsymbol{n}$	Vecteur normal
n_c	Nombre de configurations d'application de courant
n_cd	Nombre de canaux de démodulation
n_d	Nombre de degrés de liberté
n_e	Nombre d'éléments d'un maillage
n_f	Nombre de fréquences
n_i	Nombre d'échantillons non stockés entre les échantillons stockés
n_m	Nombre de mesures
n_mc	Nombre de mesures par configuration d'application de courant

n_{n}	Nombre de nœuds d'un maillage
n_{ns}	Nombre d'échantillons non stockés d'une même mesure
n_{pf}	Nombre de paires de fréquences
n_{pxl}	Nombre de pixels
n_{s}	Nombre d'échantillons stockés d'une même mesure
n_{t}	Nombre de tissus, nombre total d'échantillons par mesure ou nombre de trames
Ω	Domaine de frontière Γ
ω	Fréquence angulaire
ω_0	Fréquence de coupure
ω_{c}	Fréquence caractéristique angulaire
ω_{m}	Fréquence de mesure
ω_{r}	Fréquence de référence
$\boldsymbol{P}^*$	Vecteur de polarisation global
P_0^*	Paramètre constant des modèles linéaire et quadratique
$P_{0\mathrm{r}}$	Partie réelle de P_0^*
$P_{0\mathrm{i}}$	Partie imaginaire de P_0^*
P_1^*	Paramètre de pente des modèles linéaire et quadratique
$P_{1\mathrm{r}}$	Partie réelle de P_1^*
$P_{1\mathrm{i}}$	Partie imaginaire de P_1^*
P_2^*	Paramètre de courbure du modèle quadratique
$P_{2\mathrm{r}}$	Partie réelle de P_2^*
$P_{2\mathrm{i}}$	Partie imaginaire de P_2^*
PCB	*Printed Circuit Board* (carte de circuit imprimé)
R	Résistance du milieu extracellulaire
R_{s}	Résistance à très basse fréquence
R_∞	Résistance à très haute fréquence
$\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}$	Résistance de mesure de l'électrode de masse du système TIE-5-MF
$\mathrm{R}_{(\mathrm{s})}$	Résistance de mesure des électrodes du système TIE-5-MF
R_{d}	Matrice de rétroprojection

RAM	Random Access Memory (mémoire vive)
ρ	Densité de charge
ρ_{v}^*	Modèle de la résistivité
ρ_{s}	Résistivité à très basse fréquence
ρ_{∞}	Résistivité à très haute fréquence
RMS	Root-Mean-Square (valeur efficace)
ROM	Read-Only Memory (mémoire morte)
RSB	Rapport signal sur bruit
RSB_m	Rapport signal sur bruit d'une mesure m
RSP	*Receive Signal Processor* (processeur de signaux de réception)
S	Résistance du milieu intracellulaire
S^*	Matrice de sensibilité
$\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^*$	Matrice de sensibilité en mode de reconstruction dynamique
$\mathsf{S}_{\mathrm{q}}^*$	Matrice de sensibilité en mode de reconstruction quasi statique
SEE	Somme des erreurs d'estimation
SFDR	*Spurious Free Dynamic Range* (plage dynamique exempte de parasite)
σ	Conductivité ou conductivité ionique
σ_{a}	Écart-type de l'exactitude
σ_{RSB}	Écart-type du rapport signal sur bruit
σ_{s}	Conductivité à très basse fréquence
σ_{∞}	Conductivité à très haute fréquence
σ^*	Conductivité complexe
σ_{c}^*	Modèle de Cole
σ_{d}^*	Modèle de Debye
σ_{g}^*	Modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion
σ_{h}^*	Conductivité homogène
σ_{l}^*	Modèle linéaire
σ_{m}^*	Conductivité mesurée
σ_{q}^*	Modèle quadratique
σ_{v}^*	Modèle de la conductivité

σ'	Partie réelle de σ^*
σ''	Partie imaginaire de σ^*
τ_c	Temps de relaxation des modèles de Debye et de Cole
τ_ρ	Temps de relaxation du modèle de la résistivité
τ_σ	Temps de relaxation du modèle de la conductivité
τ_z	Temps de relaxation du modèle de l'impédance
t_m	Instant de mesure
t_r	Instant de référence
TIE	Tomographie d'impédance électrique
TIE-MF	Tomographie d'impédance électrique multifréquence
TLC	*Total Lung Capacity* (capacité pulmonaire totale)
TSP	*Transmit Signal Processor* (processeur de signaux de transmission)
UA	Unités arbitraires
USB	*Universal Serial Bus*
V	Mesure de tension
V, V^*	Potentiel électrique scalaire
$\boldsymbol{v}^*$	Vecteur des tensions
$\boldsymbol{v}_K^*$	Vecteur élémentaire des tensions
$\mathrm{V}_{\mathrm{ref}(+)}$	Porteuse de référence positive
$\mathrm{V}_{\mathrm{ref}(-)}$	Porteuse de référence négative (déphasée de 180°)
Y^*	Matrice d'admittance
Y_K^*	Matrice d'admittance élémentaire
Z_v^*	Modèle de l'impédance

INTRODUCTION

L'Institut de génie biomédical (IGB) de l'École Polytechnique de Montréal a acquis au fil des ans une solide expertise en tomographie d'impédance électrique (TIE) simple fréquence, également appelée TIE conventionnelle. Cette technique permet d'obtenir des images de la distribution de conductivité d'une section du corps humain à une fréquence donnée. L'expertise en TIE n'est cependant pas aussi développée pour la TIE multifréquence, pour laquelle la littérature laisse entrevoir des possibilités intéressantes.

La tomographie d'impédance électrique multifréquence

La tomographie d'impédance électrique multifréquence (TIE-MF) est une technique d'imagerie médicale non effractive qui se base sur l'hypothèse suivante : chaque tissu biologique a un profil de conductivité différent en fonction de la fréquence. En effectuant des mesures d'impédance à plusieurs fréquences, la TIE-MF permet d'évaluer ce profil pour chaque élément d'une image. À partir des profils obtenus, on peut associer un tissu à chaque élément et ainsi déterminer la distribution des tissus constituant la section du corps imagée. Le profil de conductivité des tissus est habituellement représenté par un modèle mathématique dont on suppose les paramètres distincts pour chaque tissu.

Concrètement, on obtient des images à l'aide d'un système de TIE-MF. Pour le système développé dans le cadre de ce projet, seize électrodes sont disposées uniformément autour de la section du corps qu'on souhaite imager, de manière à former un plan de coupe. Par la suite, le système applique successivement entre chaque paire d'électrodes adjacentes un courant de faible amplitude comportant huit fréquences. Le courant est alors modulé par l'impédance du milieu qui dépend de la conductivité. Les différences de potentiel générées sont ensuite mesurées entre les autres paires d'électrodes adjacentes et démodulées à chacune des huit fréquences d'opération du système. En combinant toutes les mesures obtenues pour les différentes configurations d'application de courant, on forme une trame de mesures pour

chaque fréquence d'opération. Une méthode de reconstruction est enfin utilisée pour produire des images à partir de ces trames.

Il existe trois modes de reconstruction d'images : dynamique, quasi statique et statique. Les images dynamiques représentent des changements de conductivité entre un instant donné et un instant de référence. On peut reconstruire des images en utilisant une méthode différentielle empruntée à la TIE conventionnelle. Les images générées représentent alors les changements de conductivité entre les deux instants pour une fréquence donnée. Une méthode de reconstruction paramétrique peut également être employée. Celle-ci combine les changements de conductivité entre les deux instants à plusieurs fréquences pour produire des images associées aux paramètres du modèle mathématique utilisé pour représenter le profil de conductivité. Il est important de noter que le mode dynamique ne permet d'imager que les structures anatomiques présentant un changement de conductivité temporel. Ce mode est donc davantage approprié pour la surveillance continue (monitoring).

Les images quasi statiques représentent des changements de conductivité entre une fréquence donnée et une fréquence de référence. Comme dans le mode dynamique, on peut générer des images en utilisant une méthode différentielle ou une méthode paramétrique. Dans le cas d'une méthode différentielle, les images représentent les changements de conductivité entre les fréquences de mesure et de référence. Une méthode paramétrique, quant à elle, évalue les changements de conductivité sur plusieurs fréquences de mesure en conservant la même fréquence de référence et produit des images associées aux paramètres du modèle mathématique utilisé. Ces images sont cependant différentes de celles qu'on obtient en mode dynamique. Le mode de reconstruction quasi statique ne requiert pas de changement temporel de la conductivité, mais plutôt un changement fréquentiel. Certaines structures invisibles en mode dynamique peuvent ainsi être imagées.

Enfin, les images statiques représentent la distribution de conductivité absolue du milieu. On peut reconstruire des images statiques à l'aide d'une méthode absolue ou d'une méthode paramétrique. Une méthode absolue, empruntée à la TIE conventionnelle, produit des images montrant la conductivité absolue du milieu à une fréquence donnée. En combinant plusieurs

fréquences, une méthode paramétrique forme des images représentant chacun des paramètres du modèle mathématique utilisé. En théorie, ce mode de reconstruction permettrait d'imager toutes les structures anatomiques. Cependant, il est sensible à de nombreuses sources d'erreur ce qui le rend difficilement utilisable pour des applications *in vivo*.

Application visée : la détection de l'œdème pulmonaire

En offrant des modes et des méthodes de reconstruction d'images différents de ceux utilisés en TIE conventionnelle, la TIE-MF ouvre la porte à de nouvelles applications médicales. Entre autres, Romsauerova *et al.* (2006) suggèrent que le mode de reconstruction quasi statique pourrait être utilisé pour détecter des tumeurs du cerveau, des malformations artérioveineuses et des accidents cérébrovasculaires. Ces auteurs n'ont cependant pas réussi à imager ces pathologies ; ils croient qu'une optimisation de leur système pourra rendre la tâche possible. Plusieurs auteurs suggèrent que la TIE-MF pourrait également être utilisée pour détecter des tumeurs du sein (Osterman *et al.*, 2000; Florestal, 2001; Wang *et al.*, 2001; Kerner *et al.*, 2002b; Soni *et al.*, 2004). Certains groupes de recherche ont obtenu des résultats prometteurs en mode de reconstruction statique par des méthodes absolues (Osterman *et al.*, 2000; Kerner *et al.*, 2002b; Soni *et al.*, 2004) et paramétrique (Wang *et al.*, 2001).

L'application visée dans le cadre de ce projet de doctorat est la détection de l'œdème pulmonaire. Cette pathologie est définie comme une accumulation extravasculaire de liquide dans les poumons (Levitzky, 1995) qui empêche les échanges gazeux, réduisant ainsi l'apport en oxygène et l'élimination de gaz carbonique. Pour les cas sérieux d'œdème, les patients doivent être ventilés mécaniquement. Comme le soulignent Noble *et al.* (2000), il n'existe présentement pas de méthode pratique et non effractive pour détecter et mesurer l'œdème pulmonaire. La technique de diagnostic standard est la radiographie. Cependant, sa sensibilité est relativement faible. En effet, le diagnostic de l'œdème est fiable seulement lorsque l'augmentation de liquide extravasculaire dépasse 30 % (Staub, 1983). On peut augmenter la sensibilité en effectuant plusieurs radiogrammes séquentiellement. Par contre, étant donné

que le patient est exposé à une certaine dose de rayons X, on considère la radiographie comme effractive.

Pour contourner ces problèmes, plusieurs études ont été réalisées afin d'évaluer l'utilité de la TIE conventionnelle pour la détection de l'œdème pulmonaire (Newell *et al.*, 1993, 1996; Adler *et al.*, 1995, 1997; Frerichs *et al.*, 1998). Puisque le liquide œdémateux est plus conducteur que les poumons, les images de TIE permettent théoriquement de le visualiser. Cependant, les auteurs concluent que la TIE conventionnelle est davantage utile à la surveillance de l'évolution de l'œdème qu'à sa détection. Elle ne permet donc pas de déterminer si un patient souffre d'œdème en le reliant à un système et en effectuant un seul enregistrement.

Cette conclusion amène à considérer la TIE-MF. Comme elle permet potentiellement d'identifier les tissus, y compris les liquides biologiques, nous croyons qu'elle pourrait devenir une alternative, ou, tout au moins, un complément à la radiographie pour le diagnostic de l'œdème pulmonaire.

Dans la littérature sur la TIE-MF, on recense seulement trois études liées à l'œdème pulmonaire. Brown *et al.* (1995b, 1996) ont montré, en effectuant des expériences sur un modèle animal, qu'une augmentation de la quantité de liquide œdémateux entraînait une variation des paramètres de leur modèle mathématique en mode de reconstruction quasi statique. En utilisant le même mode de reconstruction, Noble *et al.* (1996) ont évalué le changement de conductivité moyen des poumons en fonction de la fréquence chez un patient en rémission d'un œdème pulmonaire. Ils ont démontré que les changements de conductivité entre les fréquences de mesure et la fréquence de référence augmentaient à mesure que le traitement contre l'œdème progressait. Enfin, en mode de reconstruction dynamique, Mayer *et al.* (2006) ont montré, pour leur modèle mathématique, que les paramètres d'un patient souffrant d'œdème étaient différents de ceux d'un sujet sain, à cause d'une diminution de la ventilation. Une fois le patient guéri, ses paramètres s'approchaient davantage de ceux du sujet sain.

On constate que les résultats de ces études montrent que la TIE-MF, comme la TIE conventionnelle, peut servir à suivre l'évolution de l'œdème pulmonaire. Cependant, les auteurs n'arrivent pas à conclure que la TIE-MF pourrait être utilisée pour la détection, malgré les modes et les méthodes de reconstruction supplémentaires que cette technique apporte par rapport à la TIE conventionnelle. En particulier, le mode quasi statique, qui ne nécessite pas de référence temporelle, devrait permettre de rendre cette tâche possible.

Nous croyons donc que la TIE-MF présente toujours un potentiel pour la détection de l'œdème pulmonaire. C'est pourquoi nous avons choisi d'orienter nos recherches vers cette application.

Objectifs du projet de recherche

L'objectif global auquel se rattache ce projet de doctorat est de déterminer si la TIE-MF peut détecter l'œdème pulmonaire. Plus spécifiquement, ce projet de recherche vise à jeter les bases d'un programme de recherche en TIE-MF à l'IGB pour cette application. Les objectifs sont 1) de réaliser un système de TIE-MF, constituant une plateforme de développement pour des projets futurs, et 2) de développer des méthodes de reconstruction d'images adaptées à cette technologie.

Contenu de la thèse

Cette thèse se divise en cinq chapitres. Le chapitre 1 explique la théorie de la conductivité tissulaire ; bien que ce sujet soit assez complexe, nous avons tenté de clarifier les concepts de base sur lesquels se fondent la TIE-MF. Ce chapitre pourra ainsi être utile aux étudiants qui poursuivront les travaux entrepris dans cette thèse. Le chapitre 2 traite de la modélisation de la conductivité tissulaire en TIE-MF. Il présente les différents modèles utilisés dans la littérature et propose deux nouveaux modèles. Tous ces modèles sont ensuite comparés pour identifier celui qui répond le mieux à l'application visée. Le chapitre 3 explique les

méthodes de reconstruction d'images. Il tente également de synthétiser et de classer les différentes méthodes rencontrées dans la littérature. Le chapitre 4 explique le fonctionnement du système de TIE-MF développé dans le cadre de ce projet. Malheureusement, l'importance de cette partie de l'ouvrage reflète peu l'ampleur du travail accompli. Les trois quarts du temps consacré à ce projet ont en effet été investis dans la réalisation de ce système. Enfin, le chapitre 5 présente les résultats d'expériences effectuées avec le système. On y présente les images obtenues à l'aide des méthodes de reconstruction décrites au chapitre 3. Ces résultats valident le fonctionnement du système et des méthodes de reconstruction, mais illustrent également les difficultés associées à la TIE-MF.

Notation

Afin de faciliter la compréhension des équations, nous conservons les mêmes conventions de notation tout au long du document. Pour expliquer ces conventions, nous utilisons l'exemple suivant :

$$z_f^* = \mathbf{z}_\mathrm{c}^* + \sum_{m=1}^{n_\mathrm{m}} \mathsf{A}\boldsymbol{x}_{m,f} + \mathrm{j}\mathsf{B}^T\boldsymbol{y}_{m,f}.$$

Pour les lettres qui ne sont pas en position d'indice ou d'exposant, on différencie les variables des constantes de la manière suivante :

- Une lettre en caractère italique représente une variable : z_f^*, n_m, m, $\boldsymbol{x}_{m,f}$, $\boldsymbol{y}_{m,f}$.
- Une lettre en caractère roman représente une constante : $\mathbf{z}_\mathrm{c}^*$, j.

De ces lettres, on distingue les vecteurs, matrices et scalaires comme suit :

- Une lettre en caractère gras correspond à un vecteur : z_f^*, $\mathbf{z}_\mathrm{c}^*$, $\boldsymbol{x}_{m,f}$, $\boldsymbol{y}_{m,f}$.
- Une lettre majuscule en caractère sans sérif représente une matrice : A, B^T.
- Une lettre d'un autre type de caractère est un scalaire : n_m, m, j.

Pour les indices et les exposants, les conventions suivantes sont utilisées :

- L'indice en caractère italique d'un terme signifie que ce dernier dépend de la valeur de l'indice : $\boldsymbol{x}_{m,f}$ et $\boldsymbol{y}_{m,f}$ pour une mesure m et une fréquence f données.
- L'indice en caractère roman d'un terme est une étiquette spécifiant la nature de ce terme : $\mathbf{z}_{\mathrm{c}}^{*}$ pour un vecteur *constant*, n_{m} pour le nombre de *mesures*.
- L'astérisque en exposant signifie qu'un terme est complexe : $\boldsymbol{z}_{f}^{*}$, $\mathbf{z}_{\mathrm{c}}^{*}$.
- Le terme T en exposant dénote la transposée d'une matrice : B^{T}. Le terme T^{*} représente la transposée complexe conjuguée.

Afin d'alléger les équations, nous utilisons également les expressions suivantes pour représenter certaines opérations :

- L'expression $\partial s/\partial \boldsymbol{p}$ correspond à la dérivée première d'un scalaire s par rapport à un vecteur $\boldsymbol{p}$. Elle est définie par

$$\frac{\partial s}{\partial \boldsymbol{p}} = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial s}{\partial p_1} & \dfrac{\partial s}{\partial p_2} & \cdots & \dfrac{\partial s}{\partial p_{n_{\mathrm{p}}}} \end{bmatrix}^{T},$$

  où n_{p} est le nombre d'éléments contenus dans le vecteur $\boldsymbol{p}$.
- L'expression $\partial^2 s/\partial \boldsymbol{p}^2$ représente la dérivée seconde d'un scalaire s par rapport à un vecteur $\boldsymbol{p}$. Cette expression est définie par

$$\frac{\partial^2 s}{\partial \boldsymbol{p}^2} = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_1 \partial p_1} & \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_1 \partial p_2} & \cdots & \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_1 \partial p_{n_{\mathrm{p}}}} \\ \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_2 \partial p_1} & \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_2 \partial p_2} & \cdots & \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_2 \partial p_{n_{\mathrm{p}}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_{n_{\mathrm{p}}} \partial p_1} & \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_{n_{\mathrm{p}}} \partial p_2} & \cdots & \dfrac{\partial^2 s}{\partial p_{n_{\mathrm{p}}} \partial p_{n_{\mathrm{p}}}} \end{bmatrix}.$$

- L'expression $\partial \boldsymbol{v}/\partial \boldsymbol{p}$ correspond à la dérivée première d'un vecteur $\boldsymbol{v}$ par rapport à un vecteur $\boldsymbol{p}$. Elle est définie par

$$\frac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial \boldsymbol{p}} = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial p_1} & \dfrac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial p_2} & \cdots & \dfrac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial p_{n_{\mathrm{p}}}} \end{bmatrix}.$$

- L'expression $\boldsymbol{v}/\boldsymbol{p}$ représente la division élément par élément d'un vecteur $\boldsymbol{v}$ par un vecteur $\boldsymbol{p}$. Chaque élément i du vecteur résultant est donné par

$$\left[\frac{\boldsymbol{v}}{\boldsymbol{p}}\right]_i = \frac{v_i}{p_i}.$$

- L'expression $\mathsf{M}/\boldsymbol{p}$ correspond à la division élément par élément des vecteurs colonnes $\boldsymbol{m}$ d'une matrice M par un vecteur $\boldsymbol{p}$, c'est-à-dire

$$\frac{\mathsf{M}}{\boldsymbol{p}} = \left[\frac{\boldsymbol{m}_1}{\boldsymbol{p}} \quad \frac{\boldsymbol{m}_2}{\boldsymbol{p}} \quad \cdots \quad \frac{\boldsymbol{m}_{n_\mathrm{m}}}{\boldsymbol{p}}\right],$$

où n_m représente le nombre de colonnes de la matrice M.

CHAPITRE 1

THÉORIE DE LA CONDUCTIVITÉ TISSULAIRE

Ce chapitre présente la théorie sur laquelle repose la TIE-MF. Il tente de synthétiser les ouvrages de Foster et Schwan (1986) ainsi que de Rigaud *et al.* (1996). Nous traitons tout d'abord de la conduction et de la polarisation en général. Nous présentons ensuite les mécanismes de relaxation des tissus biologiques. Par la suite, nous abordons la dimension complexe de la permittivité et de la conductivité tissulaires. Enfin, nous traitons de la dispersion diélectrique et nous présentons le développement de différents modèles de la conductivité tissulaire.

1.1 Conduction et polarisation

Lorsqu'on applique un champ électrique à un tissu biologique, il s'ensuit deux types de courant : un courant de conduction et un courant de déplacement. Le courant de conduction provient du déplacement des ions présents dans les liquides intracellulaire et extracellulaire. À l'application d'un champ électrique sinusoïdal $\boldsymbol{E}^*$ (où * indique la notation phaseur ou complexe), le déplacement des ions produit une densité de courant de conduction $\boldsymbol{J}_c^*$, en phase avec $\boldsymbol{E}^*$. Cette densité de courant est donnée par l'équation

$$\boldsymbol{J}_c^* = \sigma \boldsymbol{E}^*. \tag{1.1}$$

Le terme σ représente la conductivité ionique. Il exprime les pertes ohmiques reliées au déplacement des ions et dépend de la concentration ionique.

Le courant de déplacement provient de deux phénomènes de polarisation : le chargement ionique des membranes cellulaires et la polarisation des molécules dipolaires. Dans le premier cas, lorsqu'on applique un champ électrique, les ions se répartissent de part et d'autre de la

membrane cellulaire, de la même façon que pour un condensateur. La membrane cellulaire est alors polarisée. Dans le cas des molécules dipolaires comme l'eau et les protéines, le dipôle électrique s'aligne dans le même sens que le champ électrique par un changement de forme ou d'orientation des molécules.

Ces deux phénomènes de polarisation sont combinés pour former un vecteur de polarisation global $\boldsymbol{P}^*$. Lorsqu'un champ électrique sinusoïdal $\boldsymbol{E}^*$ est appliqué, ce vecteur suit, sans déphasage, le champ électrique par la relation

$$\boldsymbol{P}^* = \varepsilon_0(\varepsilon - 1)\boldsymbol{E}^*, \tag{1.2}$$

où ε_0 représente la permittivité électrique du vide ($\varepsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12}$ F/m) et ε, la permittivité relative. Cette dernière décrit le comportement diélectrique du tissu soumis au champ $\boldsymbol{E}^*$. Plus ε est grand, plus le tissu a tendance à se polariser.

Une polarisation alternative causée par un champ $\boldsymbol{E}^*$ sinusoïdal entraîne l'équivalent d'un déplacement de charges. On associe ce dernier au courant de déplacement dont la densité $\boldsymbol{J}_\mathrm{d}^*$ est donnée par l'équation suivante :

$$\boldsymbol{J}_\mathrm{d}^* = \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon\boldsymbol{E}^* = \mathrm{j}\omega\boldsymbol{P}^* + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\boldsymbol{E}^*, \tag{1.3}$$

où j représente le nombre imaginaire $\sqrt{-1}$ et ω, la fréquence angulaire.

On remarque que le courant de déplacement est fonction de la permittivité relative ε du tissu et qu'il dépend de la variation temporelle du champ électrique. Ainsi, pour un champ électrique statique ($\omega = 0$), aucun courant de déplacement n'est produit.

En combinant les équations de densités de courant de conduction (1.1) et de déplacement (1.3), on obtient une densité de courant globale :

$$\boldsymbol{J}^* = \boldsymbol{J}_\mathrm{c}^* + \boldsymbol{J}_\mathrm{d}^* = (\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon)\boldsymbol{E}^*. \tag{1.4}$$

Cette dernière équation peut également s'écrire

$$\boldsymbol{J}^* = \sigma^* \boldsymbol{E}^*, \tag{1.5}$$

où la conductivité complexe σ^* est donnée par

$$\sigma^* = \sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon. \tag{1.6}$$

On a donc une expression de la conductivité complexe σ^* qui tient compte à la fois du courant de conduction et du courant de déplacement.

1.2 Relaxation diélectrique

L'équation (1.6) ne tient pas compte de tous les phénomènes diélectriques qui se produisent dans les tissus biologiques lorsqu'un champ $\boldsymbol{E}^*$ est appliqué. En revenant à l'équation (1.2), on remarque que, pour une permittivité relative ε constante et un champ $\boldsymbol{E}^*$ sinusoïdal, $\boldsymbol{P}^*$ reste en phase avec $\boldsymbol{E}^*$ peu importe la fréquence. Cela n'est cependant pas le cas pour les tissus biologiques : $\boldsymbol{P}^*$ diminue et se déphase par rapport à $\boldsymbol{E}^*$ à mesure que la fréquence augmente. On appelle ce phénomène la *relaxation diélectrique.*

La relaxation diélectrique provient de la combinaison de trois mécanismes : la relaxation contre-ionique, la relaxation interfaciale et la relaxation dipolaire. Chacun de ces mécanismes se produit sur une plage de fréquences différente.

1.2.1 Relaxation contre-ionique

La relaxation contre-ionique (ou relaxation par charges contraires) intervient au niveau de la membrane cellulaire. À l'application d'un champ électrique, les ions qui se trouvent de part et d'autre de la membrane se répartissent et chargent la membrane. Ce processus

nécessite un certain temps mais est tout de même plus rapide que les variations du champ $\boldsymbol{E}^*$, de sorte que le déphasage entre $\boldsymbol{P}^*$ et $\boldsymbol{E}^*$ est très faible. La membrane cellulaire n'est cependant pas complètement imperméable aux ions. Ainsi, après un certain moment, les charges opposées (contre-ions) commencent à diffuser à travers la membrane, ce qui a pour effet de la décharger lentement. On assiste donc à une diminution de la capacité de la membrane, laquelle se traduit par une diminution de la permittivité relative.

La relaxation contre-ionique est un processus lent qui dépend des coefficients de diffusion ioniques. Elle se produit pour des fréquences inférieures à 1 kHz. Comme les fréquences utilisées en TIE-MF sont plus élevées, ce phénomène de relaxation n'est pas significatif.

1.2.2 Relaxation interfaciale

La relaxation interfaciale intervient également au niveau de la membrane, mais à des fréquences plus élevées que pour la relaxation contre-ionique. Lorsqu'on applique un champ électrique $\boldsymbol{E}^*$, les ions qui se trouvent de part et d'autre de la membrane se répartissent et chargent la membrane, comme il a été mentionné à la section précédente. Cette polarisation n'est cependant pas instantanée. Selon la viscosité du milieu, les ions ont plus ou moins de difficulté à se déplacer et à se répartir. En augmentant la fréquence, le chargement de la membrane a de moins en moins de temps pour s'effectuer. On assiste alors à un déphasage entre la polarisation $\boldsymbol{P}^*$ et le champ $\boldsymbol{E}^*$ ainsi qu'à une diminution de la polarisation. Cette diminution entraîne une réduction de la capacité de la membrane et, par conséquent, de la permittivité relative.

La relaxation interfaciale se produit à des fréquences plus élevées que la relaxation contre-ionique. Elle est dominante entre 10 kHz et 10 MHz. Aux fréquences supérieures, la membrane cellulaire n'est plus capable de se charger.

1.2.3 Relaxation dipolaire

La relaxation dipolaire fait intervenir les différentes molécules dipolaires comme les protéines, les molécules d'eau, etc. À l'application d'un champ électrique $\boldsymbol{E}^*$, le nuage électronique de ces molécules se polarise instantanément. Par la suite, les molécules elles-mêmes se polarisent en tournant ou en se déformant afin d'orienter leur dipôle électrique dans la même direction que le champ $\boldsymbol{E}^*$. Cette polarisation se produit avec un certain délai qui dépend de la viscosité du milieu ainsi que de la taille des molécules. En augmentant la fréquence, les dipôles ont de moins en moins de temps pour se polariser, ce qui entraîne une diminution de la polarisation $\boldsymbol{P}^*$ ainsi qu'un déphasage de $\boldsymbol{P}^*$ par rapport au champ électrique $\boldsymbol{E}^*$.

Pour les grosses protéines, cette relaxation se produit dans une plage de fréquences près du mégahertz. Par contre, pour les petites molécules dipolaires comme l'eau, la plage de fréquences se situe dans les gigahertz. Si on augmente davantage la fréquence, les dipôles électriques ne réussissent plus à se polariser.

1.3 Permittivité et conductivité complexes

On a vu que les trois mécanismes de relaxation présentés à la section 1.2 contribuent à réduire $\boldsymbol{P}^*$ et à créer un déphasage entre $\boldsymbol{P}^*$ et $\boldsymbol{E}^*$. On modélise ce déphasage par une permittivité relative complexe ε^* qui varie en fonction de la fréquence. Le module de ε^* diminue quand la fréquence augmente pour exprimer la réduction de $\boldsymbol{P}^*$. Cette permittivité relative complexe s'écrit

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) - \mathrm{j}\varepsilon''(\omega), \tag{1.7}$$

où ε' et $-\varepsilon''$ représentent les parties réelle et imaginaire respectivement. Le signe négatif de la partie imaginaire forme le retard de $\boldsymbol{P}^*$ sur $\boldsymbol{E}^*$.

L'expression de la conductivité complexe (1.6) peut maintenant être modifiée pour tenir compte des phénomènes diélectriques des tissus biologiques. En remplaçant le terme ε par l'expression (1.7), on obtient

$$\begin{aligned} \sigma^*(\omega) &= \sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon^*(\omega) \\ &= \left(\sigma + \omega\varepsilon_0\varepsilon''(\omega)\right) + \mathrm{j}\left(\omega\varepsilon_0\varepsilon'(\omega)\right) \\ &= \sigma'(\omega) + \mathrm{j}\sigma''(\omega). \end{aligned} \tag{1.8}$$

L'équation de densité de courant globale (1.4) peut également être modifiée pour tenir compte de la permittivité relative complexe. On trouve

$$\boldsymbol{J}'^* = \left(\left[\sigma + \omega\varepsilon_0\varepsilon''(\omega)\right] + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon'(\omega)\right)\boldsymbol{E}^*. \tag{1.9}$$

En décomposant cette équation, on obtient de nouvelles densités de courant de conduction,

$$\boldsymbol{J}_{\mathrm{c}}'^* = \left(\sigma + \omega\varepsilon_0\varepsilon''(\omega)\right)\boldsymbol{E}^*, \tag{1.10}$$

et de courant de déplacement,

$$\boldsymbol{J}_{\mathrm{d}}'^* = \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon'(\omega)\boldsymbol{E}^*. \tag{1.11}$$

L'équation (1.10) montre que la relaxation implique maintenant des pertes énergétiques $\omega\varepsilon_0\varepsilon''$ qui se traduisent par un courant de conduction plus élevé. Ces pertes sont causées par les collisions, le frottement et le déplacement des ions et des molécules, ainsi que par la déformation et la rotation des molécules dipolaires.

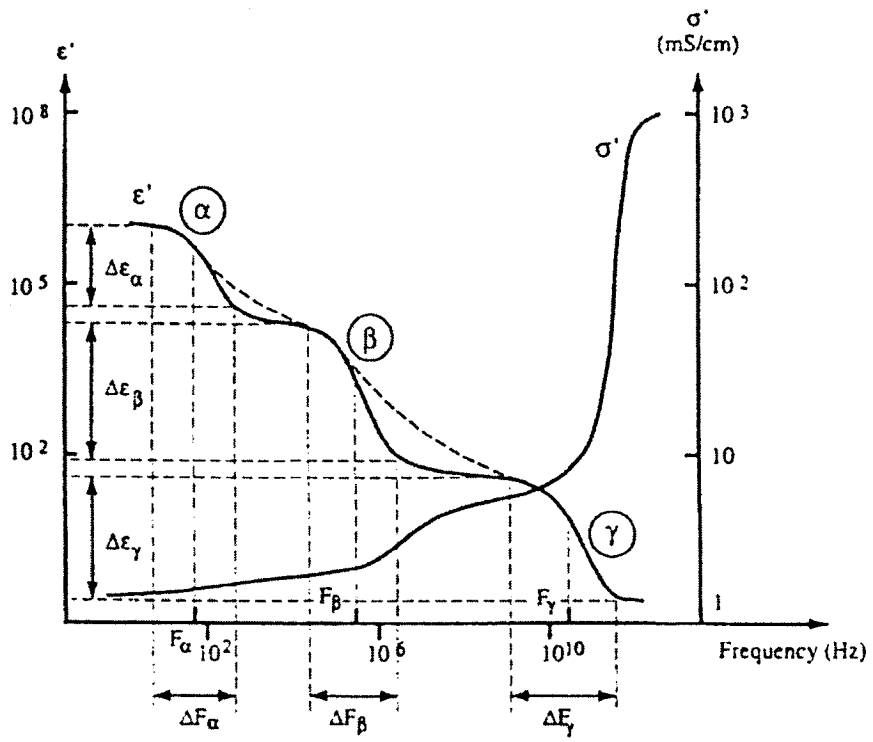


Figure 1.1 Parties réelles de la permittivité relative et de la conductivité en fonction de la fréquence. Pour certains tissus, il est difficile de distinguer les trois régions de dispersion (courbe en traits interrompus). Source : Rigaud *et al.* (1996).

1.4 Dispersion diélectrique

À cause des différents mécanismes de relaxation décrits à la section 1.2, on assiste à un déphasage et à une décroissance de la polarisation $\boldsymbol{P}^*$ en augmentant la fréquence. Le déphasage est exprimé par une augmentation de ε'' par rapport à ε', ce qui augmente le courant de conduction $\boldsymbol{J}_c'^*$. La décroissance de $\boldsymbol{P}^*$ se traduit par une diminution globale du module de la permittivité relative complexe $|\varepsilon^*|$.

On appelle *dispersion diélectrique* l'ensemble de ces variations. Comme le montre la figure 1.1, cette dispersion comporte trois régions où l'on observe les plus grandes variations de ε' et de σ' : la dispersion α, la dispersion β et la dispersion γ.

Chacune d'elles correspond à un mécanisme de relaxation particulier. De plus, chaque région est centrée autour d'une fréquence que l'on appelle *fréquence caractéristique* ou *fréquence de relaxation* (F_α, F_β et F_γ). À cette fréquence, le mécanisme de relaxation entre en résonance. Les pertes énergétiques diélectriques, représentées par $\omega\varepsilon_0\varepsilon''$, sont alors maximales pour la région donnée.

Bien qu'elles puissent se chevaucher et être difficiles à distinguer dans certains cas, comme le montre la courbe pointillée de la figure 1.1, ces trois régions sont présentes pour tous les types de tissus biologiques. Cependant, elles varient en importance selon la composition du tissu. Les différences résident dans la valeur de ε' et de σ', dans l'importance de leurs variations et dans la valeur de la fréquence caractéristique de chaque région.

On remarque, dans la figure 1.1, que σ' augmente continuellement avec la fréquence. Cela est dû au produit de ε'' et de la fréquence ω dans l'équation (1.10). L'augmentation de la fréquence vient compenser la variation de ε'' qui atteint son maximum autour des fréquences caractéristiques. Cela résulte en une croissance de σ' et de $\boldsymbol{J}_c'^*$.

Le même phénomène se produit pour la densité de courant de déplacement $\boldsymbol{J}_d'^*$. Bien que ε' diminue continuellement, $\boldsymbol{J}_d'^*$ augmente avec la fréquence, puisque ε' est multiplié par ω, comme le montre l'équation (1.11). Cela se traduit par une diminution de l'impédance de la membrane cellulaire, tout comme l'impédance d'un condensateur diminue en augmentant la fréquence.

1.4.1 Dispersion α

La dispersion α est associée à la relaxation contre-ionique. Elle se manifeste principalement sur la plage de fréquences audio (Hz-kHz). À ces fréquences, la membrane cellulaire se charge en suivant $\boldsymbol{E}^*$, mais se décharge par diffusion contre-ionique, ce qui réduit la capacité de la membrane à se polariser. La relaxation contre-ionique entraîne ainsi une diminution de la permittivité ε', au départ très élevée, autour de la fréquence caractéristique F_α. Comme le déphasage entre $\boldsymbol{P}^*$ et $\boldsymbol{E}^*$ est peu élevé dans cette région, la composante ε'' est faible et la

conductivité σ' est surtout représentée par la composante ionique extracellulaire σ du tissu. Cependant, à mesure que la fréquence augmente, $\omega\varepsilon_0\varepsilon''$ prend de plus en plus d'importance, augmentant ainsi la valeur de σ'.

Malgré que ε' soit très grand à basse fréquence, le courant de déplacement est faible étant donné que ω est petit. La membrane cellulaire peut donc être considérée comme un circuit ouvert dans la région de dispersion α.

1.4.2 Dispersion β

En augmentant la fréquence, on atteint la région de dispersion β, qui se situe surtout dans la plage des fréquences radio (kHz-MHz). Cette région est caractérisée par la relaxation interfaciale. Quand la fréquence augmente, la membrane cellulaire a de moins en moins de temps pour se charger. On assiste alors à un déphasage de $\boldsymbol{P}^*$ par rapport à $\boldsymbol{E}^*$ et à une diminution globale de $|\varepsilon^*|$. ε'' augmente et fait croître σ' jusqu'à la fréquence caractéristique F_β à laquelle ε'' atteint un maximum. Ce point représente donc les pertes diélectriques maximales pour cette région de dispersion. Quant à la permittivité ε', elle diminue rapidement autour de F_β. Une fois la fréquence caractéristique dépassée, ε' et ε'' diminuent tous les deux, indiquant une polarisation de plus en plus faible. Comme ε'' est multiplié par ω dans l'expression (1.10), σ' continue tout de même d'augmenter.

Malgré la diminution de ε', la densité de courant de déplacement $\boldsymbol{J}_{\mathrm{d}}'^*$ augmente et on observe une augmentation du courant à l'intérieur du milieu intracellulaire. Les fréquences utilisées dans la région de dispersion β contribuent ainsi à diminuer l'impédance de la membrane cellulaire.

1.4.3 Dispersion γ

La dispersion γ se produit principalement dans la région des fréquences micro-ondes (MHz-GHz). À ces fréquences, les dipôles électriques des molécules dipolaires n'ont pas le temps

de se polariser. On observe à nouveau un déphasage entre $\boldsymbol{P}^*$ et $\boldsymbol{E}^*$. ε'' augmente jusqu'à la fréquence caractéristique F_γ pour laquelle les pertes diélectriques maximales sont atteintes. L'augmentation de ε'' entraîne une croissance de σ'. Une fois la fréquence F_γ dépassée, ε'' diminue. La permittivité ε' subit, quant à elle, une décroissance maximale autour de F_γ pour ensuite diminuer plus lentement.

Dans la région de dispersion γ, on considère que l'impédance des membranes cellulaires est très faible. Celles-ci sont pratiquement court-circuitées. Malgré la faible valeur de ε', ω vient tout de même faire augmenter la densité de courant de déplacement $\boldsymbol{J}_{\mathrm{d}}'^*$.

Pour des fréquences supérieures à 1 GHz, la dispersion γ est surtout caractérisée par la relaxation des molécules d'eau. Comme celles-ci constituent la composante principale de tous les tissus, on assiste à des pertes diélectriques très importantes autour de la fréquence caractéristique F_γ de l'eau (environ 20 GHz). La valeur de ε' diminue alors que celles de ε'' et σ' augmentent de façon importante. L'augmentation résultante de $\boldsymbol{J}_{\mathrm{c}}'^*$ entraîne alors un échauffement des tissus.

1.5 Modélisation de la conductivité

On peut représenter un phénomène de relaxation ainsi que la dispersion diélectrique correspondante par un filtre du premier ordre. En utilisant une telle approximation, on arrive au modèle de Debye, que nous présentons à la section suivante. Celui-ci fut développé originalement pour modéliser le phénomène de relaxation dipolaire (voir la section 1.2.3) et la dispersion diélectrique γ correspondante. Par la suite, nous présentons le modèle de Cole, qui généralise celui de Debye. Il est important de noter que ces deux modèles ne tiennent compte que d'une région de dispersion. Les tissus biologiques sont complexes et en comportent plusieurs. La dernière section traite d'un modèle de Cole plus général, incorporant quatre régions de dispersion.

1.5.1 Modèle de Debye

Pour une fonction échelon $u(t)$ du champ électrique ($\boldsymbol{E} = \boldsymbol{E}_0 u(t)$), on obtient, en utilisant l'expression (1.2),

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{u}}(t) = \varepsilon_0(\varepsilon - 1)\boldsymbol{E}_0 u(t). \tag{1.12}$$

Deux phénomènes se produisent à l'application du champ électrique. D'une part, le nuage électronique des molécules se polarise instantanément. Ce phénomène de très haute fréquence (temps de réponse très court), noté par $\boldsymbol{P}_\infty$, persiste pendant tout le temps de l'application de $\boldsymbol{E}$. D'autre part, avec un temps de réponse plus long τ_{c}, les dipôles s'alignent ou se déforment dans la direction et le sens de $\boldsymbol{E}$. Cette polarisation est plus importante en amplitude que la précédente. Elle s'additionne à $\boldsymbol{P}_\infty$ pour atteindre, au bout d'un certain temps, une polarisation totale $\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}}$. L'équation (1.12) devient

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{u}}(t) = \boldsymbol{P}_\infty u(t) + (\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}} - \boldsymbol{P}_\infty)\left(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}}\right)u(t), \tag{1.13}$$

où τ_{c} représente le temps de relaxation caractéristique, l'inverse de $\omega_{\mathrm{c}} = 2\pi \mathrm{f}_{\mathrm{c}}$, la fréquence caractéristique angulaire.

Les polarisations $\boldsymbol{P}_\infty$ et $\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}}$ sont données par

$$\boldsymbol{P}_\infty = \varepsilon_0(\varepsilon_\infty - 1)\boldsymbol{E}_0, \tag{1.14}$$

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}} = \varepsilon_0(\varepsilon_{\mathrm{s}} - 1)\boldsymbol{E}_0, \tag{1.15}$$

où ε_∞ et ε_{s} sont des valeurs réelles représentant la permittivité relative à très haute et à très basse fréquences respectivement.

Sachant qu'en appliquant un échelon $u(t)$, on obtient une réponse $g(t)$, la réponse à une impulsion $\delta(t) = \partial u(t)/\partial t$ sera donnée par $h(t) = \partial g(t)/\partial t$ (Ambardar, 1995). Dans le cas de l'équation (1.13), on obtient la réponse impulsionnelle suivante :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{P}_{\mathrm{h}}(t) &= \frac{\partial \boldsymbol{P}_{\mathrm{u}}(t)}{\partial t} \\ &= \boldsymbol{P}_{\infty}\delta(t) + (\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}} - \boldsymbol{P}_{\infty})\,\delta(t) \\ &\quad + (\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}} - \boldsymbol{P}_{\infty})\,\frac{\mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}}}{\tau_{\mathrm{c}}}u(t) - (\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}} - \boldsymbol{P}_{\infty})\,\mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}}\delta(t) \\ &= \boldsymbol{P}_{\infty}\delta(t) + (\boldsymbol{P}_{\mathrm{s}} - \boldsymbol{P}_{\infty})\,\frac{\mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}}}{\tau_{\mathrm{c}}}u(t). \end{aligned} \tag{1.16}$$

En dérivant l'équation (1.12) par rapport au temps, on obtient également

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{h}}(t) = \varepsilon_0(\varepsilon - 1)\boldsymbol{E}_0\delta(t). \tag{1.17}$$

En substituant les expressions (1.14), (1.15) et (1.17) dans l'équation (1.16), on trouve

$$\begin{aligned} \varepsilon_0(\varepsilon - 1)\boldsymbol{E}_0\delta(t) &= \varepsilon_0(\varepsilon_{\infty} - 1)\boldsymbol{E}_0\delta(t) \\ &\quad + (\varepsilon_0(\varepsilon_{\mathrm{s}} - 1)\boldsymbol{E}_0 - \varepsilon_0(\varepsilon_{\infty} - 1)\boldsymbol{E}_0)\,\frac{\mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}}}{\tau_{\mathrm{c}}}u(t) \end{aligned} \tag{1.18}$$

$$(\varepsilon - 1)\delta(t) = (\varepsilon_{\infty} - 1)\delta(t) + ((\varepsilon_{\mathrm{s}} - 1) - (\varepsilon_{\infty} - 1))\,\frac{\mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}}}{\tau_{\mathrm{c}}}u(t) \tag{1.19}$$

$$\varepsilon\delta(t) = \varepsilon_{\infty}\delta(t) + (\varepsilon_{\mathrm{s}} - \varepsilon_{\infty})\frac{\mathrm{e}^{-t/\tau_{\mathrm{c}}}}{\tau_{\mathrm{c}}}u(t). \tag{1.20}$$

On effectue la transformée de Fourier sur l'équation (1.20) afin de se ramener à un cas de régime sinusoïdal permanent et d'obtenir la fonction de transfert. Cela conduit à l'équation de Debye (1929) représentant la permittivité relative complexe ε^* :

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_{\mathrm{s}} - \varepsilon_{\infty}}{1 + \mathrm{j}\omega\tau_{\mathrm{c}}}. \tag{1.21}$$

On remarque que $\varepsilon^*(\infty) = \varepsilon_{\infty}$ et $\varepsilon^*(0) = \varepsilon_{\mathrm{s}}$.

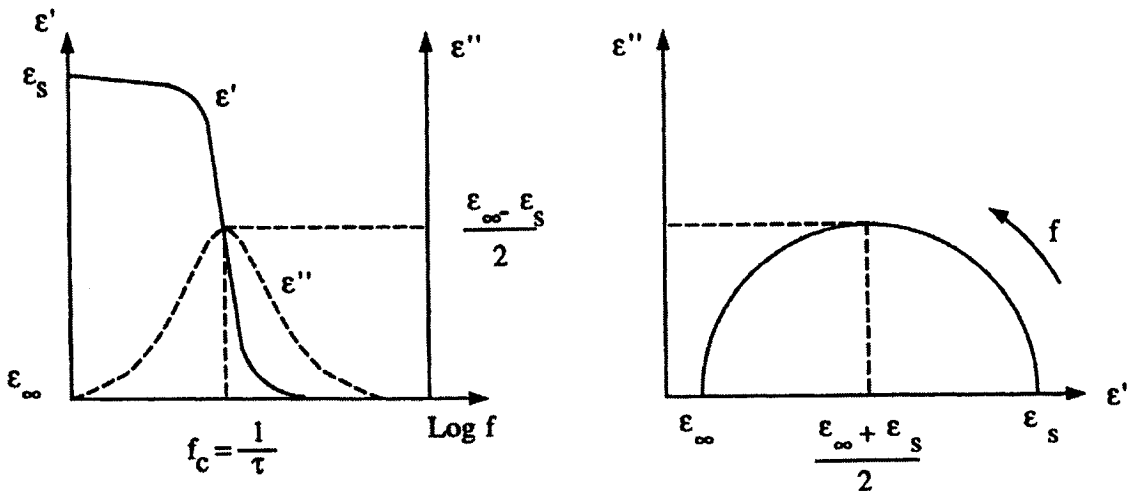


Figure 1.2 À gauche, parties réelle et imaginaire de la permittivité relative de Debye en fonction de la fréquence. À droite, partie imaginaire en fonction de la partie réelle. Source : Rigaud *et al.* (1996).

Les parties réelle et imaginaire de $\varepsilon^*(\omega)$ sont déduites de (1.21) et sont données par

$$\varepsilon'(\omega) = \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (\omega\tau_c)^2} + \varepsilon_\infty, \tag{1.22}$$

$$\varepsilon''(\omega) = \omega\tau_c \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (\omega\tau_c)^2}. \tag{1.23}$$

La partie gauche de la figure 1.2 montre la partie réelle ε' et la partie imaginaire ε'' de ε^* en fonction du logarithme de la fréquence. On observe la diminution rapide de ε' ainsi que la valeur maximale de ε'' à la fréquence caractéristique f_c. L'équation de la permittivité de Debye semble donc bien modéliser la dispersion discutée à la section 1.4.

En traçant la partie imaginaire ε'' en fonction de la partie réelle ε', on obtient ce qu'on appelle un *diagramme d'Argand*. Comme le montre la partie droite de la figure 1.2, dans le cas de l'équation de Debye, le diagramme d'Argand donne un arc de cercle dont le centre se situe sur l'axe ε' à $(\varepsilon_\infty + \varepsilon_s)/2$. La fréquence augmente selon la direction de la flèche.

Afin d'obtenir le modèle de Debye de la conductivité complexe, il suffit de remplacer l'expression (1.21) dans l'équation (1.8) :

$$\sigma_{\mathrm{d}}^{*}(\omega) = \sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0 \left[\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_\mathrm{s} - \varepsilon_\infty}{1 + (\mathrm{j}\omega\tau_\mathrm{c})}\right]. \tag{1.24}$$

Ce qui distingue les tissus entre eux sont ce qu'on appelle les *paramètres de Debye* : σ, ε_∞, ε_s et τ_c.

1.5.2 Modèle de Cole

Cole et Cole (1941) ont remarqué que les résultats présentés dans la littérature ne correspondaient pas tout à fait au modèle de Debye. Les diagrammes d'Argand de la permittivité relative montraient bien un arc de cercle tel que prédit par l'équation de Debye. Cependant, selon le tissu, l'arc de cercle était décalé par rapport à ε'', c'est-à-dire qu'il ne correspondait pas à un arc de 180°. Le centre du cercle ne se trouvait pas sur l'axe ε' mais plus bas.

Cela s'explique par la complexité des tissus biologiques. Pour un même phénomène de relaxation, plusieurs facteurs contribuent à la dispersion diélectrique correspondante. Par exemple, dans le cas de la relaxation dipolaire, des molécules de différentes tailles et formes sont polarisées. Cela implique, pour une même région de dispersion, plusieurs temps de relaxation τ plutôt qu'un seul prédit par le modèle de Debye.

Pour une même région de dispersion, Cole et Cole (1941) ont proposé d'utiliser une fonction de distribution des temps de relaxation $p_\mathrm{c}(\tau)$ donnée par

$$p_\mathrm{c}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \frac{\sin(\alpha\pi)}{\cosh[(1-\alpha)\ln(\tau/\tau_\mathrm{c})] - \cos(\alpha\pi)}. \tag{1.25}$$

Cette fonction dépend du temps de relaxation τ et du paramètre de distribution α (à différencier de la dispersion α). Ce dernier varie entre 0 et 1. τ_c représente le temps de relaxation moyen. La figure 1.3 montre les courbes de distribution obtenues pour $\tau_\mathrm{c} = 1$ μs et différentes

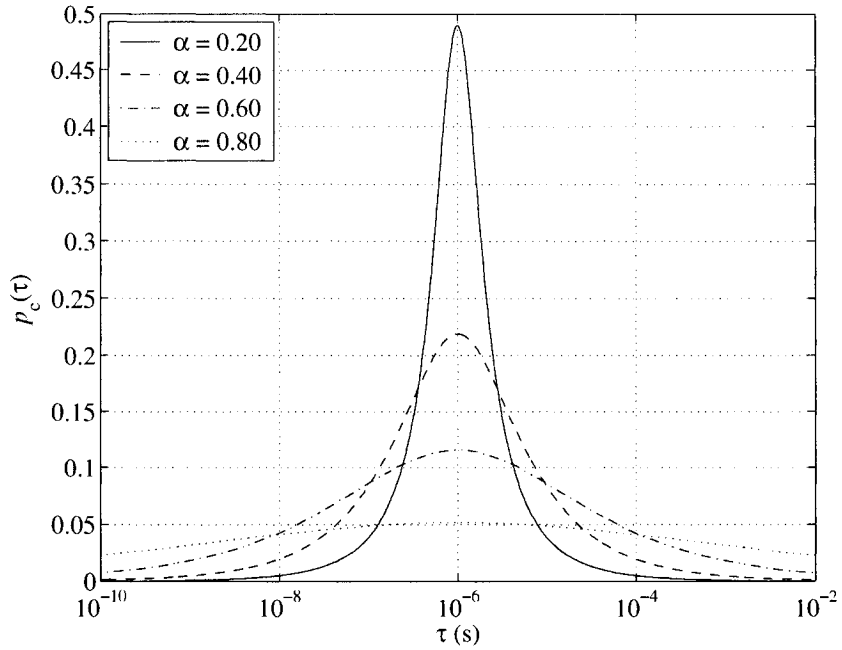


Figure 1.3 Courbes de distribution des temps de relaxation pour $\tau_c = 1$ μs et différentes valeurs de α.

valeur de α. On remarque que plus la valeur de α augmente, plus la distribution des temps de relaxation s'élargit.

En tenant compte du paramètre de distribution α, l'équation de la permittivité de Debye (1.21) devient

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau_c)^{(1-\alpha)}}. \tag{1.26}$$

On remarque dans cette dernière équation que pour $\alpha = 0$, on retrouve l'équation de Debye (1.21). L'équation (1.26) peut donc être considérée comme une généralisation du modèle de Debye.

La figure 1.4 montre le diagramme d'Argand que l'on obtient pour l'équation de Cole. On a tenu compte ici du terme σ dans la partie réelle ε'' et les axes ont été normalisés. On observe que l'arc de cercle est décalé par rapport à celui (en tirets) correspondant au diagramme d'Argand de l'équation de Debye ($\alpha = 0$). Il est important de souligner que les valeurs de ε_s et ε_∞ sont les mêmes dans les deux cas. Le terme $(1 - \alpha)\pi/2$ représente l'angle entre le

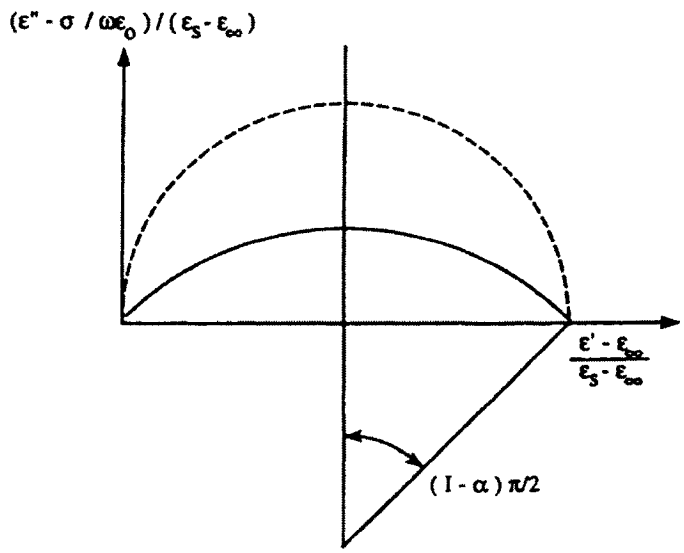


Figure 1.4 Partie imaginaire en fonction de la partie réelle de la permittivité relative de Cole. Source : Rigaud *et al.* (1996).

point pour lequel ε'' est à son maximum, c'est-à-dire à la fréquence caractéristique moyenne ($f_c = 1/(2\pi\tau_c)$), et le point où l'arc coupe l'axe ε'. Le terme α permet donc de décaler l'arc de cercle vers le bas. Plus α s'approche de 1, plus l'arc de cercle tend vers une droite horizontale reliant ε_s et ε_∞. En d'autres mots, plus α tend vers 1, plus la composante imaginaire ε'' est faible par rapport à la composante réelle ε'.

De la même façon que pour le modèle de Debye, on obtient le modèle de Cole de la conductivité en remplaçant l'expression (1.26) dans l'équation (1.8) :

$$\sigma_c^*(\omega) = \sigma + j\omega\varepsilon_0 \left[\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau_c)^{(1-\alpha)}}\right]. \tag{1.27}$$

Les paramètres suivants sont appelés *paramètres de Cole* : σ, ε_∞, ε_s, τ_c et α. Comme dans le cas du modèle de Debye, ils permettent de distinguer les tissus entre eux.

1.5.3 Modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion

Le modèle de Cole (1.27) ne modélise qu'une seule région de dispersion. Gabriel *et al.* (1996c) l'ont généralisé à quatre régions :

$$\sigma_{\mathrm{g}}^{*}(\omega) = \sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0 \left[\varepsilon_\infty + \sum_{i=1}^{4} \frac{\Delta\varepsilon_i}{1 + (\mathrm{j}\omega\tau_i)^{(1-\alpha_i)}} \right], \tag{1.28}$$

où $\Delta\varepsilon_i = \varepsilon_{\mathrm{s}_i} - \varepsilon_\infty$. $\varepsilon_{\mathrm{s}_i}$ est la permittivité relative pour $\omega\tau_i \ll 1$ et ε_∞, la permittivité relative pour $\omega\tau_i \gg 1$. Les régions associées à ce modèle ne correspondent pas nécessairement aux régions de dispersion α, β et γ. En fait, comme le soulignent les auteurs, la valeur de chacun des paramètres pris indépendamment n'a aucune signification. L'important est que la courbe définie par l'ensemble de ces paramètres approxime bien la courbe de conductivité obtenue expérimentalement.

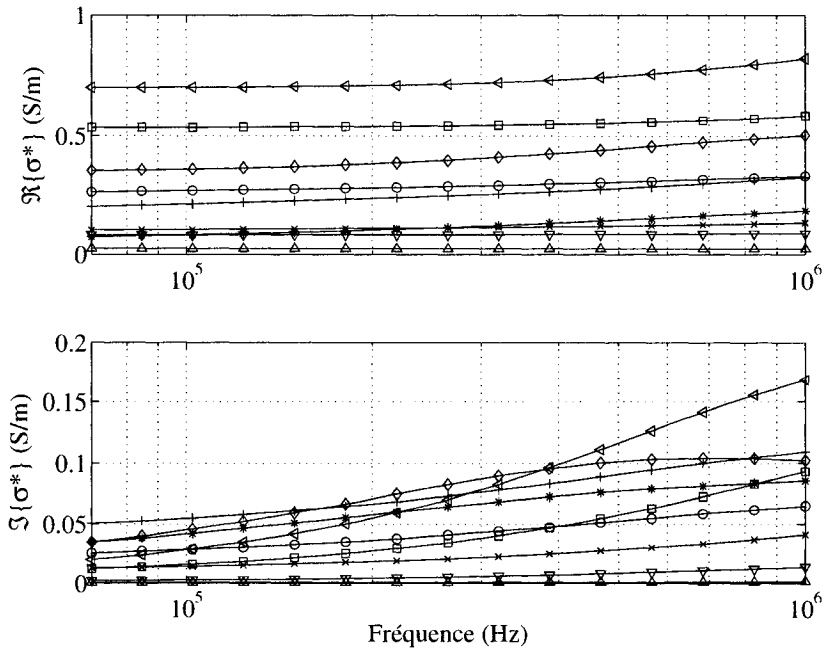
Les auteurs ont effectué une revue exhaustive de la littérature sur les propriétés diélectriques des tissus biologiques (Gabriel *et al.*, 1996a). Afin de compléter les données manquantes sur certaines plages de fréquence, ils ont effectué des mesures supplémentaires (Gabriel *et al.*, 1996b). Enfin, ils ont estimé les paramètres de Cole de différents tissus en utilisant leur modèle (Gabriel *et al.*, 1996c; Gabriel et Gabriel, 1999). Le tableau 1.1 donne les paramètres qu'ils ont obtenus pour les principaux tissus thoraciques : poumon dégonflé, poumon gonflé, cœur, foie, estomac, muscle, os spongieux, tissu adipeux mammaire et sang.

En utilisant les paramètres de ce tableau, on obtient les courbes des parties réelle et imaginaire des profils de conductivité présentées à la figure 1.5(a). Les fréquences utilisées pour tracer ces courbes se situent entre 70 kHz et 1 MHz, ce qui correspond aux limites inférieure et supérieure de la plage de fréquences du système de TIE-MF développé. Comme il est difficile d'observer une différence entre les tissus, on trace le diagramme d'Argand de la figure 1.5(b). Cette représentation permet de mieux distinguer les tissus. Elle montre également qu'il est possible de différencier les tissus en considérant à la fois les parties réelle et imaginaire de leur profil.

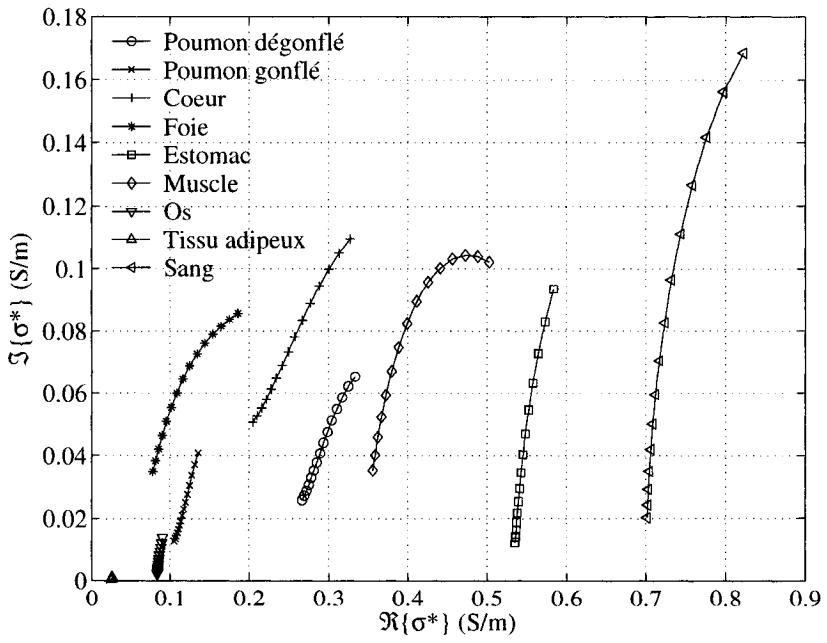
Tableau 1.1 Paramètres de Cole des tissus thoraciques.

	Paramètres de Cole						
Tissu	σ (S/m)	ε_∞	$\Delta\varepsilon_1$	τ_1 (ps)	α_1	$\Delta\varepsilon_2$	τ_2 (ns)
Poumon dégonflé	0.200	4.000	45.00	7.958	0.100	1000	159.155
Poumon gonflé	0.030	2.500	18.00	7.958	0.100	500	63.662
Cœur	0.050	4.000	50.00	7.958	0.100	1200	159.155
Foie	0.020	4.000	39.00	8.842	0.100	6000	530.516
Estomac	0.500	4.000	60.00	7.958	0.100	2000	79.577
Muscle	0.200	4.000	50.00	7.234	0.100	7000	353.678
Os	0.070	2.500	18.00	13.263	0.220	300	79.577
Tissu adipeux	0.010	2.500	3.00	17.680	0.100	15	63.660
Sang	0.700	4.000	56.00	8.377	0.100	5200	132.629
	α_2	$\Delta\varepsilon_3$	τ_3 (μs)	α_3	$\Delta\varepsilon_4$	τ_4 (ms)	α_4
Poumon dégonflé	0.100	5.00×10^5	159.155	0.200	1.00×10^7	15.915	0.000
Poumon gonflé	0.100	2.50×10^5	159.155	0.200	4.00×10^7	7.958	0.000
Cœur	0.050	4.50×10^5	72.343	0.220	2.50×10^7	4.547	0.000
Foie	0.200	5.00×10^4	22.736	0.200	3.00×10^7	15.915	0.050
Estomac	0.100	1.00×10^5	159.155	0.200	4.00×10^7	15.915	0.000
Muscle	0.100	1.20×10^6	318.310	0.100	2.50×10^7	2.274	0.000
Os	0.250	2.00×10^4	159.155	0.200	2.00×10^7	15.915	0.000
Tissu adipeux	0.100	5.00×10^4	454.700	0.100	2.00×10^7	13.260	0.000
Sang	0.100	0.00	-	-	0.00	-	-

Source : Gabriel et Gabriel (1999).



(a)



(b)

Figure 1.5 (a) Parties réelle et imaginaire des profils de conductivité des tissus thoraciques, et (b) diagramme d'Argand correspondant. Les fréquences utilisées sont entre 70 kHz et 1 MHz.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que la conductivité des tissus biologiques varie en fonction de la fréquence. Cette variation est due à des changements dans la polarisation des membranes cellulaires et des molécules dipolaires. À mesure que la fréquence augmente, différents mécanismes de relaxation entraînent un déphasage et une diminution de cette polarisation. Ces changements se reflètent alors dans la conductivité et la permittivité électriques sous forme de dispersions : on observe une augmentation de la conductivité et une diminution de la permittivité.

À la section 1.5, nous avons présenté différents modèles de la conductivité tissulaire. Chacun possède un certain nombre de paramètres permettant de déterminer le profil de conductivité d'un tissu biologique. À partir d'un certain profil, il est possible, à l'inverse, de déterminer les paramètres correspondants. Les travaux de Gabriel *et al.* (1996c) montrent que les tissus thoraciques possèdent des profils de conductivité et des paramètres distincts. Ainsi, il serait possible d'identifier un tissu à partir de ses paramètres ou de son profil de conductivité. En se basant sur cette hypothèse, on peut donc s'attendre à ce que les images de TIE-MF permettent de distinguer les différents tissus du thorax et éventuellement de détecter l'œdème pulmonaire.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION DE LA CONDUCTIVITÉ EN TIE-MF

La reconstruction d'images paramétriques en TIE-MF doit se baser sur un modèle approximant le comportement fréquentiel de la conductivité électrique des tissus biologiques. Si ce modèle est erroné, l'image obtenue ne sera pas représentative de la réalité. Ainsi, avant de développer des méthodes de reconstruction, on doit s'assurer que le modèle choisi est fidèle au comportement fréquentiel des tissus.

Les modèles présentés au chapitre précédent ne sont pas utilisés en TIE-MF. En général, les auteurs utilisent plutôt des variantes du modèle de Cole. Ces variantes sont présentées dans la première section de ce chapitre. Comme ces modèles sont relativement complexes, nous proposons, dans la deuxième section, deux modèles plus simples. Les modèles de la littérature ainsi que les modèles proposés sont ensuite comparés entre eux à la troisième section. L'objectif est de trouver le modèle le plus approprié pour produire des images thoraciques de TIE-MF en fonction des fréquences d'opération de notre système. Enfin, la dernière section présente les paramètres du modèle retenu pour les tissus thoraciques de la section 1.5.3.

2.1 Revue de la littérature

On trouve trois variantes du modèle de Cole dans la littérature sur la TIE-MF : le modèle de la conductivité, le modèle de la résistivité et le modèle de l'impédance. Les sections qui suivent présentent chacun de ces modèles ainsi que les différences et équivalences qui subsistent entre eux et le modèle de Cole présenté à la section 1.5.2.

2.1.1 Modèle de la conductivité

Le modèle de la conductivité est utilisé par plusieurs auteurs (Brandstätter *et al.*, 2001, 2003; Mayer *et al.*, 2006; Shallof et Barber, 1996a,b). Il a la forme suivante :

$$\sigma_{\mathrm{v}}^{*}(\omega) = \sigma_{\infty} + \frac{\sigma_{\mathrm{s}} - \sigma_{\infty}}{1 + (\mathrm{j}\omega\tau_{\sigma})^{(1-\alpha_{\sigma})}}. \tag{2.1}$$

Les paramètres de ce modèle sont σ_{∞}, σ_{s}, τ_{σ} et α_{σ}.

En comparant les équations (1.27) et (2.1), on remarque qu'elles ne sont pas équivalentes. En fait, en réécrivant l'équation (1.27) du modèle de Cole, on obtient

$$\sigma_{\mathrm{c}}^{*}(\omega) = (\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\infty}) + \frac{(\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\mathrm{s}}) - (\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\infty})}{1 + (\mathrm{j}\omega\tau_{\mathrm{c}})^{(1-\alpha)}}. \tag{2.2}$$

Les équations (2.1) et (1.27) seraient donc équivalentes si

$$\sigma_{\infty} = \sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\infty}, \tag{2.3}$$

$$\sigma_{\mathrm{s}} = \sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\mathrm{s}}, \tag{2.4}$$

ce qui n'est pas le cas puisque σ_{∞} et σ_{s} sont des valeurs réelles et ne dépendent pas de la fréquence.

2.1.2 Modèle de la résistivité

Le modèle de la résistivité, utilisé par certains auteurs (Griffiths et Jossinet, 1994; Griffiths, 1995; Fitzgerald *et al.*, 1998), est donné par

$$\rho_{\mathrm{v}}^{*}(\omega) = \rho_{\infty} + \frac{\rho_{\mathrm{s}} - \rho_{\infty}}{1 + (\mathrm{j}\omega\tau_{\rho})^{(1-\alpha_{\rho})}}. \tag{2.5}$$

Les paramètres du modèle sont ρ_{∞}, ρ_{s}, τ_{ρ} et α_{ρ}.

On peut montrer que ce modèle est équivalent à celui de la conductivité (2.1). En effet, en effectuant les substitutions

$$\sigma_{\mathrm{v}}^{*} = 1/\rho_{\mathrm{v}}^{*}, \tag{2.6}$$

$$\sigma_{\infty} = 1/\rho_{\infty}, \tag{2.7}$$

$$\sigma_{\mathrm{s}} = 1/\rho_{\mathrm{s}}, \tag{2.8}$$

$$\alpha_{\sigma} = \alpha_{\rho}, \tag{2.9}$$

on trouve

$$\tau_{\rho} = \tau_{\sigma} \left(\frac{\sigma_{\infty}}{\sigma_{\mathrm{s}}} \right)^{\frac{1}{1-\alpha_{\sigma}}}. \tag{2.10}$$

Les modèles de la conductivité et de la résistivité vont donc donner la même courbe de conductivité avec, cependant, des paramètres différents.

2.1.3 Modèle de l'impédance

Le modèle de l'impédance est le plus utilisé dans la littérature (Brown *et al.*, 1994a,b, 1995a, 1996; Casas *et al.*, 1999, 2000; Fitzgerald *et al.*, 1997; Hampshire *et al.*, 1995a; Jossinet et Trillaud, 1992; Jossinet *et al.*, 1993; Lu *et al.*, 1995, 1996; Marven *et al.*, 1996; Rigaud *et al.*, 1995; Smallwood et Hampshire, 1995; Zhao *et al.*, 1996). Il est donné par l'expression suivante :

$$Z_{\mathrm{v}}^{*}(\omega) = R_{\infty} + \frac{R_{\mathrm{s}} - R_{\infty}}{1 + (\mathrm{j}\omega\tau_{\mathrm{z}})^{(1-\alpha_{\mathrm{z}})}}. \tag{2.11}$$

Pour ce modèle, les paramètres sont R_{∞}, R_{s}, τ_{z} and α_{z}.

On constate que les équations (2.11) et (2.5) sont équivalentes. Elles diffèrent seulement par des dimensions physiques. Comme le modèle de la résistivité est équivalent à celui de la conductivité, le modèle de l'impédance est donc également équivalent au modèle de la conductivité.

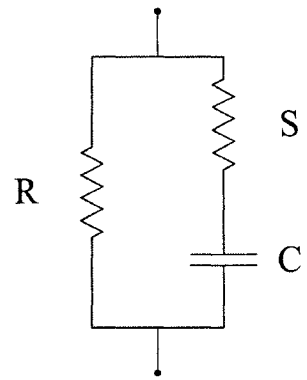


Figure 2.1 Modèle électrique *R-S-C*. Source : Brown *et al.* (1994b).

La majorité des auteurs utilisant l'expression (2.11) lui associent le modèle électrique représenté à la figure 2.1 et comportant une résistance R en parallèle avec une connexion série d'une résistance S et d'un condensateur C. R représente la résistance du milieu extracellulaire, S, la résistance du milieu intracellulaire et C, la capacité de la membrane cellulaire. Les auteurs remplacent les paramètres R_∞, R_s et τ_z de l'équation (2.11) par

$$R_\infty = R \parallel S = \frac{RS}{R+S}, \tag{2.12}$$

$$R_\mathrm{s} = R, \tag{2.13}$$

$$\tau_\mathrm{z} = (R+S)C, \tag{2.14}$$

pour obtenir

$$Z_\mathrm{v}^*(\omega) = \frac{RS}{R+S} + \frac{R - \frac{RS}{R+S}}{1 + (\mathrm{j}\omega(R+S)C))^{(1-\alpha_\mathrm{z})}}. \tag{2.15}$$

Comme R_∞ représente la résistance à très haute fréquence, le condensateur est court-circuité et cette résistance est équivalente à la combinaison parallèle de R et S. R_s représentant la résistance à très basse fréquence, le condensateur agit comme un circuit ouvert et $R_\mathrm{s} = R$.

On notera que le terme α_z n'est pas présent dans le modèle *R-S-C* de la figure 2.1. En développant l'impédance équivalente de ce modèle et en utilisant les substitutions (2.12), (2.13) et (2.14), on trouve

$$Z_\mathrm{v}^*(\omega) = R_\infty + \frac{R_\mathrm{s} - R_\infty}{1 + \mathrm{j}\omega\tau_\mathrm{z}}, \tag{2.16}$$

ce qui est une variante du modèle de Debye (1.24) et non une variante du modèle de Cole.

Pour obtenir l'expression (2.15), on doit d'abord tenir compte de α_z dans l'impédance de C. Au lieu d'utiliser $1/(j\omega C)$, on prend $1/((j\omega)^{(1-\alpha_z)}C)$. Dans cette dernière expression, on constate que le déphasage associé à C est variable selon α_z. Pour $\alpha_z = 0$, on obtient une capacitance pure, alors que pour $\alpha_z = 1$, on obtient une résistance pure. On appelle cette expression la *pseudo-capacitance membranaire* (Rigaud *et al.*, 1996).

Cependant, malgré l'utilisation de cette capacitance, l'expression obtenue en développant l'impédance équivalente du modèle R-S-C est

$$Z_v^*(\omega) = \frac{RS}{R+S} + \frac{R - \frac{RS}{R+S}}{1 + (j\omega)^{(1-\alpha_z)}(R+S)C}, \tag{2.17}$$

et n'est donc pas égale à l'expression (2.15).

Pour obtenir une telle égalité, il faudrait remplacer l'expression (2.14) par

$$\tau_z = ((R+S)C)^{\left(\frac{1}{1-\alpha}\right)}. \tag{2.18}$$

Les auteurs n'utilisent cependant pas cette dernière expression et commettent une erreur en ne tenant pas compte de α_z dans le terme τ_z.

2.1.4 Discussion

On remarque que les auteurs en TIE-MF utilisent des modèles mathématiquement équivalents. On peut cependant se demander pourquoi ces auteurs n'ont pas choisi le modèle de Cole de la section 1.27. Ce dernier présente évidemment un paramètre supplémentaire et augmente donc le temps de calcul. Cependant, il constitue le modèle original sur lequel les variantes ont été dérivées. De plus, il n'est pas équivalent à celles-ci. Il se pourrait que ce modèle représente mieux le profil de conductivité des tissus biologiques que ses variantes.

Les différents modèles présentés jusqu'à maintenant sont relativement complexes. En se limitant à l'application visée ainsi qu'aux spécifications du système de TIE-MF développé, d'autres modèles plus simples pourraient être utilisés et donner des profils de conductivité tout aussi sinon plus satisfaisants.

2.2 Modèles proposés

Deux modèles sont proposés dans le cadre de ce projet : le modèle linéaire et le modèle quadratique. Le premier est donné par

$$\begin{aligned} \sigma_{\mathrm{l}}^*(\omega) &= (P_{1\mathrm{r}} \cdot s(\omega) + P_{0\mathrm{r}}) + \mathrm{j}\,(P_{1\mathrm{i}} \cdot s(\omega) + P_{0\mathrm{i}}) \\ &= P_1^* \cdot s(\omega) + P_0^*, \end{aligned} \tag{2.19}$$

pour lequel les paramètres sont $P_{1\mathrm{r}}$, $P_{0\mathrm{r}}$, $P_{1\mathrm{i}}$ et $P_{0\mathrm{i}}$, ou P_1^* et P_0^* dans le domaine complexe.

Le modèle quadratique est défini par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \sigma_{\mathrm{q}}^*(\omega) &= \left(P_{2\mathrm{r}} \cdot s^2(\omega) + P_{1\mathrm{r}} \cdot s(\omega) + P_{0\mathrm{r}}\right) + \mathrm{j}\left(P_{2\mathrm{i}} \cdot s^2(\omega) + P_{1\mathrm{i}} \cdot s(\omega) + P_{0\mathrm{i}}\right) \\ &= P_2^* \cdot s^2(\omega) + P_1^* \cdot s(\omega) + P_0^*. \end{aligned} \tag{2.20}$$

Les paramètres de ce modèle sont $P_{2\mathrm{r}}$, $P_{1\mathrm{r}}$, $P_{0\mathrm{r}}$, $P_{2\mathrm{i}}$, $P_{1\mathrm{i}}$ et $P_{0\mathrm{i}}$, ou P_2^*, P_1^* et P_0^* dans le domaine complexe.

La fonction $s(\omega)$ consiste en une mise à l'échelle de la fréquence ω :

$$s(\omega) = \frac{\omega - \mathrm{E}\left[\boldsymbol{\omega}\right]}{\sqrt{\mathrm{Var}\left[\boldsymbol{\omega}\right]}}, \tag{2.21}$$

où E[$\boldsymbol{\omega}$] et Var[$\boldsymbol{\omega}$] représentent respectivement la moyenne et la variance des fréquences utilisées par le système de TIE-MF. Les paramètres P_0^*, P_1^* et P_2^* sont donc associés à la valeur constante, à la pente et à la courbure du profil de conductivité en fonction de la fréquence.

Bien qu'ils soient respectivement linéaire et quadratique par rapport à $s(\omega)$, on remarque que les modèles représentés par les équations (2.19) et (2.20) sont linéaires par rapport aux paramètres. Cela constitue un atout pour les méthodes de reconstruction paramétriques, comme il en sera question à la section 3.2.1.2.

2.3 Comparaison des modèles

Dans cette section, nous comparons les deux modèles proposés σ_{l}^* et σ_{q}^*, le modèle de la conductivité σ_{v}^*, équivalent aux modèles de la résistivité et de l'impédance et utilisé en TIE-MF, ainsi que le modèle de Cole σ_{c}^* présenté au chapitre 1. Bien que ce dernier ne soit pas utilisé en TIE-MF, il pourrait offrir un avantage par rapport à sa variante, le modèle de la conductivité. Le modèle de Debye est éliminé de la comparaison puisque celui de Cole en est une généralisation. Le modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion σ_{g}^*, quant à lui, comporte trop de paramètres comparativement aux autres modèles et pourrait difficilement être applicable à la TIE-MF. Il a donc été éliminé. Néanmoins, puisque les courbes de conductivité qu'il génère approximent bien les courbes expérimentales obtenues pour divers tissus biologiques (Gabriel *et al.*, 1996c), nous l'avons choisi comme modèle de référence.

2.3.1 Méthodologie

La comparaison des modèles s'effectue en ajustant le profil de conductivité de chacun des modèles retenus sur celui du modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion σ_{g}^*. Cet ajustement consiste à trouver les paramètres $\boldsymbol{p}$ (ou $\boldsymbol{p}^*$ en complexe) de $\hat{\sigma}^*$, représentant σ_{c}^*, σ_{v}^*, σ_{l}^* ou σ_{q}^*, qui minimise l'erreur carrée entre $\hat{\sigma}^*$ et σ_{g}^* pour les n_{f} fréquences d'opération du système de TIE-MF. Cette erreur est représentée par la fonction coût suivante :

$$\phi_{\mathrm{m}} = \frac{1}{2} \sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left\| \hat{\sigma}_f^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^* \right\|^2 . \tag{2.22}$$

Les fréquences d'opération du système sont présentées dans le tableau 4.8 de la section 4.2.1. L'ajustement des profils de conductivité a été fait pour les tissus thoraciques de la section 1.5.3 : poumon dégonflé, poumon gonflé, cœur, foie, estomac, muscle, os, tissu adipeux et sang.

En effectuant l'ajustement, on obtient les paramètres des modèles retenus pour chaque tissu. On calcule ensuite l'erreur relative moyenne entre le profil de conductivité de $\hat{\sigma}^*$ et celui de σ_g^* pour chaque modèle et chaque tissu. Par la suite, on utilise un test statistique pour déterminer s'il existe une différence significative entre les modèles. Les modèles qui présentent une telle différence ne sont pas retenus.

Selon que $\hat{\sigma}^*$ est linéaire ou non par rapport à ses paramètres, l'approche utilisée est différente. Pour les modèles non linéaires, l'ajustement s'effectue par un processus itératif. Ce processus nécessite un point de départ. Afin d'évaluer la robustesse des modèles à un changement de point de départ, on procède en deux étapes. Dans un premier temps, on cherche, parmi plusieurs valeurs de paramètres, celles qui offrent le plus faible coût selon l'équation (2.22). En d'autres mots, on effectue une recherche du domaine associé aux paramètres. On offre ainsi la chance aux modèles non linéaires de s'approcher le plus possible de σ_g^*. On effectue ensuite l'ajustement en prenant les valeurs des paramètres obtenues. Ces paramètres sont également utilisés dans la deuxième étape. Celle-ci consiste à refaire l'ajustement précédent en prenant comme point de départ les valeurs de paramètres d'un tissu différent de celui pour lequel l'ajustement est effectué.

Pour obtenir la solution, le nombre d'itérations n'a pas été limité et le critère d'arrêt a été fixé à une différence de coût ϕ_m entre deux itérations inférieure à 1×10^{-15}. Dans le cas des modèles linéaires, l'ajustement s'effectue en une seule itération et ne nécessite pas de point de départ.

Il faut également souligner qu'aucune contrainte n'a été ajoutée aux méthodes proposées. Comme dans le cas de Gabriel *et al.* (1996c), l'important est de trouver les valeurs des

paramètres qui permettront d'obtenir le profil de conductivité qui s'approche le plus de celui donné par σ_{g}^*, et non des valeurs qui ont un sens physique.

Les sections qui suivent développent les méthodes utilisées pour ajuster les modèles non linéaires et linéaires. Elles présentent également le calcul d'erreur et le test statistique utilisés pour analyser les résultats.

2.3.1.1 Ajustement des modèles non linéaires

Dans le cas des modèles non linéaires (σ_{c}^* et σ_{v}^*), on trouve le minimum de la fonction 2.22 en dérivant celle-ci par rapport aux paramètres $\boldsymbol{p}$ de $\hat{\sigma}^*$ et en égalant cette dérivée à zéro :

$$\frac{\partial \phi_{\mathrm{m}}}{\partial \boldsymbol{p}} = \Re\left\{\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}}\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]^{T^*}\left[\hat{\sigma}_f^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^*\right]\right\} = \sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}}\Re\left\{\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]^{T^*}\left[\hat{\sigma}_f^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^*\right]\right\} = \mathbf{0}, \tag{2.23}$$

où T^* dénote la transposée complexe conjuguée et $\Re\{\cdot\}$, la partie réelle. Une justification de l'élimination de la partie imaginaire est donnée plus loin. Il est important de noter qu'on doit ici considérer l'expression $\partial\hat{\sigma}_f^*/\partial\boldsymbol{p}$ comme une dérivée d'un vecteur (unitaire) par rapport à un autre vecteur.

Comme cette dernière équation n'est pas linéaire par rapport à $\boldsymbol{p}$, on ne peut isoler ce terme. On linéarise donc l'équation par un développement en série de Taylor autour d'un point $\boldsymbol{p}_n$ près de la solution recherchée :

$$\frac{\partial \phi_{\mathrm{m}}}{\partial \boldsymbol{p}} = \left.\frac{\partial \phi_{\mathrm{m}}}{\partial \boldsymbol{p}}\right|_{\boldsymbol{p}_n} + \left.\frac{\partial^2 \phi_{\mathrm{m}}}{\partial \boldsymbol{p}^2}\right|_{\boldsymbol{p}_n}(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_n)\,. \tag{2.24}$$

On approxime le hessien $\partial^2\phi/\partial\boldsymbol{p}^2$ par

$$\frac{\partial^2 \phi_{\mathrm{m}}}{\partial \boldsymbol{p}^2} = \Re\left\{\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}}\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]^{T^*}\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]\right\} = \sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}}\Re\left\{\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]^{T^*}\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]\right\}. \tag{2.25}$$

Trois raisons justifient l'utilisation de la partie réelle des dérivées seulement. Premièrement, la fonction coût (2.22), bien que $\hat{\sigma}^*$ et σ_{g}^* soient complexes, fournit une valeur réelle. On devrait donc s'attendre à ce que ses dérivées soient réelles également. La fonction coût peut en effet s'écrire

$$\phi_{\mathrm{m}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left\| \begin{bmatrix} \Re\{\hat{\sigma}_f^*\} \\ \Im\{\hat{\sigma}_f^*\} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Re\{\sigma_{\mathrm{g},f}^*\} \\ \Im\{\sigma_{\mathrm{g},f}^*\} \end{bmatrix} \right\|^2, \tag{2.26}$$

ne fournissant qu'un résultat réel. $\Im\{\cdot\}$ représente la partie imaginaire. Deuxièmement, on peut démontrer que les dérivées (2.23) et (2.25) correspondent aux dérivées de la fonction coût réécrite (2.26). Enfin, en ne conservant que la partie réelle, on s'assure que les paramètres $\boldsymbol{p}$ obtenus sont réels.

Le développement mathématique se poursuit en combinant les équations (2.23), (2.24) et (2.25). On obtient

$$\begin{aligned} \frac{\partial \phi_{\mathrm{m}}}{\partial \boldsymbol{p}} = & \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \Re \left\{ \left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}} \right]^{T^*} \left[\hat{\sigma}_f^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^* \right] \right\} \right]_{\boldsymbol{p}_n} + \\ & \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \Re \left\{ \left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}} \right]^{T^*} \left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}} \right] \right\} \right]_{\boldsymbol{p}_n} (\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_n) = \mathbf{0}. \end{aligned} \tag{2.27}$$

On peut maintenant isoler $\boldsymbol{p}$, que l'on obtient par un processus itératif :

$$\boldsymbol{p}_{n+1} = \boldsymbol{p}_n - \Delta \boldsymbol{p}_n, \tag{2.28}$$

où

$$\begin{aligned} \Delta \boldsymbol{p}_n = & \left[\left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \Re \left\{ \left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}} \right]^{T^*} \left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}} \right] \right\} \right]_{\boldsymbol{p}_n} + \mu_n \mathrm{I} \right]^{-1} \times \\ & \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \Re \left\{ \left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}} \right]^{T^*} \left[\hat{\sigma}_f^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^* \right] \right\} \right]_{\boldsymbol{p}_n}. \end{aligned} \tag{2.29}$$

Méthode de Marquardt

1. On choisit un facteur ν par lequel μ_n sera multiplié ou divisé, par exemple $\nu = 10$.
2. On choisit un point de départ pour μ_n, par exemple $\mu_0 = 1 \times 10^{-2}$.
3. À chaque itération :
   (a) On calcule le coût ϕ_{m} de l'itération courante n pour μ_{n-1} et μ_{n-1}/ν, c'est-à-dire $\phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1})$ et $\phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1}/\nu)$.
   - Si $\phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1}/\nu) < \phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1})$ et $\phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1}/\nu) < \phi_{\mathrm{m},n-1}$, $\mu_n = \mu_{n-1}/\nu$.
   - Sinon, si $\phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1}) < \phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1}/\nu)$ et $\phi_{\mathrm{m},n}(\mu_{n-1}) < \phi_{\mathrm{m},n-1}$, $\mu_n = \mu_{n-1}$.
   - Sinon, on augmente μ_{n-1} en le multipliant par ν jusqu'à ce que, pour la plus petite valeur entière de w, $\phi_{\mathrm{m},n}(\nu^w \mu_{n-1}) < \phi_{\mathrm{m},n-1}$. On affecte $\mu_n = \nu^w \mu_{n-1}$. On peut fixer la valeur maximale de w, par exemple $w = 15$. Une fois que w atteint cette valeur, on suppose qu'un minimum est atteint.

   (b) On affecte $\phi_{\mathrm{m},n-1} = \phi_{\mathrm{m},n}(\mu_n)$.

Figure 2.2 Méthode de Marquardt.

Un terme de régularisation $\mu_n \mathbf{I}$ a été ajouté au hessien, où $\mathbf{I}$ représente la matrice identité et μ_n, le paramètre de régularisation. Ce terme permet d'assurer l'inversion du hessien. Il est ajusté à chaque itération. Pour un μ_n élevé, l'équation (2.28) se comporte comme une descente du gradient, alors que pour un μ_n faible, elle suit davantage la méthode de Newton (Fletcher, 1980). On ajuste μ_n selon la méthode de Marquardt (1963) présentée à la figure 2.2.

Il est important de noter que les paramètres $\boldsymbol{p}$ ne sont pas tous du même ordre de grandeur. Les paramètres σ de σ_{c}^* ainsi que σ_{s} et σ_∞ de σ_{v}^* sont positifs et habituellement inférieurs à 1. Le paramètre ε_{s} de σ_{c}^* est positif et peut être très élevé ($\sim 10^5$), alors que ε_∞ sera plutôt faible (~ 10). Pour les deux modèles σ_{c}^* et σ_{v}^*, la valeur des paramètres τ_{c} et τ_σ, est très faible ($\sim 10^{-7}$) alors que la valeur de α et α_σ varie entre 0 et 1. Étant donné ces différences, les gradients correspondant à chacun des paramètres ont des valeurs différentes. Par exemple, le gradient associé au paramètre τ_{c} ou τ_σ est élevé par rapport aux autres, de sorte que la diagonale du hessien possède une grande valeur pour ce paramètre. Le terme $\mu_n \mathbf{I}$ ne régularise donc pas ce dernier par un facteur équivalent à celui des autres paramètres.

Afin de corriger ce problème, on utilise la normalisation décrite par Marquardt (1963). En effectuant les substitutions

$$\boldsymbol{\delta} = \boldsymbol{p}_{n+1} - \boldsymbol{p}_n, \tag{2.30}$$

$$\boldsymbol{g} = -\left[\sum_{f=1}^{n_f} \Re\left\{\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]^{T^*}\left[\hat{\sigma}_f^* - \sigma_{g,f}^*\right]\right\}\right]_{\boldsymbol{p}_n}, \tag{2.31}$$

$$\mathsf{H} = \left[\sum_{f=1}^{n_f} \Re\left\{\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]^{T^*}\left[\frac{\partial \hat{\sigma}_f^*}{\partial \boldsymbol{p}}\right]\right\}\right]_{\boldsymbol{p}_n}, \tag{2.32}$$

on peut réécrire l'équation (2.28) de la façon suivante :

$$\boldsymbol{\delta} = \left[\mathsf{H} + \mu_n \mathsf{I}\right]^{-1} \boldsymbol{g}. \tag{2.33}$$

La normalisation s'effectue sur H, $\boldsymbol{g}$ et $\boldsymbol{\delta}$. On calcule

$$\mathsf{H}' = \left[h'_{ij}\right] = \left[\frac{h_{ij}}{\sqrt{h_{ii}}\sqrt{h_{jj}}}\right], \tag{2.34}$$

$$\boldsymbol{g}' = \left[g'_i\right] = \left[\frac{g_i}{\sqrt{h_{ii}}}\right], \tag{2.35}$$

on résout

$$\boldsymbol{\delta}' = \left[\mathsf{H}' + \mu_n \mathsf{I}\right]^{-1} \boldsymbol{g}', \tag{2.36}$$

et on retrouve

$$\boldsymbol{\delta} = \left[\delta_i\right] = \left[\frac{\delta'_i}{\sqrt{h_{ii}}}\right]. \tag{2.37}$$

Les indices ij représentent la position ligne-colonne des éléments matriciels et l'indice i, la position ligne des éléments vectoriels.

2.3.1.2 Ajustement des modèles linéaires

Pour les modèles linéaires (σ_{l}^* et σ_{q}^*), $\hat{\sigma}^*$ peut s'écrire

$$\hat{\sigma}^* = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{p}^*. \tag{2.38}$$

Dans le cas de σ_{l}^*, on a

$$\boldsymbol{w} = [s(\omega)\ 1]^T, \tag{2.39}$$

$$\boldsymbol{p}^* = [P_1^*\ P_0^*]^T, \tag{2.40}$$

et pour σ_{q}^*,

$$\boldsymbol{w} = \left[s^2(\omega)\ s(\omega)\ 1\right]^T, \tag{2.41}$$

$$\boldsymbol{p}^* = [P_2^*\ P_1^*\ P_0^*]^T. \tag{2.42}$$

On obtient ainsi la fonction coût suivante :

$$\phi_{\mathrm{m}} = \frac{1}{2} \sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left\| \boldsymbol{w}_f^T \boldsymbol{p}^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^* \right\|^2. \tag{2.43}$$

On dérive ϕ_{m} par rapport aux paramètres et on égalise cette dérivée à zéro pour trouver le minimum de la fonction coût. On obtient

$$\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \boldsymbol{w}_f \left[\boldsymbol{w}_f^T \boldsymbol{p}^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^*\right] = \boldsymbol{0}. \tag{2.44}$$

En isolant $\boldsymbol{p}^*$, on trouve

$$\boldsymbol{p}^* = \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \boldsymbol{w}_f \boldsymbol{w}_f^T\right]^{-1} \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \boldsymbol{w}_f \sigma_{\mathrm{g},f}^*\right]. \tag{2.45}$$

On remarque que cette dernière équation correspond à la méthode des moindres carrés.

2.3.1.3 Calcul d'erreur

Une fois les paramètres des modèles $\hat{\sigma}^*$ obtenus, on effectue, pour chaque tissu, un calcul d'erreur relative moyenne (ERM) à partir des fréquences d'opération du système :

$$ERM = 100 \times \frac{1}{n_\mathrm{f}} \sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \left| \frac{\hat{\sigma}_f^* - \sigma_{\mathrm{g},f}^*}{\sigma_{\mathrm{g},f}^*} \right| \ \%. \tag{2.46}$$

Une ERM moyenne, $\overline{ERM}$, est ensuite calculée sur l'ensemble des tissus pour chacun des modèles.

2.3.1.4 Test statistique

Afin de comparer les modèles entre eux, on utilise un test statistique bilatéral sur l'égalité des moyennes (Lessard et Monga, 1993). On cherche à vérifier l'hypothèse nulle

$$\mathrm{H}_0 : \mu_D = 0 \tag{2.47}$$

contre l'hypothèse alternative

$$\mathrm{H}_1 : \mu_D \neq 0. \tag{2.48}$$

Le terme μ représente la moyenne des différences D d'ERM entre deux modèles pour l'ensemble des tissus.

On évalue la statistique suivante :

$$\tau = \left| \frac{\overline{x}_D}{s_D / \sqrt{n_\mathrm{t} - 1}} \right|, \tag{2.49}$$

Tableau 2.1 Erreur relative moyenne (ERM) en % pour chaque modèle et chaque tissu.

	Tissus									
Modèle	Poumon dégonflé	Poumon gonflé	Cœur	Foie	Estomac	Muscle	Os	Tissu adipeux	Sang	$\overline{ERM}$
σ_c^*	0,290	0,549	0,578	0,758	0,116	0,275	0,095	0,083	0,000	0,305
σ_v^*	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	0,287	0,077	0,132	0,127	0,338
σ_l^*	1,453	1,407	3,114	7,646	0,509	3,562	0,414	0,151	1,351	2,179
σ_q^*	0,383	0,535	0,950	2,208	0,023	0,963	0,044	0,063	0,215	0,598

où $\overline{x}_D$ représente la moyenne et s_D l'écart-type des différences D d'ERM entre deux modèles pour les n_t tissus sur lesquels l'ajustement a été effectué. Le terme $\overline{x}_D$ est donc une approximation de μ_D.

On choisit un niveau critique p_D (*p-value*) tel que

$$\Pr(\tau > c \mid \mathrm{H}_0 \text{ vraie}) = p_D, \tag{2.50}$$

où $\Pr(\cdot)$ représente la probabilité. Le terme c représente le point critique. Il est obtenu à partir d'un tableau statistique (voir Lessard et Monga, 1993, p. 412) et dépend du nombre de degrés de liberté. Dans ce cas-ci, ce nombre est $n_t - 1$.

La dernière équation montre que la valeur p_D représente la probabilité de rejeter H_0 alors que H_0 est vraie. Si $\tau > c$, on rejette cette hypothèse en étant certain à $100 \times (1 - p_D)$ % que les modèles traités présentent une différence. Par contre, si $\tau \leq c$, on conserve l'hypothèse nulle et on ne peut affirmer qu'il existe une différence entre les deux modèles traités. Ce test statistique est utilisé pour chaque paire de modèles.

2.3.2 Résultats

Le tableau 2.1 montre les erreurs relatives moyennes obtenues pour chaque modèle et chaque tissu. La moyenne des ERM, $\overline{ERM}$, calculée sur l'ensemble des neuf tissus est également présentée pour chaque modèle. On remarque que σ_c^* présente la plus faible $\overline{ERM}$. Il est suivi

Tableau 2.2 Différences d'erreur relative moyenne (D) en % pour chaque paire de modèles et chaque tissu.

Paire de modèles		Tissus								
		Poumon dégonflé	Poumon gonflé	Cœur	Foie	Estomac	Muscle	Os	Tissu adipeux	Sang
σ_v^*	σ_c^*	0,042	0,093	0,088	−0,067	−0,026	0,012	−0,018	0,049	0,127
σ_l^*	σ_c^*	1,163	0,857	2,535	6,889	0,393	3,287	0,320	0,068	1,351
σ_q^*	σ_c^*	0,092	−0,014	0,372	1,450	−0,093	0,689	−0,050	−0,020	0,215
σ_l^*	σ_v^*	1,121	0,765	2,447	6,956	0,419	3,275	0,337	0,019	1,223
σ_q^*	σ_v^*	0,051	−0,106	0,283	1,517	−0,068	0,676	−0,032	−0,069	0,088
σ_q^*	σ_l^*	−1,071	−0,871	−2,164	−5,439	−0,487	−2,599	−0,370	−0,088	−1,135

Tableau 2.3 Moyennes $\overline{x}_D$, écarts-types s_D et statistiques τ des différences d'erreur relative moyenne pour chaque paire de modèles.

Paire de modèles		$\overline{x}_D$	s_D	τ	$\tau > c$
σ_v^*	σ_c^*	0,033	0,060	1,581	Non
σ_l^*	σ_c^*	1,874	2,035	2,605	Oui
σ_q^*	σ_c^*	0,293	0,472	1,757	Non
σ_l^*	σ_v^*	1,840	2,061	2,525	Oui
σ_q^*	σ_v^*	0,260	0,501	1,466	Non
σ_q^*	σ_l^*	−1,580	1,567	2,852	Oui

du modèle σ_v^* par un écart d'environ 10 %. La valeur de l'$\overline{ERM}$ de σ_q^* est pratiquement le double de celle des deux modèles précédents alors que celle de σ_l^* est pratiquement sept fois supérieure.

Afin d'évaluer statistiquement s'il existe une différence entre les modèles, on applique le test statistique décrit précédemment. Le tableau 2.2 présente les différences d'ERM pour chaque paire de modèles.

En choisissant $p_D = 0{,}05$, on obtient $c = 2{,}31$ pour un test bilatéral. Le tableau 2.3 présente les moyennes $\overline{x}_D$, les écarts-types s_D et les statistiques τ obtenus pour chaque paire de modèles. On indique également si $\tau > c$.

Tableau 2.4 Signification des résultats des tests statistiques.

Modèle	σ_c^*	σ_v^*	σ_l^*	σ_q^*
σ_c^*	$=$	?	$\neq$	?
σ_v^*	?	$=$	$\neq$	?
σ_l^*	$\neq$	$\neq$	$=$	$\neq$
σ_q^*	?	?	$\neq$	$=$

Tableau 2.5 Erreur relative moyenne (ERM) en % pour le modèle σ_c^* en utilisant différents points de départ.

	Tissus								
Point de départ	Poumon dégonflé	Poumon gonflé	Cœur	Foie	Estomac	Muscle	Os	Tissu adipeux	Sang
P. dégonflé	0,290	0,549	0,578	0,758	0,116	0,275	0,095	0,083	0,000
P. gonflé	0,290	0,549	0,578	0,758	0,116	**13,235**	0,095	0,083	**6,982**
Cœur	0,290	0,549	0,578	0,758	0,116	0,275	0,095	0,083	0,000
Foie	0,290	0,549	0,578	0,758	0,116	0,275	0,095	0,083	0,000
Estomac	**0,292**	**0,555**	0,578	**1,695**	0,116	0,275	0,095	**0,084**	0,000
Muscle	0,290	0,549	0,578	0,758	0,116	0,275	0,095	0,083	0,000
Os	**4,714**	**5,366**	**10,631**	**19,124**	**0,748**	**6,642**	0,095	**0,084**	**1,247**
T. adipeux	**9,111**	0,549	0,578	0,758	**12,648**	0,275	**3,141**	0,083	0,000
Sang	0,290	0,549	0,578	0,758	0,116	0,275	0,095	0,083	0,000

À partir de cette dernière information, on peut dresser le tableau 2.4. Ce dernier résume la signification des résultats des tests statistiques. Pour chaque paire de modèles, il montre si ceux-ci sont équivalents ($=$), différents ($\neq$), ou si le test statistique ne peut démontrer une différence (?). Comme on peut le constater, seul le modèle σ_l^* est différent des autres modèles, avec une probabilité de 95 %. Sachant que sa valeur d'$\overline{ERM}$ (tableau 2.1) est supérieure à celle des autres modèles, on peut conclure qu'il est préférable d'utiliser un des autres modèles plutôt que σ_l^*.

En changeant le point de départ pour l'ajustement des modèles non linéaires σ_c^* et σ_v^*, des résultats différents ont été obtenus pour certains tissus. Les tableaux 2.5 et 2.6 présentent les ERM pour les modèles σ_c^* et σ_v^* respectivement. Les valeurs différentes de celles du tableau 2.1 sont en caractères gras pour les mettre en relief.

Tableau 2.6 Erreur relative moyenne (ERM) en % pour le modèle σ_v^* en utilisant différents points de départ.

	Tissus								
Point de départ	Poumon dégonflé	Poumon gonflé	Cœur	Foie	Estomac	Muscle	Os	Tissu adipeux	Sang
P. dégonflé	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	0,287	0,077	0,132	0,127
P. gonflé	0,332	0,642	0,666	0,691	**0,678**	0,287	**0,333**	0,132	**1,824**
Cœur	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	0,287	**2,041**	**1,020**	0,127
Foie	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	0,287	0,077	0,132	0,127
Estomac	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	0,287	0,077	0,132	0,127
Muscle	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	0,287	0,077	0,132	0,127
Os	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	**14,954**	0,077	0,132	**23,373**
T. adipeux	0,332	0,642	0,666	0,691	**9,377**	0,287	0,077	0,132	0,127
Sang	0,332	0,642	0,666	0,691	0,090	0,287	0,077	0,132	0,127

Pour les deux modèles, on constate que, pour quatre points de départ sur neuf, on aboutit à des valeurs d'ERM supérieures à celles du tableau 2.1. Dans le cas du modèle σ_v^*, on remarque également que pour certains tissus (poumon dégonflé, poumon gonflé, cœur et foie), le point de départ n'a eu aucune influence sur l'ajustement. On conclut néanmoins que l'ajustement des modèles σ_c^* et σ_v^* est sensible au point de départ choisi.

2.4 Discussion

L'objectif de la comparaison des différents modèles était d'identifier celui qui répondait le mieux à nos besoins. Les modèles ont été comparés en utilisant les fréquences d'opération du système ainsi que les paramètres des tissus thoraciques du modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion. En modifiant la plage de fréquences et en utilisant d'autres types de tissus, certains modèles pourraient se démarquer davantage des autres.

Entre autres, la plage de fréquences du système est inférieure à la fréquence caractéristique de la plupart des tissus thoraciques. Au chapitre 1, la figure 1.5(b) montre le diagramme d'Argand des tissus thoraciques, pour la plage de fréquences d'opération du système, en utilisant le modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion. On n'observe qu'une faible portion des arcs de cercle. Le paramètre τ_c ou τ_σ pour les modèles non linéaires, une fois

converti en fréquence caractéristique, fournit normalement la position du maximum de la partie imaginaire. On remarque que ce point n'est pas atteint pour la majorité des tissus thoraciques. Il devient donc difficile de trouver ce paramètre. Il en va de même pour le paramètre α ou α_σ. Celui-ci influence la distance entre le centre du cercle et l'axe réel. Cependant, la portion du cercle est limitée sur la plage de fréquences utilisée.

C'est possiblement pour ces raisons que Lu *et al.* (1995) fixent le paramètre α_z du modèle de l'impédance et que Mayer *et al.* (2006) fixent les paramètres τ_σ et α_σ du modèle de la conductivité. Mayer *et al.* (2006) soulignent d'ailleurs que ces derniers paramètres sont difficilement identifiables à l'aide de leur méthode de reconstruction. Marven *et al.* (1996), quant à eux, suggèrent que la faible reproductibilité de leurs résultats est due à des lacunes au niveau du modèle de l'impédance, sans nécessairement spécifier lesquelles. Il faut noter que la plage de fréquences utilisée par leur système est également limitée (9,6 kHz à 1,2 MHz), ce qui renforce notre hypothèse.

En se limitant aux fréquences du système, on peut donc s'attendre à ce que l'ajustement des paramètres des modèles de Cole et de la conductivité soit plus difficile à réaliser, selon le point de départ choisi. En utilisant une plage de fréquences assez grande pour inclure la fréquence caractéristique des tissus, le point de départ aurait probablement moins d'influence sur l'ajustement des paramètres.

Néanmoins, en considérant l'application visée et les limites du système, les résultats de la section précédente montrent que l'erreur d'ajustement du modèle linéaire σ_l^* est significativement supérieure à celle des autres modèles. De plus, on remarque que les modèles non linéaires σ_c^* et σ_v^* ont deux inconvénients : 1) ils exigent un processus itératif pour effectuer l'ajustement des paramètres, ce qui augmente le temps de calcul, et 2) l'ajustement dépend du point de départ choisi. En ce qui concerne le modèle quadratique σ_q^*, on remarque qu'il présente une erreur supérieure à celles des modèles non linéaires. Cependant, le test statistique ne permet pas de montrer une différence significative par rapport aux modèles σ_c^* et σ_v^*. De plus, comme σ_q^* est linéaire par rapport à ses paramètres, l'ajustement s'effectue

Tableau 2.7 Paramètres des tissus thoraciques pour le modèle quadratique σ_q^*.

	Paramètres					
Tissu	P_{2r}	P_{1r}	P_{0r}	P_{2i}	P_{1i}	P_{0i}
P. dégonflé	-4.434×10^{-3}	2.713×10^{-2}	2.980×10^{-1}	-4.129×10^{-3}	1.741×10^{-2}	4.660×10^{-2}
P. gonflé	-1.806×10^{-3}	1.213×10^{-2}	1.191×10^{-1}	-1.326×10^{-3}	1.092×10^{-2}	2.464×10^{-2}
Cœur	-9.368×10^{-3}	4.997×10^{-2}	2.648×10^{-1}	-6.404×10^{-3}	2.630×10^{-2}	8.206×10^{-2}
Foie	-9.910×10^{-3}	4.693×10^{-2}	1.322×10^{-1}	-9.311×10^{-3}	2.472×10^{-2}	7.058×10^{-2}
Estomac	1.681×10^{-3}	1.551×10^{-2}	5.479×10^{-1}	-3.746×10^{-3}	3.197×10^{-2}	4.582×10^{-2}
Muscle	-1.076×10^{-2}	6.249×10^{-2}	4.226×10^{-1}	-1.753×10^{-2}	3.760×10^{-2}	9.171×10^{-2}
Os	1.554×10^{-5}	2.335×10^{-3}	8.586×10^{-2}	-5.149×10^{-4}	4.592×10^{-3}	6.916×10^{-3}
T. adipeux	-4.153×10^{-5}	2.957×10^{-4}	2.533×10^{-2}	-2.735×10^{-5}	3.624×10^{-4}	7.212×10^{-4}
Sang	4.488×10^{-3}	3.897×10^{-2}	7.320×10^{-1}	-1.362×10^{-2}	6.485×10^{-2}	9.374×10^{-2}

en une seule itération, réduisant ainsi le temps de calcul. Ce modèle ne nécessite également aucun point de départ.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes variantes du modèle de Cole utilisées en TIE-MF et constaté qu'elles étaient équivalentes. Nous avons également proposé deux modèles : le modèle linéaire et le modèle quadratique. Ces deux modèles, une des variantes du modèle de Cole utilisée en TIE-MF ainsi que le modèle de Cole du chapitre précédent ont été comparés en utilisant le modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion comme référence.

Les remarques de la section précédente nous amènent à conclure que pour imager le thorax à l'aide de notre système de TIE-MF, le modèle quadratique constitue le meilleur choix. Nous utiliserons par conséquent ce modèle pour la reconstruction d'images.

Les paramètres des tissus thoraciques obtenus pour le modèle quadratique sont présentés dans le tableau 2.7. Ils seront utilisés pour générer des images théoriques au chapitre suivant. Celles-ci seront comparées aux images obtenues à l'aide des méthodes de reconstruction développées.

CHAPITRE 3

RECONSTRUCTION D'IMAGES

« "Would you tell me, please, which way I ought to walk from here ?"
"That depends a good deal on where you want to get to," said the Cat.
"I don't much care where —" said Alice.
"Then it doesn't matter which way you walk," said the Cat.
"— so long as I get somewhere*," Alice added as an explanation.*
"Oh, you're sure to do that," said the Cat, "if you only walk long enough." »

Alice's Adventures in Wonderland
Lewis Carroll (1866)

Le chapitre précédent a permis d'identifier le modèle quadratique comme le meilleur choix pour représenter la conductivité tissulaire dans le contexte de ce projet de recherche. Dans ce chapitre-ci, nous proposons des méthodes de reconstruction d'images représentant des changements de conductivité ou des paramètres associés au modèle quadratique. Nous présentons, dans la première section, une revue de la littérature sur les méthodes existantes. Dans la seconde section, nous développons les nouvelles méthodes impliquant le modèle quadratique. Nous traitons ensuite, dans la troisième section, de la régularisation dans les méthodes proposées. Enfin, dans les quatrième et cinquième sections, nous présentons et discutons les résultats de simulations.

Tableau 3.1 Terminologie française utilisée et son équivalent anglais.

Terminologie française	**Terminologie anglaise**
Imagerie dynamique	*Time difference imaging*
Imagerie quasi statique	*Frequency difference imaging*
Imagerie statique	*Absolute imaging*

3.1 Revue de la littérature

Le problème direct en TIE-MF consiste à trouver les mesures de différences de potentiel à la surface du milieu étudié à partir de la valeur et de la fréquence des courants appliqués, de la géométrie du milieu, de la position des électrodes de mesure et de la distribution de conductivité à l'intérieur du milieu. L'annexe A présente la résolution de ce problème par la méthode des éléments finis. Nous supposons un milieu représenté par un maillage d'éléments triangulaires avec des distributions de potentiel et de conductivité définies sur les nœuds et interpolées linéairement sur les éléments. Afin de faciliter la compréhension, cette représentation est utilisée pour expliquer toutes les méthodes recensées. Nous ne tenons pas compte de celle employée par les auteurs faisant l'objet de la revue.

La reconstruction d'images consiste à résoudre le problème inverse, c'est-à-dire à trouver la distribution de conductivité σ^*, la distribution de changements de conductivité $\Delta\sigma^*$, ou la distribution des paramètres d'un modèle représentant σ^* ou $\Delta\sigma^*$, à partir des mesures de différences de potentiel.

Il existe, dans la littérature sur la TIE-MF, trois modes de reconstruction : reconstruction relative à un instant de référence (dynamique), reconstruction relative à une fréquence de référence (quasi statique) et reconstruction sans référence (statique). Les sections qui suivent présentent ces modes ainsi que les méthodes de reconstruction qui ont été développées pour chacun d'eux. Il est important de noter que la terminologie française utilisée dans cet ouvrage n'est pas encore reconnue. Le tableau 3.1 présentent les termes équivalents anglais généralement acceptés dans la littérature.

3.1.1 Reconstruction relative à un instant de référence (dynamique)

Le mode de reconstruction dynamique consiste d'abord à effectuer l'acquisition de deux trames de mesures pour chaque fréquence d'opération du système. La première trame est obtenue à un instant de référence t_r et la seconde, à l'instant de mesure t_m. On définit $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{r}}$ et $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{m}}$ les trames de mesures correspondant respectivement à ces deux instants. De la même façon, on note $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r}}$ et $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{m}}$ les vecteurs de conductivité à ces mêmes instants pour l'ensemble des nœuds du maillage d'éléments finis.

On reconstruit ensuite des images à l'aide d'une des trois méthodes suivantes : la méthode différentielle, la méthode paramétrique indirecte ou la méthode paramétrique directe. La première méthode génère des images correspondant à la différence de conductivité $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_\mathrm{d}$ entre $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{m}}$ et $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r}}$, à partir des trames de mesures $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{r}}$ et $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{m}}$ pour une fréquence donnée. Les deux autres méthodes produisent des images de paramètres d'un modèle représentant $\Delta\sigma^*_\mathrm{d}$.

Dans le cas de la méthode paramétrique indirecte, on calcule les paramètres de chaque nœud du maillage indépendamment, en utilisant les différences de conductivité $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_\mathrm{d}$ obtenues à l'aide de la méthode différentielle pour toutes les fréquences d'opération du système de TIE-MF. La méthode directe, quant à elle, emploie directement les trames de mesures $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{r}}$ et $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{m}}$. On réduit ainsi le nombre d'opérations. En effet, cette méthode ne passe pas préalablement par la méthode différentielle. De plus, on calcule les paramètres de tous les nœuds du maillage simultanément.

Les images produites en mode dynamique représentent un changement de conductivité entre les instants t_r et t_m. Elles permettent donc de visualiser uniquement des structures dont la conductivité varie temporellement.

Les sections qui suivent présentent de façon plus détaillée chacune des méthodes de reconstruction dynamique.

3.1.1.1 Méthode différentielle

Dans le cas de la méthode différentielle, on cherche à évaluer pour une fréquence d'opération f du système de TIE-MF la différence $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}$ entre les vecteurs de conductivité $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{m}},f}$ et $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{r}},f}$, à partir d'une différence $\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f}$ entre les trames de mesures $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f}$ et $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}$. On obtient $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}$ à l'aide d'une technique d'imagerie différentielle. Nous décrivons ici les deux techniques utilisées en TIE-MF : la rétroprojection et l'approche basée sur l'estimateur du maximum *a posteriori* (approche MAP).

Dans les sections suivantes, nous ne faisons mention d'aucun résultat. En effet, on en retrouve abondamment dans la littérature, la méthode différentielle en mode dynamique étant la méthode la plus utilisée en TIE conventionnelle. Pour ce qui est de la TIE-MF, l'application de cette méthode est davantage liée à la méthode paramétrique indirecte présentée à la section 3.1.1.2.

3.1.1.1.1 Rétroprojection

La technique de rétroprojection a été développée par Barber et Brown (1986) pour la TIE conventionnelle. Elle utilise un modèle circulaire de conductivité homogène autour duquel des électrodes sont placées à intervalle régulier sur toute la circonférence. Le courant est appliqué successivement sur chaque paire d'électrodes adjacentes par la combinaison d'une source et d'un puits de courant. Pour chacun des sites d'application, on calcule les lignes équipotentielles pour un milieu homogène. Celles-ci partent du point milieu du segment reliant la source et le puits de courant et vont jusqu'aux autres électrodes servant à la mesure. On suppose que les changements de conductivité entre les instants de référence et de mesure, ainsi que par rapport au milieu homogène, sont faibles, de sorte que la forme des lignes équipotentielles varie peu.

En considérant cette hypothèse et en supposant que les courants utilisées sont de même amplitude pour toutes les configurations d'application de courant, on effectue l'approximation suivante pour une fréquence f donnée :

$$\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f} \approx \Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d,e},f}, \tag{3.1}$$

où

$$\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f} = \ln\left(\frac{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{r},\mathrm{m},f}}{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{m},\mathrm{m},f}}\right) = \ln\left(\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{r},\mathrm{m},f}\right) - \ln\left(\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{m},\mathrm{m},f}\right), \tag{3.2}$$

$$\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d,e},f} = \ln\left(\frac{\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{m},\mathrm{e},f}}{\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r},\mathrm{e},f}}\right) = \ln\left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{m},\mathrm{e},f}\right) - \ln\left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r},\mathrm{e},f}\right). \tag{3.3}$$

Les termes $\boldsymbol{\delta v}^*_{t,\mathrm{m},f}$ et $\boldsymbol{\sigma}^*_{t,\mathrm{e},f}$ représentent respectivement les trames de mesures obtenues et les valeurs de conductivité entre leurs lignes équipotentielles correspondantes.

Dans sa forme la plus simple, la technique de rétroprojection, appliquée aux éléments finis, consiste à trouver, pour chaque nœud du maillage, une valeur moyenne $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}$ de toutes les valeurs $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d,e},f}$ retroprojetées sur celui-ci. La figure 3.1 présente la procédure pour un milieu entouré de seize électrodes. Une flèche entrant dans le milieu correspond à une source de courant alors qu'une flèche sortant du milieu représente un puits. Pour chaque site d'application de courant, on peut voir les lignes équipotentielles produites. L'inclusion elliptique dans la partie droite du milieu est présente au temps t_m mais non au temps t_r. Elle entraîne donc des changements $\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f}$ dans les mesures prises à ces deux instants. Ces changements, équivalents à $\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d,e},f}$, sont rétroprojetés entre les lignes équipotentielles reliant le site d'application de courant et les électrodes de mesure. En sommant toutes les rétroprojections et en divisant par le nombre de configurations d'application, on obtient des valeurs moyennes $\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}$ aux nœuds du maillage, ce qui donne l'image à l'extrême droite de la figure.

Mathématiquement, cette procédure est décrite par une simple multiplication matricielle :

$$\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f} = \mathsf{R}_\mathrm{d} \Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d,e},f} = \mathsf{R}_\mathrm{d} \Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f}, \tag{3.4}$$

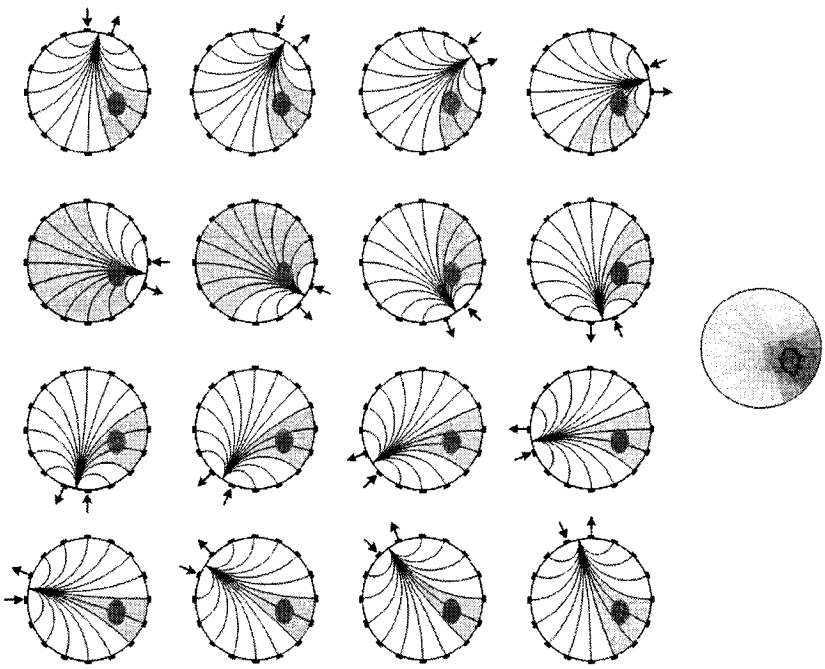


Figure 3.1 Méthode de reconstruction différentielle par rétroprojection.

où R_d représente la matrice de rétroprojection. Le terme $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}$ est un vecteur de taille $n_\mathrm{n} \times 1$, $\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f}$, un vecteur de taille $n_\mathrm{c} n_\mathrm{mc} \times 1$ et R_d, une matrice de taille $n_\mathrm{n} \times n_\mathrm{c} n_\mathrm{mc}$. Les termes n_n, n_c et n_mc représentent respectivement le nombre de nœuds du maillage, le nombre de configurations d'application de courant et le nombre de mesures par configuration.

Chaque ligne de la matrice R_d correspond à un nœud du maillage et chacune de ses colonnes à une mesure. Pour construire R_d, il s'agit de placer un « 1 » à l'intersection (i, j) si le nœud i se trouve entre les lignes équipotentielles correspondant à la mesure j. On divise ensuite toute cette matrice par n_c, le nombre de configurations d'application de courant, afin d'obtenir une valeur moyenne $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}$ pour chaque nœud du maillage. Comme chaque nœud est soumis à n_c rétroprojections, on retrouve n_c chiffres « 1 » sur chaque ligne de R_d, ce qui explique la pondération par $1/n_\mathrm{c}$.

On peut se demander s'il ne serait pas préférable d'utiliser un milieu de référence non homogène dans le calcul des lignes équipotentielles. Cette question a été abordée par Avis *et al.* (1992) pour la TIE conventionnelle. Bien que la distorsion dans les images reconstruites

dépende du milieu de référence choisi et de ses lignes équipotentielles, ces auteurs ont conclu, après avoir effectué des simulations, que l'utilisation d'un milieu non homogène modélisant le milieu étudié entraînait autant de distorsion dans les images que l'utilisation d'un milieu homogène. Avec un milieu de référence homogène, les objets sont poussés vers le centre de l'image, alors qu'avec un milieu de référence non homogène, ils sont déplacés en périphérie.

3.1.1.1.2 Estimateur du maximum *a posteriori* (MAP)

L'approche basée sur l'estimateur du maximum *a posteriori* (approche MAP) a été développée par Adler et Guardo (1996) pour la TIE conventionnelle. Les images qu'elle génère présentent moins de distorsion ; la rétroprojection a tendance à pousser les tissus vers le centre de l'image, ce qui n'est pas le cas pour l'approche MAP (Adler et Guardo, 1996). De plus, cette dernière peut s'appliquer peu importe la séquence d'acquisition et le modèle d'éléments finis utilisés.

Elle consiste à trouver la différence de conductivité la plus probable entre t_m et t_r, à partir de la différence entre les trames de mesures obtenues à ces mêmes instants. Pour trouver cette différence de conductivité, on linéarise d'abord le problème direct (A.62) autour d'un point $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r},f}$ par un développement en série de Taylor. $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r},f}$ correspond à la conductivité du milieu à l'instant t_r et à une fréquence f donnée. En négligeant les termes d'ordre supérieur, on obtient

$$\boldsymbol{\delta v}^*_{t,f} = \boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{r},f} + \left[\frac{\partial \boldsymbol{\delta v}^*}{\partial \boldsymbol{\sigma}^*}\right]_{\sigma^*_{t_\mathrm{r},f}} \left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t,f} - \boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r},f}\right). \tag{3.5}$$

Cette linéarisation suppose que la différence de conductivité est faible d'un instant à un autre et par rapport à $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r},f}$.

On suppose maintenant que $\boldsymbol{\delta v}^*_{t,f}$ et $\boldsymbol{\sigma}^*_{t,f}$ représentent la trame de mesures et les valeurs de conductivité obtenues à t_m, c'est-à-dire $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{m},f}$ et $\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{m},f}$ respectivement. Afin de calculer

$\partial\boldsymbol{\delta v}^*/\partial\boldsymbol{\sigma}^*$, on fixe également la conductivité de ce terme à celle d'un milieu homogène $\sigma^*_{\mathrm{h}} \approx \sigma^*_{t_{\mathrm{r}},f}$. On a alors

$$\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f} - \boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f} = \left[\frac{\partial\boldsymbol{\delta v}^*}{\partial\boldsymbol{\sigma}^*}\right]_{\sigma^*_{\mathrm{h}}} \left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{m}},f} - \boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{r}},f}\right). \tag{3.6}$$

La valeur de σ^*_{h} habituellement choisie représente la conductivité moyenne des tissus thoraciques. Celle-ci est réelle et ne varie pas en fonction de la fréquence.

Afin de rendre l'équation moins sensible aux erreurs de gain sur les mesures, on modifie cette dernière pour obtenir

$$\underbrace{2\left[\frac{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f} - \boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}}{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f} + \boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}}\right]}_{\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f}} = \underbrace{\left[\frac{\partial\boldsymbol{\delta v}^*/\partial\boldsymbol{\sigma}^*}{\boldsymbol{\delta v}^*}\right]_{\sigma^*_{\mathrm{h}}}}_{\mathsf{S}^*_{\mathrm{d}}} \underbrace{\left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{m}},f} - \boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{r}},f}\right)}_{\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}}. \tag{3.7}$$

Le terme de gauche est divisé par la moyenne des mesures alors que le terme de droite est divisé par les différences de potentiel calculées pour σ^*_{h}. Cette normalisation permet de réduire l'effet du gain du système. En effet, si un gain de mesure g_{m} multiplie $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f}$ et $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}$, la division par la moyenne des mesures permet de le rendre unitaire. On note que le terme $(\partial\boldsymbol{\delta v}^*/\partial\boldsymbol{\sigma}^*)/\boldsymbol{\delta v}^*$ correspond à la matrice de sensibilité. Le calcul de celle-ci est présenté à l'annexe B.

La dernière équation constitue le problème direct de l'approche MAP et s'exprime sous forme matricielle

$$\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f} = \mathsf{S}^*_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}. \tag{3.8}$$

Afin de trouver $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}$, on cherche à minimiser la fonction coût suivante :

$$\phi_{\mathrm{d},f} = \frac{1}{2}\left\|\mathsf{S}^*_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f} - \Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f}\right\|^2 + \frac{\lambda}{2}\left\|\mathsf{F}\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}\right\|^2, \tag{3.9}$$

où λ et F correspondent respectivement au paramètre de régularisation et à un filtre spatial passe-haut.

On remarque que le terme de gauche de la fonction coût représente la pénalité lorsque $\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}$ s'éloigne des mesures différentielles $\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*}$. La matrice F joue le rôle d'information *a priori* et pénalise la présence de hautes fréquences dans les images. Le paramètre λ permet d'ajuster la contribution de ce filtre. Plus ce paramètre est élevé, plus on donne de poids au filtre spatial et moins on en donne aux mesures. On obtient donc des images moins bruitées mais de plus faible résolution. À l'inverse, plus le paramètre est faible, plus on fait confiance aux mesures. La résolution des images est alors meilleure, mais ces dernières sont plus bruitées.

Pour trouver le minimum de la fonction coût, on la dérive par rapport à $\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}$ et on égalise cette dérivée à $\mathbf{0}$:

$$\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*T^{*}}\left[\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}-\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*}\right]+\lambda\mathsf{F}^{T^{*}}\mathsf{F}\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}=\mathbf{0}, \tag{3.10}$$

où T^{*} dénote la transposée conjuguée.

En isolant $\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}$, on trouve

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}=\left(\left[\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*T^{*}}\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}+\lambda\mathsf{F}^{T^{*}}\mathsf{F}\right]^{-1}\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*T^{*}}\right)\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*} \tag{3.11}$$

ou

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}=\mathsf{M}_{\mathrm{d}}^{*}\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*}. \tag{3.12}$$

Comme dans le cas précédent, l'approche MAP se résume à une simple multiplication matricielle. Cependant, contrairement à la rétroprojection, elle demande de fixer la conductivité du milieu homogène et le paramètre de régularisation λ afin de calculer la matrice $\mathsf{M}_{\mathrm{d}}^{*}$. Néanmoins, cette matrice peut être précalculée afin d'obtenir ultérieurement une image en temps réel.

3.1.1.2 Méthode paramétrique indirecte

La méthode paramétrique indirecte en mode dynamique a été proposée par Griffiths et Jossinet (1994). Elle utilise les différences de conductivité $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d,m},f}$ obtenues à l'aide de la méthode différentielle pour l'ensemble des n_f fréquences d'opération f du système. On obtient ainsi une courbe de $\Delta\sigma^*_\mathrm{d}$ en fonction de la fréquence pour chaque nœud du maillage. On ajuste ensuite les paramètres $\boldsymbol{p}_\mathrm{d}$ d'un modèle $\Delta\sigma^*_\mathrm{d}(\boldsymbol{p}_\mathrm{d})$ de la conductivité tissulaire de façon à ce que $\Delta\sigma^*_\mathrm{d}(\boldsymbol{p}_\mathrm{d})$ approxime la courbe obtenue. On cherche donc à minimiser la fonction coût suivante pour chaque nœud :

$$\phi_\mathrm{dpi} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \left\| \Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}\left(\boldsymbol{p}_\mathrm{d}\right) - \Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f} \right\|^2 . \tag{3.13}$$

Si le modèle $\Delta\sigma^*_\mathrm{d}(\boldsymbol{p}_\mathrm{d})$ est non linéaire par rapport à $\boldsymbol{p}_\mathrm{d}$, on obtient les paramètres à l'aide d'une méthode d'optimisation itérative semblable à celle présentée à la section 2.3.1.1. Si par contre le modèle est linéaire, on utilise une méthode du même type que celle de la section 2.3.1.2 ou celle utilisée pour développer l'approche MAP.

Une fois les paramètres obtenus pour tous les nœuds, on forme les images paramétriques correspondantes. Il est important de rappeler que les paramètres $\boldsymbol{p}_\mathrm{d}$ ne dépendent pas de la fréquence.

Si la conductivité à l'instant de référence est connue pour chaque fréquence d'opération, on peut déterminer la conductivité absolue $\sigma^*_{\mathrm{m},f}$ pour chaque nœud à partir de $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f}$ et effectuer l'ajustement sur un modèle de conductivité $\sigma^*(\boldsymbol{p}_\mathrm{d})$ directement.

Griffiths et Jossinet (1994) ainsi que Griffiths (1995) ont utilisé cette méthode en simulation. Ils supposent un bassin rempli de solution saline possédant une conductivité homogène, constante en fonction de la fréquence, et dont la partie imaginaire est nulle. Ils y insèrent ensuite un modèle de cœur (Griffiths et Jossinet, 1994) ou de foie porcins (Griffiths, 1995). Connaissant la conductivité du milieu homogène, ils déterminent de manière absolue la distribution de conductivité du milieu contenant le tissu. Ils ajustent ensuite les paramètres

de leur modèle et obtiennent les valeurs souhaitées. Cependant, comme le soulignent les auteurs, cette technique est inutilisable pour obtenir des images *in vivo*. Il faudrait en effet plonger un patient dans un milieu homogène de conductivité connue.

En utilisant une approche quelque peu différente, Blad (1996) a reconstruit une image *in vivo* transversale de la variation de la fréquence caractéristique ($f_z = 1/2\pi\tau_z$) du modèle *R-S-C* de l'impédance pour un avant-bras. L'auteur a effectué deux séries de mesures. La première, avec l'avant-bras contracté, constituait sa référence. La deuxième était prise avec l'avant-bras décontracté. L'auteur n'a pas utilisé de technique de minimisation pour déterminer les variations de la fréquence caractéristique. En fait, la partie imaginaire de l'impédance atteint son extremum à cette fréquence. L'auteur a donc utilisé la partie imaginaire pour déterminer la fréquence caractéristique pour les deux séries de mesures. Les différences de fréquence caractéristique entre le moment où l'avant-bras est contracté et celui où il est décontracté ont ensuite été obtenues pour toutes les paires d'électrodes adjacentes. Ces différences ont enfin été rétroprojetées entre leurs lignes équipotentielles correspondantes pour obtenir l'image. L'auteur a pu observer une variation de la fréquence caractéristique entre le moment où l'avant-bras est contracté et celui où il est décontracté. Il explique cette variation par une différence dans les dimensions des cellules musculaires entre ces deux instants.

3.1.1.3 Méthode paramétrique directe

La méthode paramétrique directe en mode dynamique consiste à trouver les paramètres $\boldsymbol{p}_\mathrm{d}$ qui minimisent l'erreur entre la différence des trames mesurées $\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f}$ et la différence des trames calculées $\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f}(\boldsymbol{p}_\mathrm{d})$ pour les n_f fréquences f données. On cherche donc à minimiser la fonction coût suivante :

$$\phi_\mathrm{dpd} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \left\| \Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f}\left(\boldsymbol{p}_\mathrm{d}\right) - \Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f} \right\|^2 + \frac{\lambda}{2}\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \left\| \mathsf{F}\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}\left(\boldsymbol{p}_\mathrm{d}\right) \right\|^2 . \tag{3.14}$$

Si $\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f}(\boldsymbol{p}_\mathrm{d})$ et $\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_f(\boldsymbol{p}_\mathrm{d})$ sont linéaires par rapport à $\boldsymbol{p}_\mathrm{d}$, on trouve les paramètres à l'aide d'une multiplication matricielle comme pour l'approche MAP. Sinon, le problème doit être résolu de manière itérative.

On remarque l'ajout d'un terme de régularisation. Celui-ci est nécessaire étant donné que le problème est mal posé, c'est-à-dire qu'il y a plus d'inconnues que d'équations. En effet, on cherche tous les paramètres simultanément. Dans le cas de la méthode paramétrique indirecte, le nombre de termes $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f}$ (égal à n_f) pour un même nœud est habituellement supérieur à son nombre de paramètres. La régularisation n'est donc pas nécessaire.

Cette méthode a été proposée par Mayer *et al.* (2006). Ces auteurs l'ont comparé à la méthode paramétrique indirecte par simulations. Ils ont d'abord noté une diminution du temps de calcul d'un facteur cinq. La méthode directe permet en effet de combiner les deux étapes de la méthode indirecte qui sont, d'une part, le calcul des différences de conductivité à l'aide de la méthode différentielle, et, d'autre part, le calcul des paramètres pour chaque nœud du maillage. Les auteurs ont également montré que la méthode directe était plus robuste au bruit dans les mesures. Par ailleurs, ils ont effectué des essais *in vivo* sur un sujet sain ainsi que sur un patient présentant de l'œdème pulmonaire avant et après guérison. Les paramètres obtenus étaient plus faibles pour le patient souffrant d'œdème avant sa guérison, montrant ainsi une diminution de ventilation. Après la guérison, les paramètres s'approchaient davantage de ceux du sujet sain.

3.1.2 Reconstruction relative à une fréquence de référence (quasi statique)

En mode de reconstruction quasi statique, on effectue l'acquisition de deux trames de mesures simultanément. La première est obtenue à une fréquence de référence ω_r, habituellement la plus basse. La seconde est prise à une fréquence de mesure ω_m.

Comme en mode dynamique, on reconstruit ensuite des images à l'aide de méthodes différentielle ou paramétrique indirecte. En ce qui concerne la méthode paramétrique directe,

celle-ci ne semble pas présente dans la littérature. Cependant, on peut facilement la déduire en se basant sur son équivalent en mode dynamique.

Les images générées en mode quasi statique sont reliées aux changements de conductivité entre deux fréquences plutôt qu'entre deux instants. Elles permettent donc d'imager des structures dont la conductivité varie en fonction de la fréquence sans qu'elle varie nécessairement dans le temps. C'est pour cette raison qu'on nomme ce mode *quasi statique.*

Dans les sections qui suivent, nous présentons plus en détail les méthodes de reconstruction pour ce mode.

3.1.2.1 Méthode différentielle

En ce qui concerne la méthode différentielle, on cherche les différences de conductivité $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{q},f}$ pour une paire f de fréquences de référence et de mesure donnée. On obtient $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{q},f}$ à partir d'une différence $\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q},f}$ de trames de mesures obtenues pour cette paire de fréquences en utilisant l'une des techniques d'imagerie en mode dynamique, c'est-à-dire la rétroprojection ou l'approche MAP. On adapte les équations en effectuant les substitutions suivantes :

$$\mathrm{d} \longrightarrow \mathrm{q}, \tag{3.15}$$

$$t \longrightarrow \omega. \tag{3.16}$$

Les développements mathématiques restent identiques.

Griffiths et Ahmed (1987a) semblent être les premiers à avoir décrit cette méthode de reconstruction. Ces auteurs ont basé leur approche sur la rétroprojection (Griffiths et Ahmed, 1987b). Ils ont effectué des simulations en négligeant la phase des mesures de potentiel. Ils ont utilisé un modèle de l'abdomen contenant des tissus dont la conductivité et la permittivité étaient différentes pour les deux fréquences employées (100 et 150 kHz). Ils ont pu démontrer la faisabilité de leur méthode.

Griffiths (1987) a par la suite démontré que certains tissus du même modèle abdominal étaient plus facilement visibles en utilisant la phase des mesures. L'auteur souligne cependant que les changements de phase entre les mesures à ω_m et ω_r peuvent être faibles, ce qui exige des mesures précises de la part du système de TIE-MF.

La première image *in vivo* a été présentée par Griffiths et Zhang (1989b). Ces auteurs ont reconstruit des images différentielles de l'abdomen. Afin d'éliminer les artéfacts associés à leur système, ils ont généré des images en effectuant plusieurs rotations des électrodes et en sommant les images obtenues. Cette procédure, comme le soulignent les auteurs, ne peut être utilisée en clinique. Les images résultantes ne semblent montrer que les muscles érecteurs du dos qui présentent une augmentation importante de conductivité entre les fréquences utilisées par leur système (40,96 et 81,92 kHz).

Noble *et al.* (1996) ont quant à eux généré des images par rétroprojection pour un patient en rémission d'un œdème pulmonaire. Ces images ne sont toutefois pas présentées. Ils ont tracé la courbe du changement moyen de conductivité en fonction de la fréquence dans une région de l'image correspondant au poumon droit. Ils ont démontré qu'à mesure que le traitement progressait, cette courbe montrait une pente de plus en plus prononcée. En augmentant en fréquence, le changement moyen de conductivité par rapport à la fréquence de référence devenait plus important que le même changement évalué quelques jours auparavant.

On retrouve, dans la littérature, d'autres résultats d'images différentielles obtenues par la rétroprojection et démontrant la faisabilité de la méthode (Zhang et Griffiths, 1990; Riu *et al.*, 1992; Gersing et Osypka, 1994). En particulier, Jossinet et Trillaud (1991, 1992) démontrent qu'il est possible de générer des images en utilisant des fréquences plus élevées (250 kHz). Cependant, pour de telles fréquences, ils soulignent que les circuits du système de TIE-MF doivent être conçus de façon à minimiser les capacités parasites.

L'approche MAP a été adaptée par Florestal (2001) à la détection du cancer du sein par TIE-MF. Cet auteur a effectué des essais *in vitro* en plongeant des objets de différents matériaux (paraffine, acier, plastique, verre et bois) dans un bassin rempli de solution saline. L'approche

MAP ne permettait pas de les visualiser. Un modèle de sein en agar a ensuite été construit avec des inclusions de ces mêmes matériaux. Les résultats étaient similaires en plongeant ce modèle dans le même bassin. Cela s'explique peut-être par le choix des matériaux. Ces derniers avaient probablement une conductivité qui varie trop peu en fonction de la fréquence pour être détectables par son système.

Les simulations effectuées pour un milieu résistif comportant des inclusions capacitives ont cependant démontré le fonctionnement de l'approche MAP. Ces résultats ont été confirmés par des essais pratiques sur un fantôme constitué de résistances et de condensateurs.

Hartinger (2006) a modifié l'approche MAP pour tenir compte du comportement fréquentiel du système TIE-4 développé à l'IGB. En effet, cette auteure ajoute une perturbation $\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q,pert},f}$ sur les mesures $\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q},f}$. Cette perturbation est calculée à l'aide du problème direct qui intègre un modèle du système TIE-4 (Hartinger *et al.*, 2006). La nouvelle approche permet de réduire l'erreur entre les différences de conductivité $\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{q},f}$ obtenues et les valeurs théoriques correspondantes. Elle a été validée par des expériences sur un fantôme résistif comportant un condensateur et une inductance.

3.1.2.2 Méthode paramétrique indirecte

La méthode paramétrique indirecte en mode quasi statique est pratiquement identique à celle en mode dynamique. Elle utilise cependant les différences de conductivité $\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{q,m},f}$ obtenues à l'aide de la méthode différentielle de la section précédente pour l'ensemble des n_{pf} paires f de fréquences. De la même façon, on obtient une courbe de $\Delta\sigma^*_{\mathrm{q}}$ en fonction de la fréquence pour chaque nœud du maillage. On ajuste ensuite les paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}$ d'un modèle $\Delta\sigma^*_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}})$ de façon à ce que $\Delta\sigma^*_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}})$ approxime la courbe obtenue. On cherche donc à minimiser la fonction coût suivante pour chaque nœud du maillage :

$$\phi_{\mathrm{qpi}} = \frac{1}{2} \sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \Delta\sigma^*_{\mathrm{q},f}\left(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}\right) - \Delta\sigma^*_{\mathrm{q,m},f} \right\|^2 . \tag{3.17}$$

Comme en mode dynamique, les paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}$ ne dépendent pas de la fréquence. De plus, on peut les obtenir par les mêmes méthodes d'optimisation. Si la conductivité du milieu à la fréquence de référence est connue, on peut également déterminer la conductivité absolue $\sigma^*_{\mathrm{m},f}$ pour chaque nœud à partir de $\Delta\sigma^*_{\mathrm{q,m},f}$ et effectuer l'ajustement sur un modèle de conductivité $\sigma^*(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}})$ directement.

La méthode paramétrique indirecte a été proposée par Brown *et al.* (1994b). Ces auteurs l'ont combinée avec la méthode différentielle en mode dynamique. Ils ont effectué des essais *in vivo* sur un sujet normal pour évaluer les changements dans les paramètres causés par la ventilation. Ils ont utilisé le modèle de l'impédance *R-S-C* et n'ont conservé que la partie réelle des mesures. La capacité des câbles et celle du corps par rapport à la masse rendait les mesures *in vivo* de la partie imaginaire peu fiables. Les auteurs ont effectué deux série de mesures : la première à la fin de l'expiration et la seconde après inspiration. Dans le cas de la méthode différentielle en mode dynamique, ils ont obtenu, pour toutes les fréquences, un rapport Z_{vent}/Z entre l'impédance en fin d'inspiration Z_{vent} et celle en fin d'expiration Z. Pour la méthode paramétrique indirecte, ils n'ont utilisé que la série de mesures en fin d'expiration. Les résultats $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{q,m},f}$ correspondaient alors, pour chaque paire f de fréquences, au rapport Z entre l'impédance à la fréquence de mesure et celle à la fréquence de référence. En multipliant les deux rapports d'impédance obtenus, ils ont trouvé une valeur d'impédance Z_{vent} pseudo-absolue à pleine inspiration. Ils ont ensuite ajusté le modèle *R-S-C* indépendamment sur Z et $Z + Z_{\mathrm{vent}}$ à l'aide de la méthode paramétrique indirecte en mode quasi statique. Ils ont enfin remarqué une augmentation des paramètres R et S à l'inspiration.

Lu *et al.* (1995), du même groupe de recherche, se sont limités à la méthode paramétrique indirecte en mode quasi statique. Ces auteurs n'ont conservé que la partie réelle des mesures et ont fixé le terme α_{z} ($\alpha_{\mathrm{z}} = 0{,}2$) du modèle *R-S-C*. Ils ont ainsi obtenu un modèle ne comportant que deux paramètres (R/S et $f_{\mathrm{z}} = 1/2\pi\tau_{\mathrm{z}}$). La technique de minimisation qu'ils ont utilisée est une méthode de Powell modifiée. Celle-ci consiste à ajuster un paramètre à la fois en conservant les autres constants. Dans leur cas, la solution s'obtient en deux itérations, une pour chaque paramètre. À partir de R/S et f_{z}, on peut également calculer SC et RC, représentant des constantes de temps sans signification physique. Bien que cette technique

donne de bons résultats en un temps de calcul court, elle présente une limitation importante. Elle a besoin d'un point de départ pour $\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}$ près de la solution. Une étape préalable a donc été effectuée à partir de la courbe d'impédance en fonction de la fréquence pour déterminer ce point.

Cette dernière technique a néanmoins été utilisée par plusieurs auteurs. Brown *et al.* (1995a) ont obtenu des images thoraciques sur douze sujets adultes normaux. Ils ont observé que la région des images correspondant aux poumons à pleine inspiration possède une valeur élevée de f_{z} et des valeurs faibles de SC et RC par rapport aux autres régions. En expirant, f_{z} diminue alors que R/S, SC et RC augmentent. Les auteurs supposent que ces variations sont reliées à la structure et à la composition alvéolaires. Ils suggèrent que l'imagerie paramétrique pourrait être utilisée pour identifier des pathologies pulmonaires.

Hampshire *et al.* (1995a,b) ont effectué les mêmes mesures sur des nouveau-nés afin de comparer les paramètres à ceux des sujets adultes. Les auteurs ont obtenu des valeurs R/S et RC plus faibles que chez l'adulte. Toutefois, les changements selon le volume pulmonaire montrent que les paramètres R/S et RC suivent la même tendance que chez l'adulte. Par contre, f_{z} et SC vont dans la direction opposée. Les auteurs soulignent que ces résultats sont peut-être dus au fait que certains nouveau-nés souffraient de pathologies pulmonaires. Cependant, l'étude de Smallwood *et al.* (1999) montre que les paramètres sont significativement différents entre les deux groupes d'âge. Selon ces auteurs, les résultats obtenus s'expliquent par la différence de structure entre les poumons des nouveau-nés et ceux des adultes.

Toujours chez les nouveau-nés, Marven *et al.* (1996) ont évalué la reproductibilité des résultats d'une acquisition à l'autre, tout d'abord en conservant les mêmes électrodes, puis en les changeant pour de nouvelles. Les images différentielles obtenues en mode quasi statique étaient reproductibles. En éliminant les mesures à la plus haute fréquence (1,2 MHz), sujettes au bruit du système, cette reproductibilité était améliorée. Cependant, les valeurs des paramètres obtenues par la technique de Lu *et al.* (1995) étaient peu reproductibles. Les auteurs croient que le modèle *R-S-C* de l'impédance est à l'origine de ces résultats décevants.

Tous les résultats précédents montrent néanmoins que les poumons peuvent être facilement imagés avec la méthode paramétrique indirecte. Dans le cas de l'estomac, la visualisation semble plus difficile. En effet, Smallwood et Hampshire (1995) n'ont pas réussi à l'imager. Les images paramétriques qu'ils ont obtenues à l'aide de la méthode de Lu *et al.* (1995) ont été comparées avec des images différentielles en mode dynamique à une seule fréquence. Ces dernières ont été générées en effectuant des mesures avant et après l'ingestion d'un liquide conducteur. Le changement de conductivité associé au liquide dans l'estomac était visible seulement sur les images différentielles.

Zhao *et al.* (1996) ont généré des images paramétriques des poumons à l'aide de la méthode de Lu *et al.* (1995) sur huit sujets normaux, en synchronisant l'acquisition des mesures à l'aide d'un électrocardiographe. Ils ont démontré que SC et RC diminuaient alors que f_z augmentait durant la systole. Les auteurs suggèrent que la technique employée pourrait apporter de l'information utile au diagnostic de maladies pulmonaires comme l'embolie.

Brown *et al.* (1995b, 1996) ont démontré que la méthode paramétrique de Lu *et al.* (1995) pouvait être utilisée pour détecter l'œdème pulmonaire. Ces auteurs ont effectué des essais *in vivo* sur trois chèvres en induisant un œdème par l'injection intraveineuse d'acide oléique. Ils ont reconstruit des images paramétriques avant et après l'injection. L'augmentation de la quantité de liquide œdémateux était caractérisée par une augmentation de R/S, SC et RC et une diminution de f_z. Afin de valider leur expérience, ils ont ensuite effectué des mesures d'impédance sur deux poumons porcins isolés dans lesquels ils introduisaient une solution saline. Ils ont évalué les mêmes paramètres avant et après l'infiltration de salin et ont obtenu des résultats similaires.

Casas *et al.* (2000) ont obtenu des images paramétriques de l'abdomen. Bien que les auteurs commentent peu leurs résultats, les images de R_s/R_∞ et de f_z du modèle de l'impédance font ressortir une structure pouvant être associée au foie. La technique de minimisation utilisée est basée sur la méthode du simplexe. Cette dernière consiste à former un volume, appelé simplexe, constitué de sommets autour du point de départ choisi. La méthode déplace ensuite les sommets d'une itération à l'autre afin de réduire le coût et d'englober la solution. Enfin,

le simplexe se contracte pour trouver la solution. D'après Lu *et al.* (1995), cette méthode est plus lente mais donne des résultats comparables à la méthode de Powell modifiée.

Povill et Riu (1995) n'ont pas utilisé de technique d'optimisation. Ils ont effectué des essais *in vitro* en plongeant un foie porcin dans un bassin rempli d'une solution saline. Ils ont reconstruit des images différentielles en mode quasi statique pour différentes paires de fréquences. Ils ont obtenu la courbe de la partie réelle du changement de conductivité pour un point de l'image situé au centre de la région correspondant au foie. Ils ont déterminé la fréquence caractéristique ($f_\sigma = 1/2\pi\tau_\sigma$) du foie, pour le modèle de la conductivité, à partir du point d'inflexion de cette courbe. Le résultat était semblable à la fréquence caractéristique obtenue par des mesures d'impédance sur le même tissu. On remarque cependant une limitation importante de cette méthode. Pour certains tissus, la fréquence caractéristique peut ne pas être apparente sur la courbe de conductivité.

Tous les résultats présentés jusqu'ici ne tiennent pas compte de la partie imaginaire des mesures. Plusieurs auteurs insistent cependant sur l'importance de cette dernière (ainsi que de la phase) en TIE-MF (Griffiths, 1987; Riu *et al.*, 1992; Gersing et Osypka, 1994; Shallof et Barber, 1996a,b). Afin de déterminer l'apport de son utilisation, Lu *et al.* (1996) ont comparé trois approches : 1) l'ajustement de la partie réelle seulement, comme dans les cas précédents, 2) l'ajustement séparé de la partie imaginaire et de la partie réelle et 3) l'ajustement simultané des parties réelle et imaginaire. Dans les trois cas, les auteurs ont effectué des mesures d'impédance seulement et non des mesures de TIE-MF. Ils ont ensuite ajusté les paramètres du modèle *R-S-C* sur les courbes d'impédance obtenues. Les simulations et les essais *in vitro* sur des tissus de mouton semblent démontrer que la troisième méthode offre un ajustement présentant moins d'erreur. Cependant, les auteurs soulignent que si les capacités parasites du système sont élevées, il peut être préférable d'utiliser la première méthode.

3.1.2.3 Méthode paramétrique directe

On ne retrouve pas la méthode paramétrique directe en mode quasi statique dans la littérature. Cependant, on peut facilement la dériver de celle en mode dynamique. On cherche alors les paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}$ qui minimisent l'erreur entre la différence des trames mesurées $\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q,m},f}$ et celles calculées $\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q},f}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}})$ pour l'ensemble des n_{pf} paires f de fréquences. La fonction coût est alors donnée par

$$\phi_{\mathrm{qpd}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q},f}\left(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}\right) - \Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{q,m},f} \right\|^2 + \frac{\lambda}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \mathsf{F}\Delta \boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{q},f}\left(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}\right) \right\|^2 . \tag{3.18}$$

On trouve les paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}$ de la même façon qu'en mode dynamique.

3.1.3 Reconstruction sans référence (statique)

En mode de reconstruction statique, on n'effectue l'acquisition que d'une seule trame de mesures. Pour chacune des fréquences, on génère ensuite des images de conductivité absolue. En combinant plusieurs fréquences, on peut reconstruire des images paramétriques représentant les paramètres d'un modèle de conductivité et non les paramètres d'un modèle de différences de conductivité comme en mode dynamique ou quasi statique.

Les images de conductivité sont obtenues à l'aide de la méthode absolue. Les images paramétriques, quant à elles, peuvent être générées, comme dans les autres modes de reconstruction, par les méthodes indirecte et directe.

Ce mode de reconstruction est peu employé dans la littérature. En effet, il est très sensible aux erreurs de positionnement des électrodes et à la géométrie du milieu (Barber et Brown, 1988; Adler et Guardo, 1996). Néanmoins, certains auteurs ont choisi de l'utiliser. Les sections qui suivent présentent chacune de ses méthodes.

3.1.3.1 Méthode absolue

La méthode absolue a été proposée par Yorkey *et al.* (1987) pour la TIE conventionnelle. Elle consiste à trouver la distribution de conductivité $\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{s},f}$ qui minimise l'erreur entre la trame de mesures $\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{m},f}$ obtenue à une fréquence f et celle calculée par le problème direct $\boldsymbol{\delta v}^*_f(\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{s},f})$ (voir l'annexe A). On cherche donc à minimiser la fonction coût suivante :

$$\phi_{\mathrm{s},f} = \frac{1}{2}\left\|\boldsymbol{\delta v}^*_f\left(\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{s},f}\right) - \boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{m},f}\right\|^2 + \frac{\lambda}{2}\left\|\mathsf{F}\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{s},f}\right\|^2. \tag{3.19}$$

On trouve ainsi la distribution de conductivité absolue pour un milieu et une fréquence donnée.

Comme le problème direct n'est pas linéaire par rapport au vecteur de conductivité $\boldsymbol{\sigma}^*$ des nœuds du maillage, la méthode absolue est nécessairement itérative.

Dans la littérature sur la TIE-MF, cette méthode est employée par un seul groupe de recherche qui vise à l'appliquer à la détection du cancer du sein. Trois études portant respectivement sur 13 (Osterman *et al.*, 2000), 26 (Kerner *et al.*, 2002a) et 42 (Soni *et al.*, 2004) sujets ont été effectuées. Les résultats obtenus montrent, en général, une plus grande permittivité pour les tissus cancéreux que pour les tissus normaux. Il faut cependant noter que les auteurs connaissaient la position et la nature des pathologies avant de générer les images. Néanmoins, leurs résultats suggèrent que la TIE-MF pourrait être appliquée à la détection du cancer du sein.

3.1.3.2 Méthode paramétrique indirecte

La méthode paramétrique indirecte en mode statique est décrite par Brandstätter *et al.* (2003). Elle consiste à trouver, pour chaque nœud du maillage, les paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{s}}$ d'un modèle $\sigma^*_{\mathrm{s},f}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{s}})$, à partir des conductivités $\sigma^*_{\mathrm{s,m},f}$ obtenues pour les n_{f} fréquences f à l'aide

de la méthode absolue de la section précédente. On cherche ainsi à minimiser la fonction coût suivante pour chaque nœud du maillage :

$$\phi_{\text{spi}} = \frac{1}{2} \sum_{f=1}^{n_{\text{f}}} \left\| \sigma^*_{\text{s},f} \left(\boldsymbol{p}_{\text{s}} \right) - \sigma^*_{\text{s,m},f} \right\|^2 . \tag{3.20}$$

Comme dans les modes de reconstruction précédents, les paramètres $\boldsymbol{p}_{\text{s}}$ demeurent constants en fréquence.

Cette méthode se résout de la même façon que la méthode paramétrique indirecte en mode dynamique. Si $\sigma^*_{\text{s},f}(\boldsymbol{p}_{\text{s}})$ est linéaire, on obtient les paramètres en une multiplication matricielle. Par contre, si $\sigma^*_{\text{s},f}(\boldsymbol{p}_{\text{s}})$ est non linéaire, on doit utiliser une méthode itérative.

Une approche similaire est utilisée par Wang *et al.* (2001) pour la détection du cancer du sein. Ces auteurs identifient les paramètres du modèle de l'impédance pour une région d'intérêt donnée. En simulations, ils démontrent que les valeurs de certains paramètres des régions cancéreuses sont différentes de celles des régions non cancéreuses.

3.1.3.3 Méthode paramétrique directe

La méthode paramétrique directe en mode statique a été proposée par Brandstätter *et al.* (2001). Elle consiste à trouver les paramètres $\boldsymbol{p}_{\text{s}}$ d'un modèle de conductivité qui minimisent la différence entre la trame mesurée $\boldsymbol{\delta v}^*_{\text{m},f}$ et celle calculée par le problème direct $\boldsymbol{\delta v}^*_f(\boldsymbol{p}_{\text{s}})$ pour l'ensemble des n_{f} fréquences d'opération f. On cherche donc à minimiser la fonction coût suivante :

$$\phi_{\text{spd}} = \frac{1}{2} \sum_{f=1}^{n_{\text{f}}} \left\| \boldsymbol{\delta v}^*_f \left(\boldsymbol{p}_{\text{s}} \right) - \boldsymbol{\delta v}^*_{\text{m},f} \right\|^2 + \frac{\lambda}{2} \sum_{f=1}^{n_{\text{f}}} \left\| \mathsf{F} \boldsymbol{\sigma}^*_{\text{s},f} \left(\boldsymbol{p}_{\text{s}} \right) \right\|^2 . \tag{3.21}$$

Comme dans le cas de la méthode absolue, cette méthode est nécessairement itérative. En effet, la conductivité n'est pas linéaire par rapport à $\boldsymbol{\delta v}^*_f$. Les paramètres $\boldsymbol{p}_{\text{s}}$ ne peuvent donc l'être non plus.

Brandstätter *et al.* (2001), par simulations, comparent cette méthode pour deux situations. Les auteurs utilisent plusieurs fréquences pour la première et une seule ($n_f = 1$) pour la seconde. Ils fixent les paramètres τ_σ et α_σ du modèle de la conductivité dans les deux cas et trouvent les autres paramètres à l'aide de la méthode directe. Ils démontrent qu'en utilisant plusieurs fréquences, cette méthode donne les paramètres les plus près de ceux des tissus. Cela peut être considéré normal puisque la méthode détermine les paramètres à l'aide de plusieurs points de fréquences au lieu d'un seul.

Dans une autre étude, Brandstätter *et al.* (2003) comparent les méthodes paramétriques indirecte et directe par simulations. Ils emploient un certain nombre d'ensembles de mesures bruitées (100) qu'ils séparent en deux. La première moitié est utilisée avec la méthode indirecte et la seconde, avec la méthode directe. Pour chacune des méthodes, les images paramétriques sont ensuite moyennées. Les auteurs montrent que la méthode directe performe mieux que la méthode indirecte pour ce qui est de la robustesse au bruit. Il faut noter cependant que les images obtenues sont des images moyennes des paramètres. Les auteurs ne présentent pas d'images paramétriques typiques pour une trame de mesures seulement.

3.1.4 Discussion

La description de toutes ces méthodes de reconstruction permet de soulever certains points qui devront être considérés dans le développement de nouvelles approches à la section suivante.

En ce qui concerne le mode de reconstruction statique, il est très peu utilisé dans la littérature en raison de sa sensibilité aux sources d'erreur mentionnées à la section 3.1.3. La plupart des auteurs s'entendent d'ailleurs pour dire qu'il est préférable d'utiliser des différences de trames de mesures plutôt que les trames telles quelles, ce qui suggère de se concentrer plutôt sur les modes dynamique et quasi statique.

Pour ce qui est de ces deux derniers modes, on suppose que les courants utilisés sont de même amplitude et de même phase entre les deux instants ou fréquences. Cependant, une

différence de courant entraînerait nécessairement une différence dans les mesures de potentiel. Dans ce cas, même pour un milieu de conductivité constante, les images présenteraient des changements de conductivité. Comme un système a nécessairement un comportement différent entre deux fréquences et possiblement entre deux instants, il est essentiel de tenir compte de cet aspect.

En ce qui concerne les méthodes paramétriques indirectes en mode dynamique ou quasi statique, celles-ci nécessitent deux étapes distinctes de calcul. La première consiste à obtenir les images différentielles et la seconde, à ajuster les paramètres d'un modèle. Ces étapes entraînent une augmentation du temps de calcul. De plus, comme une erreur est nécessairement commise à chacune des étapes, on s'attend à ce que l'erreur globale soit plus grande que celle que l'on obtiendrait en combinant les deux étapes par une méthode directe. On note également qu'un filtrage spatial est effectué sur les images différentielles seulement. Comme l'ajustement des paramètres s'effectue ensuite indépendamment pour chaque nœud du maillage d'éléments finis, rien ne garantit que la corrélation spatiale sera conservée dans les images paramétriques résultantes. Cela dépend cependant du modèle de conductivité utilisé. Pour un modèle linéaire en fonction de ses paramètres, comme le modèle quadratique, on s'attend à ce que la corrélation soit davantage préservée.

L'utilisation de la rétroprojection explique pourquoi la plupart des auteurs se concentrent sur les méthodes paramétriques indirectes en modes dynamique et quasi statique. Comme le souligne Yorkey *et al.* (1987), cette technique n'intègre pas de problème direct. En effet, on ne peut « inverser » la rétroprojection pour obtenir la différence des trames de mesures à partir des paramètres d'un modèle de conductivité. Si tel était le cas, on chercherait, en ajustant ces paramètres, à minimiser l'erreur entre la différence des trames mesurées et celle calculée à l'aide de la rétroprojection « inverse ». On obtiendrait alors des méthodes directes.

Contrairement à la rétroprojection, l'approche MAP intègre un tel problème direct. Cependant, elle n'a jamais été utilisée en reconstruction paramétrique. Les auteurs semblent favoriser la rétroprojection, probablement pour des raisons historiques. En effet, la rétroprojection est la première technique différentielle à avoir été développée. Ce n'est qu'une dizaine

d'années plus tard qu'est apparue l'approche MAP. Habitués à la rétroprojection, les auteurs de TIE-MF ont probablement préféré conserver cette technique pour les méthodes paramétriques indirectes.

Cependant, comme le soulignent Adler et Guardo (1996), l'approche MAP génère des images présentant moins de distorsion que la rétroprojection. De plus, elle s'adapte à tous les modèles d'éléments finis et à toutes les séquences d'acquisition. En outre, elle a déjà fait ses preuves en reconstruction dynamique en TIE conventionnelle (voir, par exemple, Gagnon, 2003). Les résultats obtenus par Florestal (2001) et Hartinger (2006) sur un fantôme résistif ont également démontré la possibilité d'utiliser cette approche pour la reconstruction quasi statique. Celle-ci semble donc préférable pour la reconstruction d'images en TIE-MF.

3.2 Méthodes proposées

En tenant compte des points soulevés à la section précédente, six nouvelles méthodes de reconstruction sont proposées : pour chacun des modes dynamique et quasi statique, nous avons développé une méthode différentielle, une méthode paramétrique indirecte et une méthode paramétrique directe.

Bien que ces méthodes se basent sur celles présentées dans la revue de la littérature, elles ont des caractéristiques distinctes. Entre autres, les méthodes paramétriques utilisent le modèle quadratique σ_q^*, puisque celui-ci répond le mieux à notre application. Les méthodes différentielles, quant à elles, utilisent l'approche MAP, et un nouveau problème direct leur est défini pour tenir compte des variations de courant entre deux trames de mesures.

3.2.1 Reconstruction dynamique

Les sections qui suivent présentent chacune des méthodes dynamiques proposées. La première explique la méthode différentielle, la seconde, la méthode paramétrique indirecte et la troisième, la méthode paramétrique directe.

3.2.1.1 Méthode différentielle

La méthode dynamique utilisée dans ce projet se base sur celle présentée dans la revue de la littérature pour l'approche MAP (section 3.1.1.1.2). On modifie cependant le problème direct pour tenir compte des variations de gain et de phase sur les mesures qui pourraient se produire entre les instants t_r et t_m. En effet, ces variations peuvent provenir de sources autres que les changements de conductivité qu'on cherche à imager.

Par exemple, dans le cas où le courant serait différent entre les deux instants, la différence de trames mesurées $\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f}$, pour une fréquence donnée f, serait affectée. Elle ne reflèterait pas seulement la variation de conductivité, mais également cette différence de courant.

Il faut cependant noter que les variations de gain et de phase entre deux instants sont habituellement faibles, de sorte qu'on peut les négliger. Par contre, elles s'accentuent entre deux fréquences, puisque le système de TIE-MF présente un gain et une phase qui varient en fonction de la fréquence. Le nouveau problème direct présenté prend donc toute son importance en mode quasi statique.

En reprenant l'équation (3.6) de l'approche MAP pour une fréquence donnée f, on a

$$\boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{m},f} - \boldsymbol{\delta v}^*_{t_\mathrm{r},f} = \left[\frac{\partial \boldsymbol{\delta v}^*}{\partial \boldsymbol{\sigma}^*}\right]_{\sigma^*_\mathrm{h}} \left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{m},f} - \boldsymbol{\sigma}^*_{t_\mathrm{r},f}\right), \tag{3.22}$$

où la conductivité homogène σ^*_h est fixée à 1. Elle est donc réelle et constante en fréquence. Pour le calcul de la dérivée $\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \boldsymbol{\sigma}^*$, on utilise des courants unitaires sans débalancement entre les sources et les puits de courant.

Le terme de gauche de l'équation représente la différence des trames de mesures acquises par le système de TIE-MF. Le terme de droite correspond à la variation des mesures associée à un changement de conductivité. On ne tient donc pas compte des variations de gain et de phase sur les mesures entre t_m et t_r.

Pour remédier à ce problème, on normalise les termes $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f}$ et $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}$ par leurs différences de potentiel $\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h}}$, calculées pour σ^*_{h} en utilisant les courants mesurés par le système aux instants t_{m} et t_{r} respectivement. Pour la dérivée $\partial\boldsymbol{\delta v}^*/\partial\boldsymbol{\sigma}^*$, on effectue le même calcul en prenant des courants unitaires. On obtient

$$\frac{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f}}{\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{m}},f}} - \frac{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}}{\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{r}},f}} = \left[\frac{\partial\boldsymbol{\delta v}^*/\partial\boldsymbol{\sigma}^*}{\boldsymbol{\delta v}^*}\right]_{\sigma^*_{\mathrm{h}}} \left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{m}},f} - \boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{r}},f}\right). \tag{3.23}$$

Cette normalisation permet de référencer à un même milieu homogène σ^*_{h} les deux côtés de l'équation. Bien que le bénéfice soit difficile à distinguer, celui-ci est explicité à la section 4.2.3.2.

Comme dans l'approche MAP, on effectue une normalisation afin de réduire l'effet d'un gain de mesure commun à $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f}/\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{m}},f}$ et $\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}/\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{r}},f}$. On divise le membre de gauche de l'équation par la moyenne des mesures normalisées. Pour le membre de droite, on obtient un facteur de normalisation unitaire. L'équation (3.23) devient

$$\underbrace{2\left[\frac{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f}/\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{m}},f} - \boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}/\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{r}},f}}{\boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{m}},f}/\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{m}},f} + \boldsymbol{\delta v}^*_{t_{\mathrm{r}},f}/\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{h},t_{\mathrm{r}},f}}\right]}_{\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f}} = \underbrace{\left[\frac{\partial\boldsymbol{\delta v}^*/\partial\boldsymbol{\sigma}^*}{\boldsymbol{\delta v}^*}\right]_{\sigma^*_{\mathrm{h}}}}_{\mathsf{S}^*_{\mathrm{d}}} \underbrace{\left(\boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{m}},f} - \boldsymbol{\sigma}^*_{t_{\mathrm{r}},f}\right)}_{\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}}. \tag{3.24}$$

L'équation précédente constitue le nouveau problème direct qu'on reformule de la façon suivante :

$$\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d},f} = \mathsf{S}^*_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}. \tag{3.25}$$

Le calcul de la matrice de sensibilité $\mathsf{S}^*_{\mathrm{d}}$ est présenté à l'annexe B. Comme on utilise des courants et une conductivité σ^*_{h} unitaires et donc constants en fréquence, cette matrice ne dépend pas des mesures ni de la fréquence du système. Elle peut donc être précalculée.

Le reste du développement de la méthode est identique à celui de l'approche MAP. On obtient les différences de conductivité $\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f}$ à l'aide de l'équation (3.12) :

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},f} = \mathsf{M}^*_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},f}. \tag{3.26}$$

Pour un certain nombre n_f de fréquences, on combine les n_f équations (3.26) en une seule multiplication matricielle. En effectuant les substitutions suivantes

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_\mathrm{d} = \left[\left[\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},1}\right]^T \left[\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},2}\right]^T \cdots \left[\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_{\mathrm{d},n_\mathrm{f}}\right]^T\right]^T, \tag{3.27}$$

$$\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m}} = \left[\left[\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},1}\right]^T \left[\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},2}\right]^T \cdots \left[\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},n_\mathrm{f}}\right]^T\right]^T, \tag{3.28}$$

et

$$\mathsf{B}^*_\mathrm{d} = \begin{bmatrix} \mathsf{M}^*_\mathrm{d} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathsf{M}^*_\mathrm{d} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathsf{M}^*_\mathrm{d} \end{bmatrix}, \tag{3.29}$$

on obtient les différences de conductivité pour toutes les fréquences :

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}^*_\mathrm{d} = \mathsf{B}^*_\mathrm{d}\Delta\boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m}}. \tag{3.30}$$

3.2.1.2 Méthode paramétrique indirecte

La méthode paramétrique indirecte proposée pour le mode dynamique est pratiquement identique à celle présentée dans la revue de la littérature. On cherche les paramètres $\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d}$ de $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}(\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d})$ qui minimisent, pour l'ensemble des n_f fréquences f, la fonction coût (3.13) :

$$\phi_\mathrm{dpi} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \left\| \Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}\left(\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d}\right) - \Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f} \right\|^2. \tag{3.31}$$

Cette méthode est appliquée indépendamment à chacun des nœuds du maillage d'éléments finis constituant l'image. Les différences de conductivité mesurées $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f}$ sont obtenues par la méthode dynamique présentée à la section précédente.

Pour $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}(\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d})$, on utilise le modèle quadratique :

$$\Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}\left(\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d}\right) = \sigma^*_{t_\mathrm{m}} - \sigma^*_{t_\mathrm{r}}$$

$$= \left(P^*_{2,t_\mathrm{m}} - P^*_{2,t_\mathrm{r}}\right) \cdot s^2(\omega_f) + \left(P^*_{1,t_\mathrm{m}} - P^*_{1,t_\mathrm{r}}\right) \cdot s(\omega_f) + \left(P^*_{0,t_\mathrm{m}} - P^*_{0,t_\mathrm{r}}\right)$$
$$= \Delta P^*_2 \cdot s^2(\omega_f) + \Delta P^*_1 \cdot s(\omega_f) + \Delta P^*_0. \tag{3.32}$$

On a alors

$$\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d} = \left[\Delta P^*_2 \;\; \Delta P^*_1 \;\; \Delta P^*_0\right]^T. \tag{3.33}$$

ΔP^*_2, ΔP^*_1 et ΔP^*_0 représentent une variation des paramètres de σ^*_q entre t_r et t_m. Si on trace la courbe de $\Delta\sigma^*_\mathrm{d}$ en fonction de la fréquence, ΔP^*_2 et ΔP^*_1 sont associés à la courbure et à la pente de cette courbe, tandis que ΔP^*_0 représente le décalage par rapport à l'origine.

On peut réécrire le modèle $\Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}(\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d})$ sous forme de produit scalaire :

$$\Delta\sigma^*_{\mathrm{d},f}(\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d}) = \boldsymbol{w}_f^T \boldsymbol{p}^*_\mathrm{d}, \tag{3.34}$$

où

$$\boldsymbol{w}_f = \left[s^2(\omega_f) \;\; s(\omega_f) \;\; 1\right]^T. \tag{3.35}$$

La fonction coût peut donc être reformulée ainsi :

$$\phi_\mathrm{dpi} = \frac{1}{2} \sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \left\| \boldsymbol{w}_f^T \boldsymbol{p}^*_\mathrm{d} - \Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f} \right\|^2. \tag{3.36}$$

En dérivant cette dernière équation par rapport à $\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d}$ et en l'égalant à zéro, on obtient

$$\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \boldsymbol{w}_f \left[\boldsymbol{w}_f^T \boldsymbol{p}^*_\mathrm{d} - \Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f}\right] = \boldsymbol{0}. \tag{3.37}$$

En isolant $\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d}$, on trouve enfin

$$\boldsymbol{p}^*_\mathrm{d} = \left[\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \boldsymbol{w}_f \boldsymbol{w}_f^T\right]^{-1} \left[\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} \boldsymbol{w}_f \Delta\sigma^*_{\mathrm{d,m},f}\right]. \tag{3.38}$$

On remarque que les paramètres s'obtiennent en une seule itération, étant donné que le modèle quadratique est linéaire en fonction de ses paramètres. Ce modèle permet donc d'accélérer le temps de calcul comparativement à un modèle non linéaire tel que le modèle de Cole ou le modèle de la conductivité.

On peut réécrire la dernière équation sous forme d'une simple multiplication matricielle :

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*} = \mathsf{B}_{\mathrm{dpi}} \Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d,m}}^{*}, \tag{3.39}$$

où

$$\mathsf{B}_{\mathrm{dpi}} = \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \boldsymbol{w}_f \boldsymbol{w}_f^{T}\right]^{-1} \left[\boldsymbol{w}_1 \;\; \boldsymbol{w}_2 \;\; \cdots \;\; \boldsymbol{w}_{n_{\mathrm{f}}}\right], \tag{3.40}$$

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d,m}}^{*} = \left[\Delta\sigma_{\mathrm{d,m},1}^{*} \;\; \Delta\sigma_{\mathrm{d,m},2}^{*} \;\; \cdots \;\; \Delta\sigma_{\mathrm{d,m},n_{\mathrm{f}}}^{*}\right]^{T}. \tag{3.41}$$

3.2.1.3 Méthode paramétrique directe

Comme pour les méthodes précédentes, la méthode paramétrique directe en mode dynamique se base sur celle présentée dans la revue de la littérature. On cherche simultanément les paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}$ de l'ensemble des nœuds du maillage qui minimisent la fonction coût suivante :

$$\phi_{\mathrm{dpd}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left\| \mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*} \Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}\left(\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}\right) - \Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*} \right\|^{2} + \frac{\lambda}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left\| \mathsf{F}\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}\left(\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}\right) \right\|^{2}. \tag{3.42}$$

L'expression $\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*})$ correspond au problème direct présenté à la section 3.2.1.1 pour la fréquence f. Le vecteur $\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*}$ représente la différence de trames de mesures obtenues à l'aide du système de TIE-MF pour cette même fréquence.

Le vecteur $\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*})$ est constitué des différences $\Delta\sigma_{\mathrm{d},f}^{*}$ de tous les nœuds du maillage. Il est fonction de l'ensemble des paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}$ par une multiplication matricielle :

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{d},f}^{*}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}) = \mathsf{W}_f \boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}. \tag{3.43}$$

Le vecteur $\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}$ possède la structure suivante :

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*} = \left[\Delta P_{2,1}^{*} \;\; \Delta P_{2,2}^{*} \;\; \cdots \;\; \Delta P_{2,n_{\mathrm{n}}}^{*} \;\; \Delta P_{1,1}^{*} \;\; \cdots \;\; \Delta P_{1,n_{\mathrm{n}}}^{*} \;\; \Delta P_{0,1}^{*} \;\; \cdots \;\; \Delta P_{0,n_{\mathrm{n}}}^{*}\right]^{T}, \tag{3.44}$$

où n_{n} représente le nombre de nœuds du maillage.

La matrice W_f est composée de trois matrices diagonales de taille $n_{\mathrm{n}} \times n_{\mathrm{n}}$ placées côte à côte. Les éléments de la matrice de gauche sont $s^2(\omega_f)$ et ceux de la matrice du centre, $s(\omega_f)$. La matrice de droite est une matrice identité. On représente W_f par l'expression suivante :

$$\mathsf{W}_f = \left[s^2(\omega_f)\cdot\mathsf{I} \quad s(\omega_f)\cdot\mathsf{I} \quad \mathsf{I}\right], \tag{3.45}$$

où I correspond à la matrice identité.

L'équation (3.43) permet de réécrire la fonction coût de la manière suivante :

$$\phi_{\mathrm{dpd}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left\|\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\mathsf{W}_f\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*} - \Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*}\right\|^2 + \frac{\lambda}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left\|\mathsf{F}\mathsf{W}_f\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}\right\|^2. \tag{3.46}$$

En dérivant cette équation par rapport à $\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}$ et en l'égalant à $\mathbf{0}$, on obtient

$$\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\mathsf{W}_f\right]^{T^*} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\mathsf{W}_f\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*} - \Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*}\right] + \lambda\mathsf{W}_f^{T}\mathsf{F}^{T}\mathsf{F}\mathsf{W}_f\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*} = \mathbf{0}. \tag{3.47}$$

On isole enfin $\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}$ pour trouver

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*} = \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\mathsf{W}_f\right]^{T^*} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\mathsf{W}_f\right] + \lambda\mathsf{W}_f^{T}\mathsf{F}^{T}\mathsf{F}\mathsf{W}_f\right]^{-1} \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{f}}} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{d}}^{*}\mathsf{W}_f\right]^{T^*} \Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m},f}^{*}\right]. \tag{3.48}$$

Le calcul de $\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*}$ s'effectue donc en une seule itération.

En réécrivant cette dernière équation sous forme d'une multiplication matricielle, on obtient

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{d}}^{*} = \mathsf{B}_{\mathrm{dpd}}^{*}\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{d,m}}^{*}, \tag{3.49}$$

où

$$\mathsf{B}^*_{\mathrm{dpd}} = \left[\sum_{f=1}^{n_\mathrm{f}} [\mathsf{S}^*_\mathrm{d}\mathsf{W}_f]^{T^*} [\mathsf{S}^*_\mathrm{d}\mathsf{W}_f] + \lambda \mathsf{W}_f^T \mathsf{F}^T \mathsf{F} \mathsf{W}_f\right]^{-1} \times \left[[\mathsf{S}^*_\mathrm{d}\mathsf{W}_1]^{T^*} \; [\mathsf{S}^*_\mathrm{d}\mathsf{W}_2]^{T^*} \; \cdots \; [\mathsf{S}^*_\mathrm{d}\mathsf{W}_{n_\mathrm{f}}]^{T^*}\right], \tag{3.50}$$

$$\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m}} = \left[\left[\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},1}\right]^T \; \left[\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},2}\right]^T \; \cdots \; \left[\Delta \boldsymbol{v}^*_{\mathrm{d,m},n_\mathrm{f}}\right]^T\right]^T. \tag{3.51}$$

3.2.2 Reconstruction quasi statique

Dans les sections qui suivent, nous présentons les méthodes quasi statiques proposées. La première section traite de la méthode différentielle, la seconde, de la méthode paramétrique indirecte et la troisième, de la méthode paramétrique directe.

3.2.2.1 Méthode différentielle

Comme dans la revue de la littérature, la méthode différentielle en mode quasi statique proposée s'obtient en effectuant les substitutions (3.15) et (3.16) dans la méthode différentielle en mode dynamique de la section 3.2.1.1 :

$$\mathrm{d} \longrightarrow \mathrm{q}, \tag{3.52}$$

$$t \longrightarrow \omega. \tag{3.53}$$

On remplace également n_f, le nombre de fréquences, par n_pf, le nombre de paires de fréquences. La variable f représente donc une paire de fréquences donnée plutôt qu'une fréquence.

Cette méthode tient compte du nouveau problème direct (3.25) développé pour la méthode différentielle en mode dynamique.

3.2.2.2 Méthode paramétrique indirecte

La méthode paramétrique indirecte en mode quasi statique est semblable à celle en mode dynamique. La fonction coût est donnée par l'équation (3.17) de la revue de la littérature, c'est-à-dire

$$\phi_{\mathrm{qpi}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \Delta\sigma^*_{\mathrm{q},f}\left(\boldsymbol{p}^*_{\mathrm{q}}\right) - \Delta\sigma^*_{\mathrm{q,m},f} \right\|^2 . \tag{3.54}$$

On minimise cette fonction indépendamment pour chaque nœud du maillage d'éléments finis. Les différences $\Delta\sigma^*_{\mathrm{q,m},f}$ sont obtenues à l'aide de la méthode quasi statique de la section précédente.

Pour le modèle quadratique, $\Delta\sigma^*_{\mathrm{q},f}(\boldsymbol{p}^*_{\mathrm{q}})$ est donné par

$$\begin{aligned}
\Delta\sigma^*_{\mathrm{q},f}\left(\boldsymbol{p}^*_{\mathrm{q}}\right) &= \sigma^*_{\omega_{\mathrm{m},f}} - \sigma^*_{\omega_{\mathrm{r},f}} \\
&= \left(P^*_2 \cdot s^2(\omega_{\mathrm{m},f}) + P^*_1 \cdot s(\omega_{\mathrm{m},f}) + P^*_0\right) - \left(P^*_2 \cdot s^2(\omega_{\mathrm{r},f}) + P^*_1 \cdot s(\omega_{\mathrm{r},f}) + P^*_0\right) \\
&= P^*_2 \cdot \left(s^2(\omega_{\mathrm{m},f}) - s^2(\omega_{\mathrm{r},f})\right) + P^*_1 \cdot \left(s(\omega_{\mathrm{m},f}) - s(\omega_{\mathrm{r},f})\right), \qquad (3.55)
\end{aligned}$$

où $\omega_{\mathrm{r},f}$ et $\omega_{\mathrm{m},f}$ correspondent aux fréquences de référence et de mesure, respectivement, de la paire de fréquences f.

On a alors

$$\boldsymbol{p}^*_{\mathrm{q}} = \left[P^*_2 \;\; P^*_1\right]^T . \tag{3.56}$$

On remarque que le paramètre P^*_0 a été éliminé. Si on trace la courbe de $\Delta\sigma^*_{\mathrm{q}}$ en fonction de la fréquence, P^*_2 et P^*_1 sont respectivement associés à la courbure et à la pente de cette courbe.

On peut reformuler la dernière équation sous forme de produit scalaire :

$$\Delta\sigma^*_{\mathrm{q},f}\left(\boldsymbol{p}^*_{\mathrm{q}}\right) = \boldsymbol{w}_f^T \boldsymbol{p}^*_{\mathrm{q}}, \tag{3.57}$$

où

$$\boldsymbol{w}_f = \left[\left(s^2(\omega_{\mathrm{m},f}) - s^2(\omega_{\mathrm{r},f})\right) \;\; \left(s(\omega_{\mathrm{m},f}) - s(\omega_{\mathrm{r},f})\right)\right]^T. \tag{3.58}$$

On peut réécrire la fonction coût de la manière suivante :

$$\phi_{\mathrm{qpi}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \boldsymbol{w}_f^T \boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^* - \Delta\sigma_{\mathrm{q,m},f}^* \right\|^2. \tag{3.59}$$

En suivant le même raisonnement qu'en mode dynamique, on obtient

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^* = \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \boldsymbol{w}_f \boldsymbol{w}_f^T\right]^{-1} \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \boldsymbol{w}_f^T \Delta\sigma_{\mathrm{q,m},f}^*\right], \tag{3.60}$$

et

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^* = \mathsf{B}_{\mathrm{qpi}} \Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q,m}}^*, \tag{3.61}$$

où

$$\mathsf{B}_{\mathrm{qpi}} = \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \boldsymbol{w}_f \boldsymbol{w}_f^T\right]^{-1} \left[\boldsymbol{w}_1 \;\; \boldsymbol{w}_2 \;\; \cdots \;\; \boldsymbol{w}_{n_{\mathrm{pf}}}\right], \tag{3.62}$$

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q,m}}^* = \left[\Delta\sigma_{\mathrm{q,m},1}^* \;\; \Delta\sigma_{\mathrm{q,m},2}^* \;\; \cdots \;\; \Delta\sigma_{\mathrm{q,m},n_{\mathrm{pf}}}^*\right]^T. \tag{3.63}$$

3.2.2.3 Méthode paramétrique directe

Dans le cas de la méthode paramétrique directe en mode quasi statique, le développement mathématique est semblable à celui effectué en mode dynamique. On cherche les paramètres $\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^*$ qui minimisent la fonction coût suivante :

$$\phi_{\mathrm{qpd}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \mathsf{S}_{\mathrm{q}}^* \Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q},f}^*\left(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^*\right) - \Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{q,m},f}^* \right\|^2 + \frac{\lambda}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \mathsf{F}\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q},f}^*\left(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^*\right) \right\|^2. \tag{3.64}$$

L'expression $\mathsf{S}_{\mathrm{q}}^{*}\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q},f}^{*}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*})$ correspond au problème direct de la section 3.2.2.1 pour la paire de fréquences f. Le vecteur $\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{q,m},f}^{*}$ représente la différence de trames de mesures obtenues à l'aide du système de TIE-MF à ces mêmes fréquences.

Comme pour le mode dynamique, $\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q},f}^{*}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*})$ est représenté par une multiplication matricielle :

$$\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q},f}^{*}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*}) = \mathsf{W}_{f}\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*}. \tag{3.65}$$

Le vecteur $\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*}$ est donné par

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*} = \begin{bmatrix} P_{2,1}^{*} & P_{2,2}^{*} & \cdots & P_{2,n_{\mathrm{n}}}^{*} & P_{1,1}^{*} & \cdots & P_{1,n_{\mathrm{n}}}^{*} \end{bmatrix}^{T}. \tag{3.66}$$

La matrice W_{f} est, quant à elle, composée de deux matrices diagonales de taille $n_{\mathrm{n}} \times n_{\mathrm{n}}$ placées côte à côte. Les éléments de la matrice de gauche sont $(s^{2}(\omega_{\mathrm{m},f}) - s^{2}(\omega_{\mathrm{r},f}))$ et celle de droite, $(s(\omega_{\mathrm{m},f}) - s(\omega_{\mathrm{r},f}))$. On représente W_{f} par l'expression suivante :

$$\mathsf{W}_{f} = \begin{bmatrix} \left(s^{2}(\omega_{\mathrm{m},f}) - s^{2}(\omega_{\mathrm{r},f})\right) \cdot \mathsf{I} & \left(s(\omega_{\mathrm{m},f}) - s(\omega_{\mathrm{r},f})\right) \cdot \mathsf{I} \end{bmatrix}, \tag{3.67}$$

où I correspond à la matrice identité.

En remplaçant $\Delta\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q},f}^{*}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*})$ par l'expression (3.65) dans la fonction coût, on obtient :

$$\phi_{\mathrm{qpd}} = \frac{1}{2}\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left\| \mathsf{S}_{\mathrm{q}}^{*}\mathsf{W}_{f}\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*} - \Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{q,m},f}^{*} \right\|^{2} + \frac{\lambda}{2}\left\| \mathsf{F}\mathsf{W}_{f}\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*} \right\|^{2}. \tag{3.68}$$

En effectuant le même raisonnement qu'en mode dynamique, on trouve

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*} = \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{q}}^{*}\mathsf{W}_{f}\right]^{T^{*}} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{q}}^{*}\mathsf{W}_{f}\right] + \lambda\mathsf{W}_{f}^{T}\mathsf{F}^{T}\mathsf{F}\mathsf{W}_{f} \right]^{-1} \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left[\mathsf{S}_{\mathrm{q}}^{*}\mathsf{W}_{f}\right]^{T^{*}} \Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{q,m},f}^{*} \right] \tag{3.69}$$

et

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{q}}^{*} = \mathsf{B}_{\mathrm{qpd}}^{*}\Delta\boldsymbol{v}_{\mathrm{q,m}}^{*}, \tag{3.70}$$

où

$$\mathsf{B}^{*}_{\mathrm{qpd}} = \left[\sum_{f=1}^{n_{\mathrm{pf}}} \left[\mathsf{S}^{*}_{\mathrm{q}}\mathsf{W}_f\right]^{T^*} \left[\mathsf{S}^{*}_{\mathrm{q}}\mathsf{W}_f\right] + \lambda \mathsf{W}_f^T \mathsf{F}^T \mathsf{F} \mathsf{W}_f\right]^{-1} \times \left[\left[\mathsf{S}^{*}_{\mathrm{q}}\mathsf{W}_1\right]^{T^*} \left[\mathsf{S}^{*}_{\mathrm{q}}\mathsf{W}_2\right]^{T^*} \cdots \left[\mathsf{S}^{*}_{\mathrm{q}}\mathsf{W}_{n_{\mathrm{pf}}}\right]^{T^*}\right], \tag{3.71}$$

$$\Delta \boldsymbol{v}^{*}_{\mathrm{q,m}} = \left[\left[\Delta \boldsymbol{v}^{*}_{\mathrm{q,m},1}\right]^{T} \left[\Delta \boldsymbol{v}^{*}_{\mathrm{q,m},2}\right]^{T} \cdots \left[\Delta \boldsymbol{v}^{*}_{\mathrm{q,m},n_{\mathrm{pf}}}\right]^{T}\right]^{T}. \tag{3.72}$$

3.3 Régularisation

Avant de présenter les résultats de simulations, il est important de traiter de la régularisation dans les méthodes de reconstruction proposées. Cette dernière dépend de deux termes : la matrice de filtrage F et le paramètre de régularisation λ. Les sections qui suivent abordent chacun d'eux. La première explique comment la matrice F est obtenue. La seconde présente la méthode utilisée pour trouver λ sans l'intervention d'un usager.

3.3.1 Filtre spatial

Le filtre spatial utilisé dans le cadre de ce projet de recherche a été développé par Adler et Guardo (1996) et adapté par Gagnon (2003) pour la reconstruction d'images sur les nœuds. Dans le domaine fréquentiel, ce filtre est donné par l'expression suivante :

$$F(u,v) = 1 - \mathrm{e}^{-\omega_0^2\left(u^2+v^2\right)}. \tag{3.73}$$

Il correspond à un filtre gaussien passe-haut dont la fréquence de coupure est donnée par ω_0. Les variables u et v représentent la fréquence spatiale selon l'axe des abscisses et l'axe des ordonnées respectivement.

La fréquence de coupure ω_0 peut être exprimée par la fraction f_d du diamètre du milieu étudié (Hartinger et El Fehri, 2003) :

$$\omega_0 = \sqrt{\ln(2)} f_\mathrm{d}. \tag{3.74}$$

La variable f_d est habituellement fixée à 0,1 puisque la résolution de la TIE, pour un système à seize électrodes, correspond à environ 10 % du diamètre du milieu étudié (Gagnon, 2003).

La construction de la matrice F, développée par Gagnon (2003) et décrite par Hartinger et El Fehri (2003), est présentée à la figure 3.2.

3.3.2 Paramètre de régularisation

Une fois le filtre F déterminé, le paramètre de régularisation λ constitue la seule variable des méthodes de reconstruction à ajuster. Il permet de faire le compromis entre une bonne résolution et la présence de bruit. Idéalement, on souhaiterait que le choix de ce paramètre s'effectue automatiquement et ne nécessite pas l'intervention d'un usager.

Graham et Adler (2006) ont comparé cinq méthodes permettant de sélectionner le paramètre de régularisation optimal selon leur critère de résolution : la sélection heuristique, la courbe en « L » (*L-Curve*), la validation croisée, la méthode *BestRes*, que les auteurs proposent, et le facteur de bruit fixé.

La première méthode consiste à sélectionner λ manuellement et nécessite donc l'intervention d'un usager. Les auteurs ont observé que la sélection différait d'un usager à l'autre.

Pour ce qui est de la seconde méthode, la courbe en « L » est obtenue en traçant le coût associé au terme de régularisation en fonction du coût correspondant à l'erreur sur les mesures, pour différentes valeurs de λ. Elle présente habituellement un point de cassure pour lequel λ est considéré optimal. Brandstätter *et al.* (2003) utilisent cette méthode pour la reconstruction d'images paramétriques directes en mode statique. Bien que ces auteurs ne

Construction du filtre spatial

1. Pour chaque nœud du maillage :
   (a) On construit une image impulsionnelle formée de pixels. L'impulsion est centrée aux coordonnées du nœud courant. On assigne la valeur « 1 » au nœud courant et « 0 » aux autres nœuds du maillage. Les valeurs à l'intérieur des éléments sont interpolées linéairement.
   (b) On calcule la transformée de Fourier de l'image impulsionnelle.
   (c) On multiplie cette transformée par le filtre de l'équation (3.73).
   (d) On effectue la transformée de Fourier inverse du résultat de cette multiplication. On obtient ainsi l'image de la réponse impulsionnelle pour le nœud courant.
2. On construit une matrice P dont chaque colonne correspond à un nœud du maillage et contient la valeur des pixels de l'image impulsionnelle obtenue pour ce nœud. Chaque ligne est donc associée à un pixel de l'image impulsionnelle du maillage. On obtient une matrice de taille $n_{\text{pxl}} \times n_{\text{n}}$, où n_{pxl} représente le nombre de pixels à l'intérieur du maillage et n_{n}, le nombre de nœuds du maillage.
3. On génère également une matrice R semblable à P dont chaque colonne contient la valeur des pixels de l'image de la réponse impulsionnelle pour un nœud du maillage. R possède donc la même taille que P. Elle correspond à ce qu'on obtiendrait en filtrant P par le filtre passe-haut F :
$$\mathsf{PF} = \mathsf{R}.$$
4. On obtient la matrice F en inversant la matrice P de l'équation précédente :
$$\mathsf{F} = \left[\mathsf{P}^T\mathsf{P}\right]^{-1}\mathsf{P}^T\mathsf{R}.$$

Figure 3.2 Construction du filtre spatial.

notent pas d'inconvénient à l'employer, Graham et Adler (2006) soulignent qu'il peut être difficile, dans certains cas, d'identifier le point de cassure et de calculer λ. De plus, la valeur de λ obtenue par cette méthode génère habituellement des images plus bruitées.

La troisième méthode, la validation croisée, consiste à reconstruire une image en laissant de côté une mesure, à estimer cette mesure à partir de l'image reconstruite à l'aide du problème direct et à calculer l'erreur d'estimation. On effectue cette opération pour toutes les mesures et pour différentes valeurs de λ. On calcule ensuite la somme des erreurs d'estimation (SEE).

Le paramètre λ qui présente la valeur SEE minimale est considéré comme optimal. Une telle méthode est employée par Cohen-Bacrie *et al.* (1997) pour la TIE et par Tanguay (2004) pour la TIE par courants induits. Ces auteurs ne semblent pas avoir de difficulté à identifier une valeur SEE minimale. Cependant, Graham et Adler (2006) soulignent que la courbe de SEE en fonction de λ peut ne présenter aucun minimum ou être évasée, rendant difficile l'identification d'une valeur SEE minimale. En testant la méthode dans le cadre de ce projet, nous avons pu observer ce phénomène pour des mesures non bruitées. En ajoutant du bruit, par contre, le minimum était plus facilement identifiable. Cela suggère donc qu'il est nécessaire que les mesures présentent un certain niveau de bruit pour que la méthode fonctionne.

La quatrième méthode, *BestRes*, consiste à effectuer une calibration. On effectue l'acquisition d'une première trame sans perturbation sur un fantôme physique possédant une conductivité homogène (un bassin rempli d'une solution saline, par exemple). On enregistre ensuite une seconde trame en plaçant une « impulsion » de fort contraste par rapport au milieu homogène (une tige de métal, par exemple) à mi-distance entre le centre et le bord du fantôme. On obtient ainsi une réponse impulsionnelle. On reconstruit ensuite des images différentielles en mode dynamique pour différentes valeurs de λ, puis on génère une courbe de résolution. On obtient cette courbe en traçant la valeur d'un facteur, qui dépend du rapport de l'aire de l'impulsion imagée sur celle du milieu, en fonction de λ. La résolution est définie comme maximale lorsque cette courbe atteint son minimum. La valeur de λ correspondante est alors considérée comme optimale. Bien que cette méthode permette d'obtenir un paramètre λ optimal par rapport au critère utilisé par les auteurs, elle nécessite une étape de calibration. De plus, si on change le maillage d'éléments finis utilisé pour la reconstruction, cette calibration doit être répétée. Enfin, cette méthode a été proposée pour le mode dynamique. Il est difficile d'imaginer une méthode équivalente pour le mode quasi statique.

La dernière méthode, le facteur de bruit fixé, est celle qui a été choisie dans le cadre de ce projet. Développée par Adler et Guardo (1996), elle se base sur le modèle d'un système de

communication. Elle consiste à trouver la valeur du paramètre λ pour un facteur de bruit FB donné, dont l'expression est la suivante :

$$FB = \frac{RSB_{\text{in}}}{RSB_{\text{out}}}, \tag{3.75}$$

où RSB_{in} et RSB_{out} correspondent respectivement au rapport signal sur bruit à l'entrée et à la sortie du système.

On suppose que l'entrée du système $\Delta \boldsymbol{v}^*$ est additionnée d'un bruit gaussien suivant une loi normale $\mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_{\text{b}}^2 \mathsf{I})$ pour laquelle la moyenne est nulle et la variance, σ_{b}^2. Cette dernière est représentée par la matrice de covariance $\sigma_{\text{b}}^2 \mathsf{I}$. L'entrée suit donc une loi normale $\mathcal{N}(\Delta \boldsymbol{v}^*, \sigma_{\text{b}}^2 \mathsf{I})$. On obtient ainsi, pour RSB_{in},

$$RSB_{\text{in}} = \left| \frac{\mathrm{E}\left[\Delta \boldsymbol{v}^*\right]}{\sqrt{\mathrm{Var}\left[\Delta \boldsymbol{v}^*\right]}} \right| = \left| \frac{\mathbf{1}^T \Delta \boldsymbol{v}^* / \left(n_{\text{m}} n_{\text{f}}\right)}{\sqrt{\mathrm{trace}\left(\sigma_{\text{b}}^2 \mathsf{I}\right) / \left(n_{\text{m}} n_{\text{f}}\right)}} \right| = \left| \frac{\mathbf{1}^T \Delta \boldsymbol{v}^* / \left(n_{\text{m}} n_{\text{f}}\right)}{\sigma_{\text{b}}} \right|. \tag{3.76}$$

Le terme $n_{\text{m}} n_{\text{f}}$ correspond au nombre total de mesures, c'est-à-dire le nombre de mesures n_{m} par fréquence multiplié par le nombre de fréquences n_{f}.

La sortie du système correspond à l'image obtenue $\mathsf{AB}(\lambda)\Delta \boldsymbol{v}^*$. Le terme $\mathsf{B}(\lambda)\Delta \boldsymbol{v}^*$ correspond aux différences de conductivité $\Delta \boldsymbol{\sigma}^*$ des méthodes différentielles (équation (3.30)) et aux paramètres $\boldsymbol{p}^*$ des méthodes paramétriques directes (équations (3.49) et (3.70)). Les méthodes paramétriques indirectes se basent sur les méthodes différentielles et ne font pas intervenir directement le paramètre de régularisation. Elles ne nécessitent donc pas l'utilisation d'une méthode pour trouver λ.

La matrice A permet de pondérer les valeurs de $\mathsf{B}(\lambda)\Delta \boldsymbol{v}^*$ selon l'aire des éléments du maillage. Celle-ci est constituée de n_{v} matrices A_{v} placées sur sa diagonale, où n_{v} représente le nombre de valeurs de $\Delta \sigma^*$ ($n_{\text{v}} = n_{\text{f}}$ pour les méthodes différentielles) ou de paramètres p^* ($n_{\text{v}} = n_{\text{p}}$ pour les méthodes paramétriques directes) sur chaque nœud du maillage. La matrice A_{v} possède une taille de $n_{\text{e}} \times n_{\text{n}}$, où n_{e} correspond au nombre d'éléments du maillage et n_{n}, au nombre de nœuds. Chaque ligne de A_{v} correspond donc à un élément du maillage

et chaque colonne, à un nœud. Pour chaque ligne de A_v, on calcule l'aire de l'élément correspondant et on divise le résultat par le nombre de nœuds de cet élément. La valeur obtenue est ensuite placée aux colonnes correspondant aux nœuds de l'élément. On assigne « 0 » aux autres colonnes. Pour un élément du maillage, le résultat de $\mathsf{AB}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^*$ est donc son aire multipliée par la moyenne des valeurs $\mathsf{B}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^*$ sur ses nœuds.

Comme le bruit présent à l'entrée du système se reflète à sa sortie, cette dernière présente une loi normale $\mathcal{N}(\mathsf{AB}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^*, \sigma_\mathrm{b}^2\mathsf{AB}(\lambda)\mathsf{B}(\lambda)^{T^*}\mathsf{A}^T)$. On obtient donc, pour RSB_out,

$$\begin{aligned} RSB_\mathrm{out} &= \left| \frac{\mathrm{E}\left[\mathsf{AB}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^*\right]}{\sqrt{\mathrm{Var}\left[\mathsf{AB}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^*\right]}} \right| = \left| \frac{\mathbf{1}^T\mathsf{AB}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^* / \left(n_\mathrm{e}n_\mathrm{v}\right)}{\sqrt{\mathrm{trace}\left(\sigma_\mathrm{b}^2\mathsf{AB}(\lambda)\mathsf{B}(\lambda)^{T^*}\mathsf{A}^T\right) / \left(n_\mathrm{e}n_\mathrm{v}\right)}} \right| \\ &= \left| \frac{\mathbf{1}^T\mathsf{AB}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^*}{\sigma_\mathrm{b}\sqrt{n_\mathrm{e}n_\mathrm{v} \cdot \mathrm{trace}\left(\mathsf{AB}(\lambda)\mathsf{B}(\lambda)^{T^*}\mathsf{A}^T\right)}} \right|. \end{aligned} \tag{3.77}$$

En combinant les équations (3.75), (3.76) et (3.77), on obtient

$$FB(\lambda) = \left| \frac{\sqrt{n_\mathrm{e}n_\mathrm{v} \cdot \mathrm{trace}\left(\mathsf{AB}(\lambda)\mathsf{B}(\lambda)^{T^*}\mathsf{A}^T\right)} \cdot \mathbf{1}^T\Delta\boldsymbol{v}^*}{n_\mathrm{m}n_\mathrm{f} \cdot \mathbf{1}^T\mathsf{AB}(\lambda)\Delta\boldsymbol{v}^*} \right|. \tag{3.78}$$

Il s'agit maintenant de trouver le paramètre λ qui permet d'obtenir la valeur de FB choisie. Dans le cadre de ce projet, λ a été obtenu par essai et erreur. Une méthode de bissection pourrait être utilisée pour rendre la tâche automatique (Graham et Adler, 2006).

La méthode du facteur de bruit fixé a l'avantage d'être indépendante du maillage d'éléments finis utilisé. En effet, on garde FB constant peu importe le maillage et on détermine la nouvelle valeur de λ en conséquence. Graham et Adler (2006) suggèrent d'utiliser $FB = 1$, c'est-à-dire de conserver le même RSB entre l'entrée et la sortie. D'après les auteurs, pour le niveau de bruit rencontré en TIE, le paramètre λ obtenu par cette méthode s'approche de celui obtenu par la méthode *BestRes*. Cette valeur de FB a donc été utilisée pour reconstruire toutes les images de cet ouvrage.

3.4 Résultats de simulations

Cette section présente les résultats de simulations obtenus pour les différentes méthodes de reconstruction proposées. Les maillages d'éléments finis utilisés sont bidimensionnels (figures 3.3(a) et 3.3(b)). Ils ont été générés à l'aide de Femlab® à partir du modèle de thorax développé par Nassiri (2005). Leur orientation correspond à celle d'un patient couché sur le ventre, les pieds sortant de la feuille. Le côté gauche et le devant du thorax sont donc respectivement du côté gauche et au bas des images.

Le maillage utilisé pour évaluer le problème direct est présenté à la figure 3.3(a). Il sert à générer des mesures de TIE-MF virtuelles qui sont ensuite utilisées par les méthodes de reconstruction. Il comporte 3831 éléments et 1981 nœuds. Nous attribuons à chacun de ces nœuds des valeurs de paramètre pour le modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion (section 1.5.3). Comme le montre la figure 3.3(c), le maillage est divisé en quatre domaines :

- **L'arrière-plan** (noir). Ses nœuds ont une conductivité de 0,239 S/m, correspondant à la conductivité moyenne du thorax (Klepfer *et al.*, 1997). Cette conductivité est réelle et constante en fréquence. Par conséquent, seul le paramètre σ du modèle à plusieurs régions de dispersion a une valeur non nulle. Puisque ce domaine ne change ni temporellement ni fréquentiellement, il ne devrait pas être visible sur aucune des images générées.

- **Le poumon droit** (blanc). Les paramètres de ses nœuds correspondent à ceux du poumon dégonflé ou à ceux du poumon gonflé selon la phase de ventilation que l'on souhaite modéliser. Comme ce domaine change temporellement et fréquentiellement, il devrait être visible sur toutes les images.

- **Le cœur** (gris clair). Les paramètres de ses nœuds correspondent à ceux du cœur. Les paramètres de ce domaine ne changent pas. Ce dernier devrait donc être visible sur les images en mode quasi statique mais non en mode dynamique.

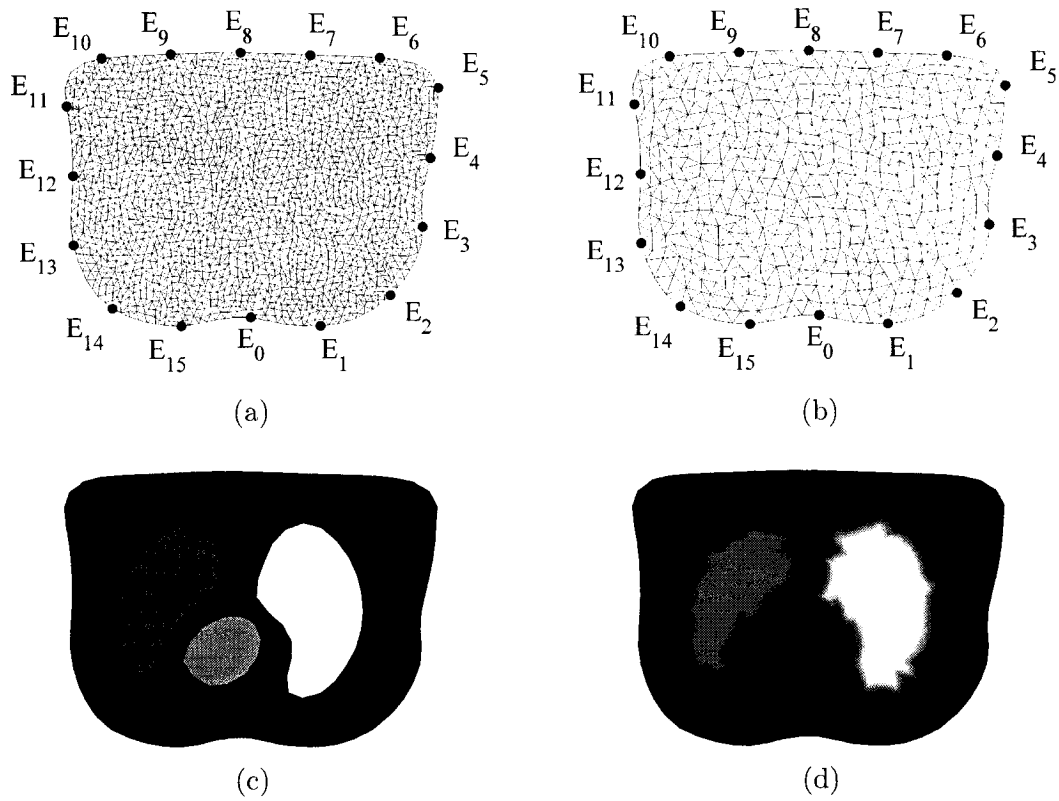


Figure 3.3 Maillages d'éléments finis utilisés pour les simulations. (a) Maillage utilisé pour la résolution du problème direct. (b) Maillage utilisé pour la résolution du problème inverse. (c) Domaines du maillage en (a) : arrière-plan en noir, poumon droit en blanc, cœur en gris clair et poumon gauche en gris foncé. (d) Régions d'intérêt associées aux poumons gauche (gris) et droit (blanc) pour le maillage en (b). L'orientation des maillages correspond à celle d'un patient couché sur le ventre, les pieds sortant de la feuille. Le côté gauche et le devant du thorax sont respectivement du côté gauche et au bas des images. Les notations E_0 à E_{15} représentent les seize électrodes.

- **Le poumon gauche** (gris foncé). Les paramètres de ses nœuds sont les mêmes que ceux du poumon droit. Cependant, nous attribuons aléatoirement à certains nœuds les paramètres du sang de façon à simuler un œdème. La probabilité que les paramètres d'un nœud soit ceux du sang correspond à la fraction d'œdème préalablement choisie. Les résultats présentés dans cette section ont été obtenus pour des fractions de 0, 15, 30, 50, 70, 85 et 100 %. Comme les paramètres du sang ne changent pas, à mesure qu'on augmente la fraction d'œdème, le poumon gauche devrait disparaître en mode dynamique alors qu'il devrait demeurer visible en mode quasi statique. Dans ce dernier cas, les changements de conductivité devraient davantage suivre ceux du sang.

Le maillage utilisé pour résoudre le problème inverse, c'est-à-dire reconstruire les images, est présenté à la figure 3.3(c). Il contient 960 éléments et 513 nœuds. Il n'a pas de domaine, mais son contour est le même que celui utilisé pour évaluer le problème direct. Afin de circonscrire les poumons, des régions d'intérêt, représentées en gris et en blanc dans la figure 3.3(d), ont été déterminées à partir du maillage de la figure 3.3(c). Le masque obtenu sert à évaluer la valeur moyenne de $\Delta\sigma^*$ (méthodes différentielles) ou de p^* (méthodes paramétriques) pour une image donnée à l'intérieur de ces régions.

En ce qui concerne les mesures virtuelles, nous avons supposé que le système comportait seize électrodes disposées autour des maillages. Celles-ci sont notées E_0 à E_{15} à la figure 3.3. La séquence d'acquisition utilisée est celle présentée à la figure 4.12.

Les mesures ont été générées en utilisant des courants de même amplitude et de même phase pour les huit fréquences d'opération du système de TIE-MF. Ces fréquences sont présentées au tableau 4.8. De plus, aucun débalancement n'a été supposé entre les sources et les puits de courant. Enfin, les mesures ont été générées sans bruit. Ces conditions idéales ont permis d'évaluer ce que les méthodes de reconstruction pouvaient théoriquement apporter.

3.4.1 Reconstruction dynamique

Pour les méthodes de reconstruction dynamique, des mesures virtuelles ont été générées pour deux phases de ventilation. La première, à l'instant t_{r}, représente la fin d'une expiration. Les nœuds associés aux poumons possèdent des paramètres correspondant à ceux du poumon dégonflé. La seconde, à l'instant t_{m}, représente la fin d'une inspiration. Les paramètres des nœuds correspondent à ceux du poumon gonflé.

Les méthodes de reconstruction dynamique effectuent la différence entre les mesures obtenues à l'instant t_{m} et celles obtenues à l'instant t_{r}. Comme seuls les nœuds associés aux poumons changent de paramètres entre ces deux instants, passant de ceux du poumon dégonflé à ceux du poumon gonflé, les images devraient présenter des changements de conductivité au niveau des poumons seulement. Pour le poumon gauche, les changements devraient diminuer à mesure que la fraction d'œdème augmente.

3.4.1.1 Méthode différentielle

La figure 3.4 présente les images différentielles en mode de reconstruction dynamique pour une fraction d'œdème de 50 %. Une augmentation de conductivité est représentée par une couleur rouge allant vers le jaune et une diminution, par une couleur bleue allant vers le bleu pâle. On remarque que les parties réelle et imaginaire des changements de conductivité $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$ pour la méthode différentielle s'apparentent à celles des changements théoriques. Les images théoriques ont été obtenues en calculant la différence de conductivité sur chaque nœud à l'aide du modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion entre les instants t_{r} et t_{m}.

L'utilisation d'une même échelle pour les parties réelle et imaginaire montre également l'importance de la partie réelle par rapport à la partie imaginaire. Cette dernière est pratiquement nulle. De plus, on constate que le cœur n'est pas visible, comme on s'y attendait.

En ce qui concerne l'inclusion d'œdème dans le poumon gauche, la partie réelle à la figure 3.4 montre que ce poumon présente un changement de conductivité moins important que celui

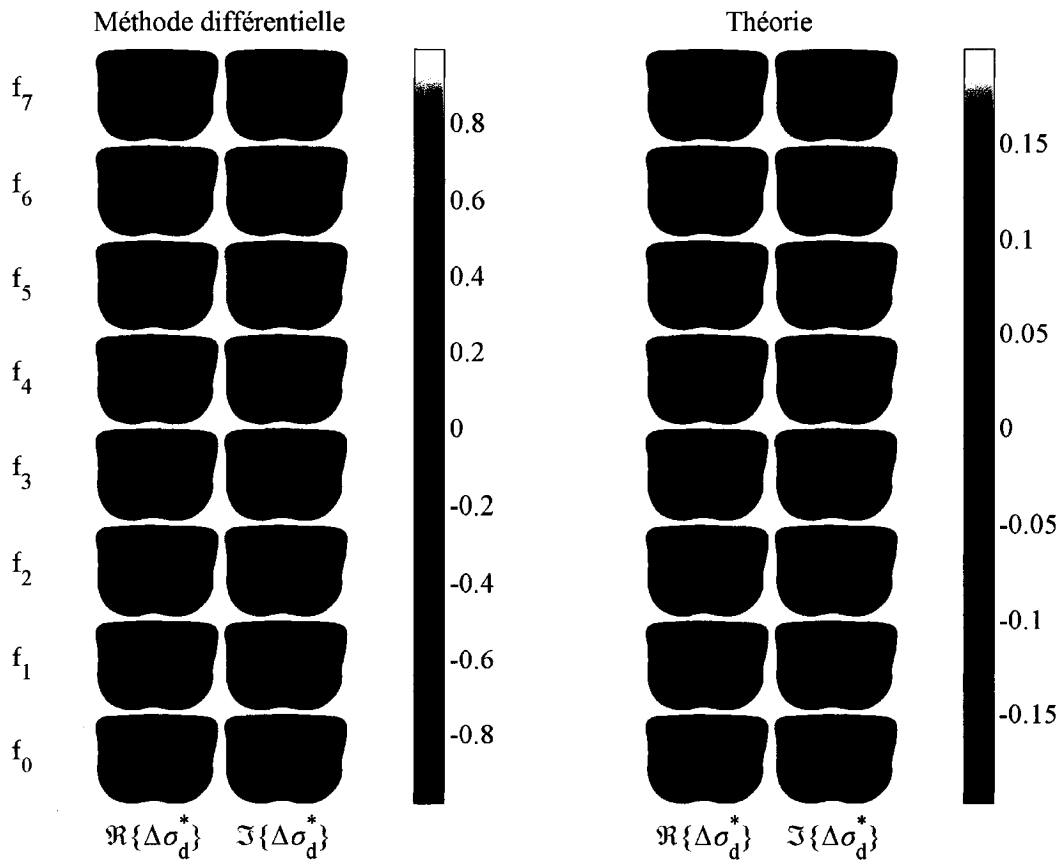


Figure 3.4 Images différentielles en mode de reconstruction dynamique pour une fraction d'œdème de 50 %.

du poumon droit. Cela se traduit par une ventilation moins importante au niveau du poumon gauche par rapport à celui de droite.

La figure 3.5 présente les courbes des parties réelle et imaginaire de la valeur moyenne du changement de conductivité $\Delta\sigma_d^*$ à l'intérieur des régions d'intérêt correspondant au poumon gauche (trait continu) et au poumon droit (traits interrompus), en fonction de la fréquence, pour différentes fractions d'œdème.

On remarque que les courbes obtenues par la méthode différentielle sont semblables aux courbes théoriques. La partie réelle est négative, et pour le poumon gauche, elle s'éloigne de celle du poumon droit à mesure qu'on augmente la fraction d'œdème. Dans les images

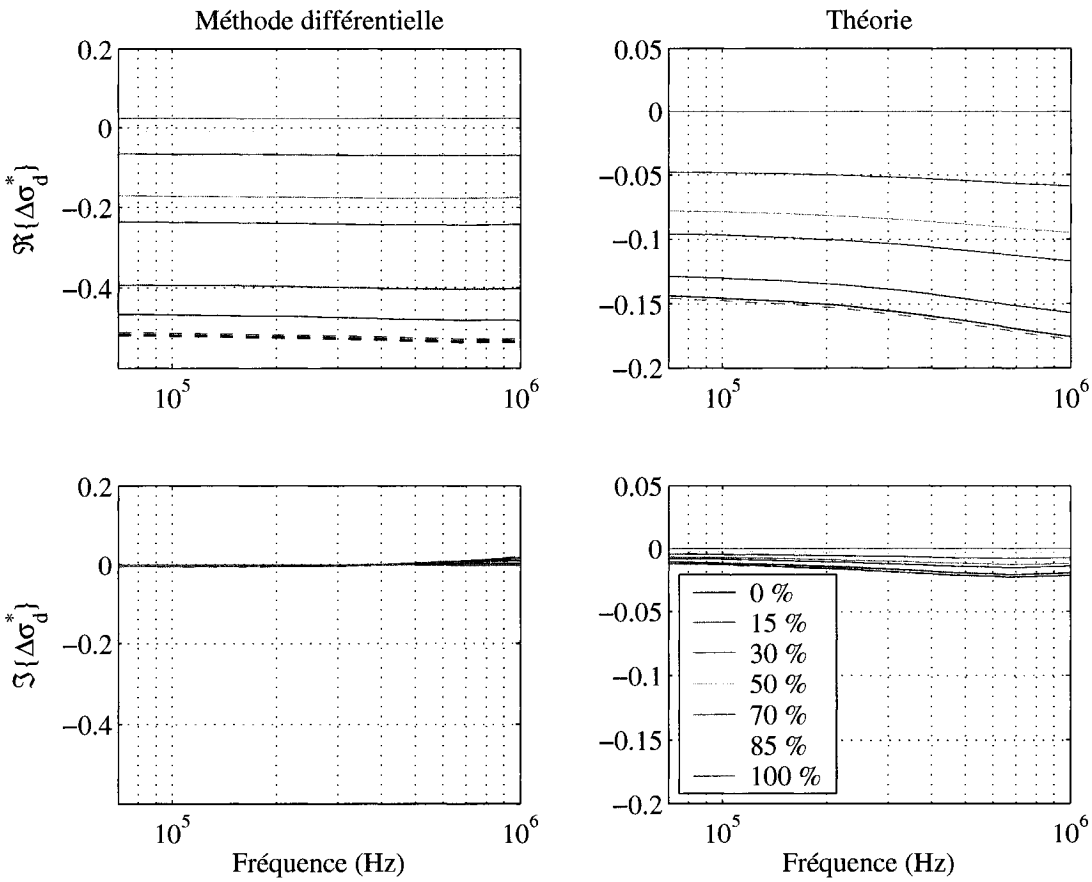


Figure 3.5 Courbes des parties réelle et imaginaire de différence de conductivité $\Delta\sigma_d^*$ en fonction de la fréquence pour différentes fractions d'œdème. Les courbes en trait continu sont associées au poumon gauche et celles en traits interrompus, au poumon droit.

paramétriques, ΔP_{0r} devrait donc être négatif et augmenter avec la fraction d'œdème. Par rapport à la pente ΔP_{1r}, on constate que celle-ci est légèrement négative et qu'elle augmente avec la fraction d'œdème. La courbure ΔP_{2r} semble, quant à elle, positive pour la méthode différentielle et négative pour les courbes théoriques. Dans le premier cas, elle diminue avec la fraction d'œdème, et dans le second, elle augmente.

En ce qui concerne la partie imaginaire, on remarque qu'elle est très faible comparativement à la partie réelle. Pour la méthode différentielle, la valeur constante ΔP_{0i} est pratiquement nulle. Les courbes théoriques montrent, quant à elles, une valeur négative qui augmente avec la fraction d'œdème. En ce qui concerne la pente ΔP_{1i}, celle-ci est positive pour la méthode

différentielle et négative pour les courbes théoriques. Dans le premier cas, elle diminue avec l'augmentation de la fraction d'œdème et, dans le second, elle augmente. Pour ce qui est de la courbure $\Delta P_{2\mathrm{i}}$, celle-ci est positive dans les deux cas et diminue en augmentant la fraction d'œdème.

Les différences observées entre les résultats obtenus et ceux correspondant à la théorie sont discutées à la section 3.5.1.

3.4.1.2 Méthodes paramétriques

La figure 3.6 montre les images paramétriques obtenues en mode de reconstruction dynamique pour une fraction d'œdème de 50 %. Les images des deux colonnes de gauche ont été générées par les méthodes indirecte et directe respectivement. Celles de la dernière colonne correspondent aux images théoriques. Ces dernières ont été obtenues en effectuant la différence des paramètres du modèle quadratique entre les instants t_{r} et t_{m} pour chaque nœud du maillage. Les paramètres utilisés pour les tissus sont ceux de la section 2.5 pour le modèle quadratique.

On remarque que les méthodes indirecte et directe produisent des images semblables et se rapprochant des images théoriques. En effet, pour tous les paramètres à l'exception de $\Delta P_{1\mathrm{i}}$, le signe des paramètres suit celui des paramètres théoriques. Pour $\Delta P_{1\mathrm{i}}$, on constate cependant qu'il suit la prédiction de la figure 3.5. En effet, la pente de la partie imaginaire de $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$ est positive.

Les valeurs obtenues pour les autres paramètres concordent également avec les prédictions de la section précédente, à l'exception du paramètre $\Delta P_{2\mathrm{r}}$ des images théoriques. Pour ce dernier, on s'attendait à une valeur négative. De plus, celle-ci devait augmenter avec la fraction d'œdème. On remarque plutôt qu'elle diminue à la figure 3.7.

Cette figure présente les courbes des différents paramètres en fonction de la fraction d'œdème. Les courbes en trait continu correspondent au poumon gauche et celles en traits

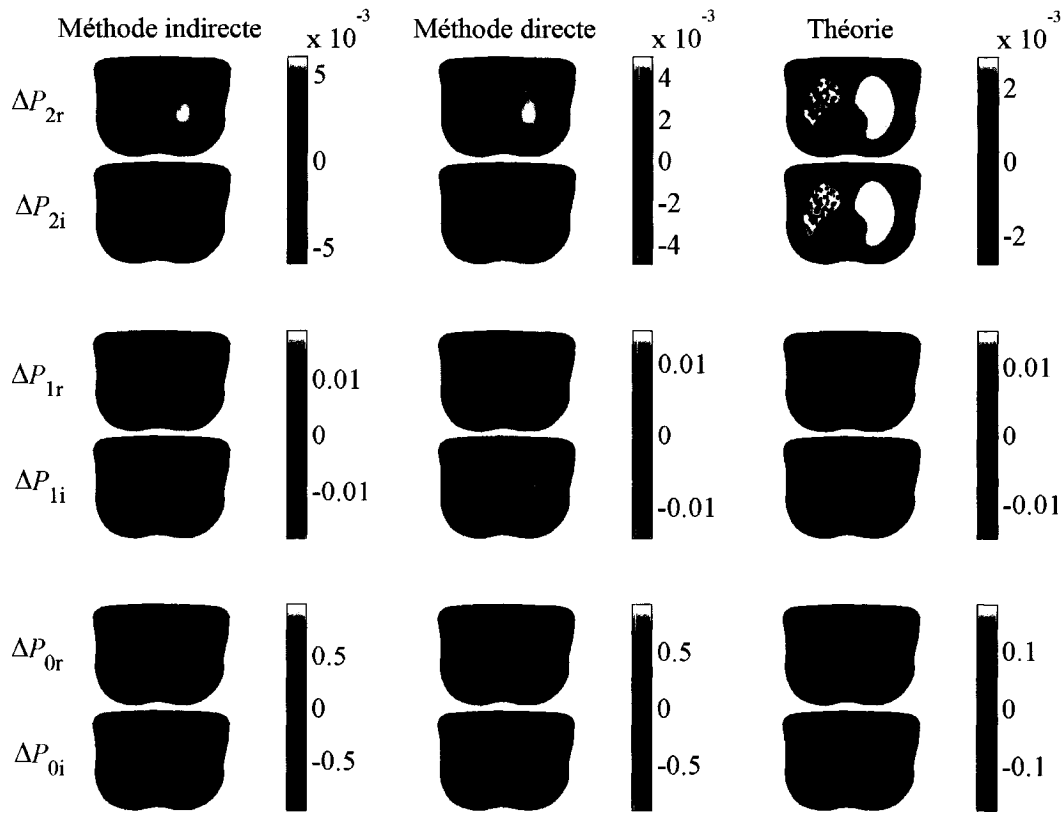


Figure 3.6 Images paramétriques en mode de reconstruction dynamique pour un pourcentage d'œdème de 50 %. (a) Images obtenues par la méthode paramétrique indirecte, (b) images obtenues par la méthode paramétrique directe, (c) images théoriques.

interrompus, au poumon droit. Pour les paramètres autres que ΔP_{2r}, on constate qu'ils suivent les prédictions de la section précédente.

3.4.2 Reconstruction quasi statique

Pour les méthodes de reconstruction quasi statique, seuls les résultats obtenus pour les mesures à l'instant t_r (fin d'expiration) sont présentés dans cette section. En effet, les résultats à t_m (fin d'inspiration) montraient peu de différences. La fréquence de référence utilisée est la plus basse (70 kHz). Les fréquences de mesures correspondent, quant à elles, aux autres fréquences d'opération du système.

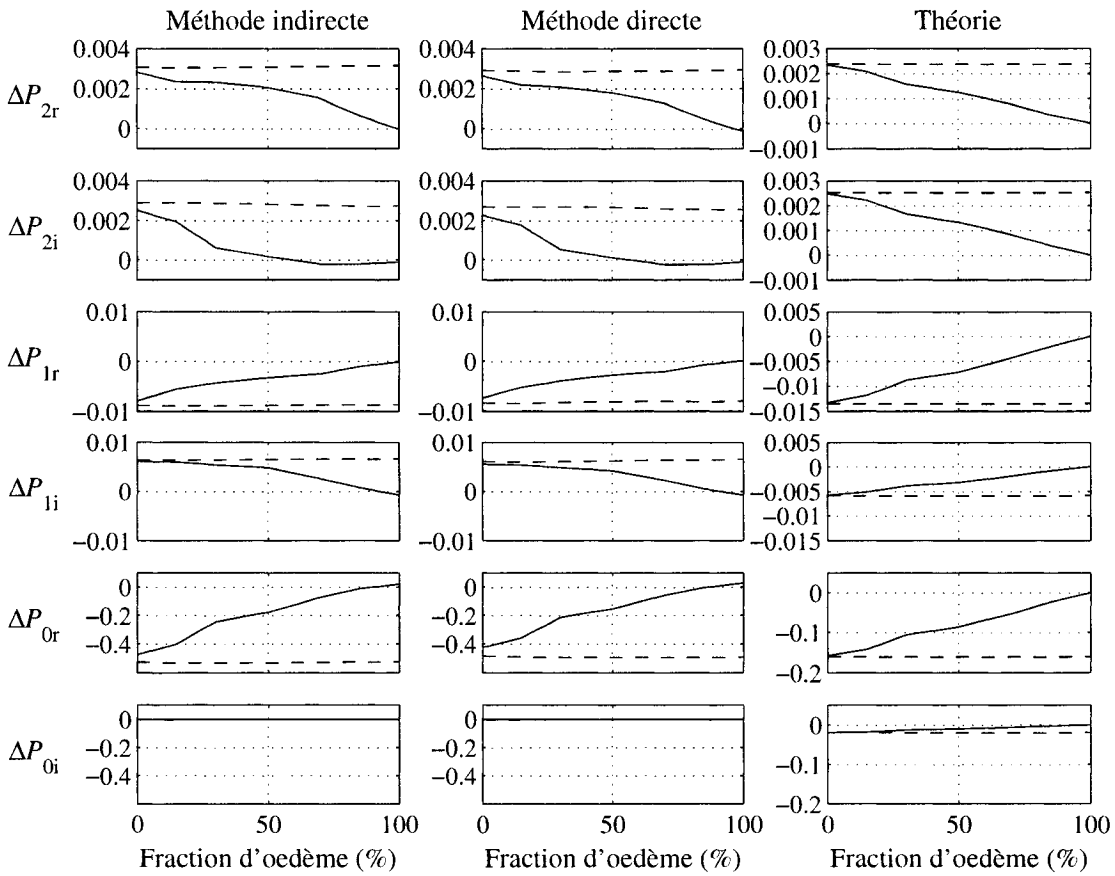


Figure 3.7 Courbes des paramètres en fonction de la fraction d'œdème pour le mode de reconstruction dynamique. Les courbes en trait continu sont associées au poumon gauche et celles en traits interrompus, au poumon droit.

Les méthodes de reconstruction quasi statique effectuent la différence entre les mesures obtenues aux fréquences de mesure et celles obtenues à la fréquence de référence. Comme tous les nœuds, à l'exception de ceux de l'arrière-plan, suivent le modèle à plusieurs régions de dispersion, ils ont un profil de conductivité variant avec la fréquence. On devrait ainsi observer des changements de conductivité pour tous les domaines, à l'exception de l'arrière-plan. Le cœur devrait donc être également visible sur les images. De plus, en augmentant la fraction d'œdème, les changements de conductivité devraient être davantage différents entre les poumons gauche et droit.

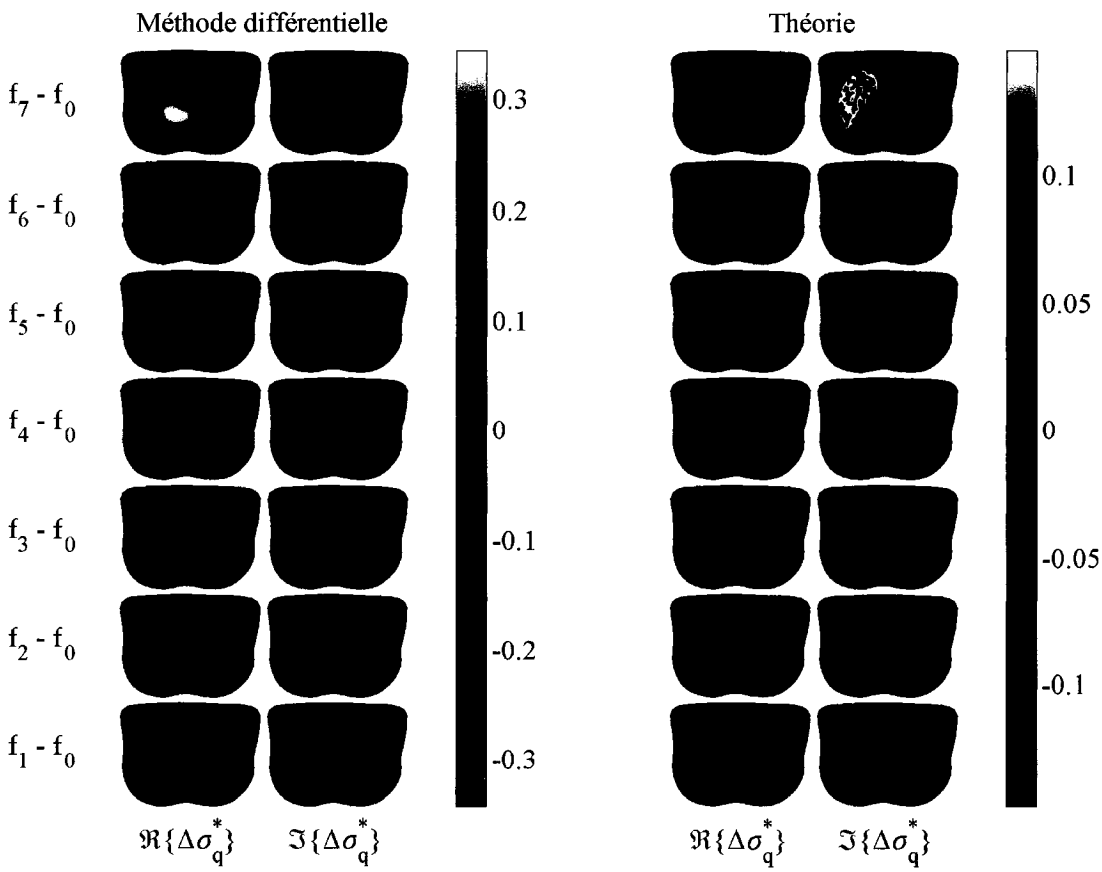


Figure 3.8 Images différentielles en mode de reconstruction quasi statique pour un pourcentage d'œdème de 50 % en fin d'expiration.

3.4.2.1 Méthode différentielle

La figure 3.8 présente les images différentielles obtenues en mode de reconstruction quasi statique pour une fraction d'œdème de 50 %. On remarque que les images reconstruites pour la partie réelle et pour la partie imaginaire s'apparentent aux images théoriques correspondantes. Ces dernières ont été générées en calculant, pour chaque nœud, la différence de conductivité entre les fréquences de mesure et de référence à l'aide du modèle de Cole à plusieurs régions de dispersion.

On observe une augmentation globale de la conductivité avec la fréquence. Celle-ci semble davantage prononcée au niveau du cœur pour la partie réelle et au niveau des poumons pour

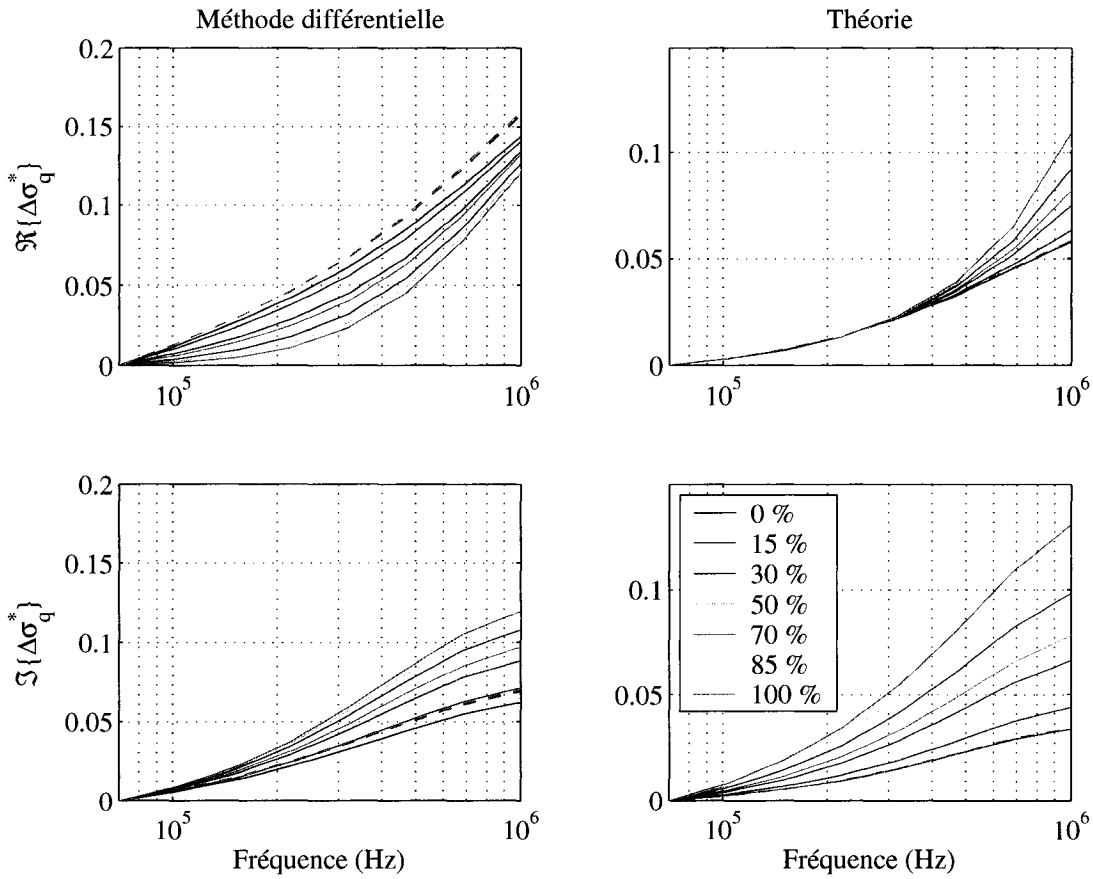


Figure 3.9 Courbes des parties réelle et imaginaire de différence de conductivité $\Delta\sigma_q^*$ en fonction de la fréquence pour différentes fractions d'œdème en fin d'expiration. Les courbes en trait continu sont associées au poumon gauche et celles en traits interrompus, au poumon droit.

la partie imaginaire. De plus, on remarque, pour la partie imaginaire, que le changement de conductivité est plus important pour le poumon gauche que pour le poumon droit, étant donné que plusieurs nœuds du poumon gauche correspondent au sang.

La figure 3.9 montre les courbes de différences de conductivité moyenne en fonction de la fréquence pour les régions des poumons. Les courbes en trait continu correspondent au poumon gauche et celles en traits interrompus, au poumon droit. Évidemment, la différence de conductivité est nulle à la fréquence de référence.

Pour la partie réelle, on remarque que les courbes montrent une pente P_{1r} positive. Dans le cas de la méthode différentielle, celle-ci diminue avec l'augmentation de la fraction d'œdème. Par contre, les courbes théoriques montrent plutôt une pente qui augmente. La courbure P_{2r}, quand à elle, est positive et augmente avec la fraction d'œdème dans les deux cas.

En ce qui concerne la partie imaginaire, on constate que la pente P_{1i} est positive et augmente avec la fraction d'œdème. La courbure P_{2i} semble plutôt négative et le devient de plus en plus à mesure que la fraction d'œdème augmente.

3.4.2.2 Méthodes paramétriques

Les deux colonnes de gauche de la figure 3.10 présentent respectivement les images paramétriques obtenues à l'aide des méthodes indirecte et directe. Les images théoriques, dans la dernière colonne, ont été obtenues en prenant directement, pour chaque nœud, les paramètres de leur tissu correspondant présentés à la section 2.5 pour le modèle quadratique. On remarque que les images produites par les méthodes de reconstruction sont pratiquement identiques entre elles. De plus, elles sont semblables aux images théoriques.

En outre, tous les paramètres semblent suivre les prédictions de la section précédente, à l'exception du paramètre P_{2r} représentant la courbure pour la partie réelle. On s'attendait à une valeur positive pour les deux poumons. Cependant, celle-ci est négative pour le poumon droit et pratiquement nulle pour le poumon gauche.

Malgré cette différence, le comportement du paramètre P_{2r} en fonction de la fraction d'œdème suit les prédictions de la section précédente. La figure 3.11 présente en effet les courbes des différents paramètres en fonction de la fraction d'œdème. Les courbes en trait continu sont associées au poumon gauche et celles en traits interrompus, au poumon droit. On observe que le paramètre P_{2r} augmente avec la fraction d'œdème pour le poumon gauche comme on s'y attendait.

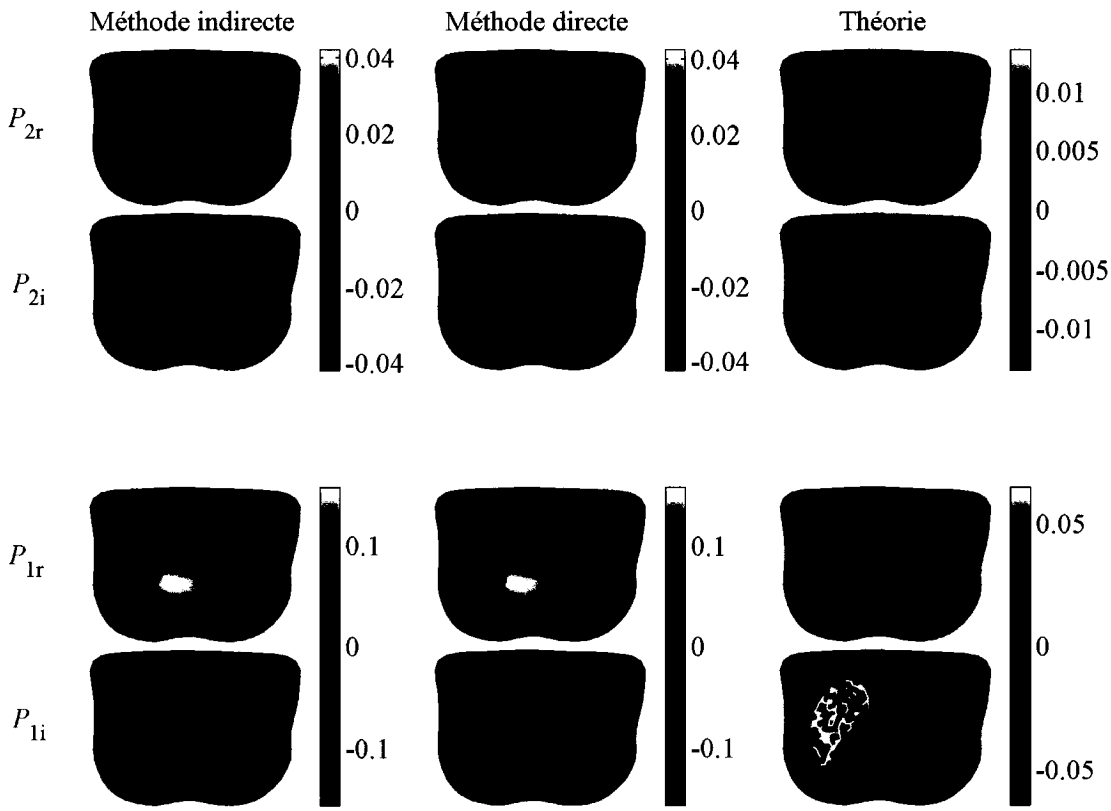


Figure 3.10 Images paramétriques en mode de reconstruction quasi statique pour un pourcentage d'œdème de 50 % en fin d'expiration.

Pour les autres paramètres, on constate que les courbes obtenues concordent avec les tendances observées à la section précédente.

3.5 Discussion

Cette section discute tout d'abord des résultats obtenus à la section précédente par rapport aux valeurs théoriques calculées. Elle souligne ensuite l'utilité des images paramétriques. Elle traite également de l'implémentation des méthodes de reconstruction. Enfin, elle discute des résultats de simulations dans un contexte de détection de l'œdème pulmonaire.

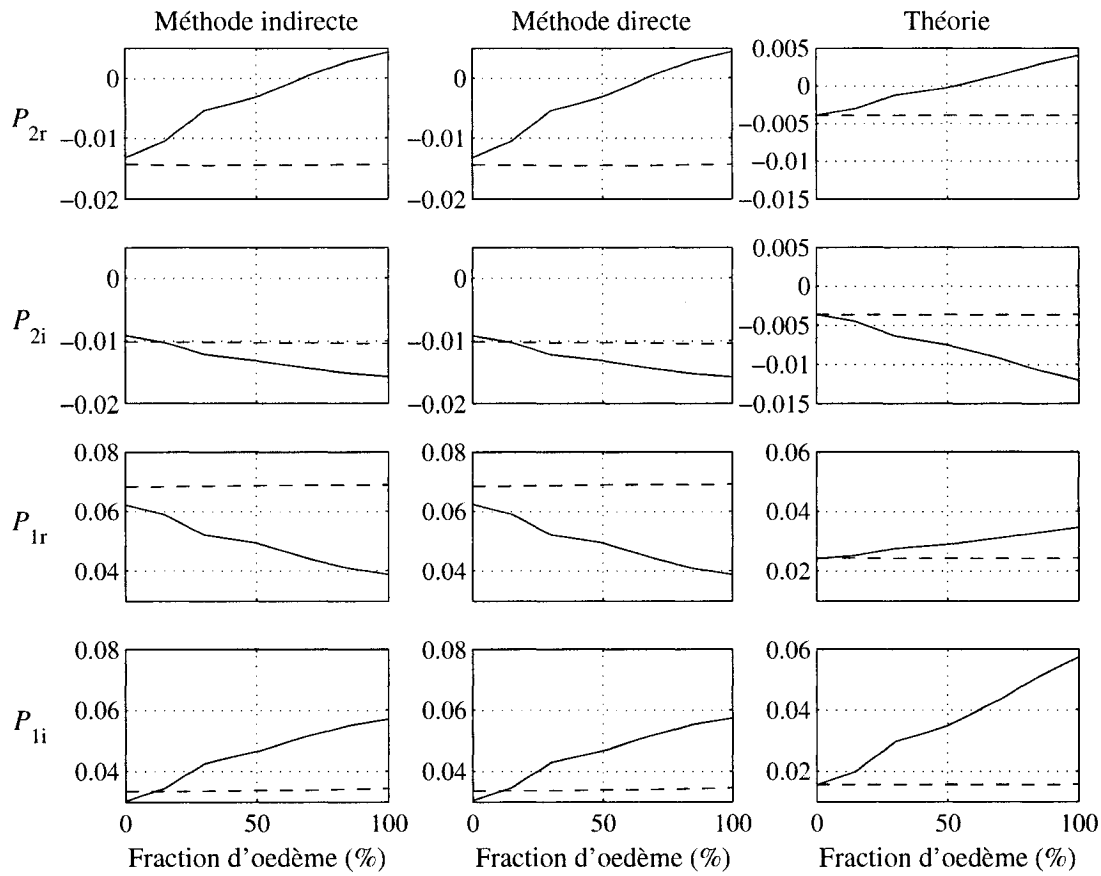


Figure 3.11 Courbes des paramètres en fonction de la fraction d'œdème pour le mode de reconstruction quasi statique en fin d'expiration. Les courbes en trait continu sont associées au poumon gauche et celles en traits interrompus, au poumon droit.

3.5.1 Résultats de simulations et théorie

Des différences ont été observées entre les résultats obtenus et ceux correspondant à la théorie pour les paramètres ΔP_{2r} et ΔP_{1i}, à la section 3.4.1, ainsi que pour le paramètre P_{1r}, à la section 3.4.2.

Ces différences amènent à se demander si les résultats des méthodes de reconstruction sont justes. En effet, ceux-ci devraient correspondre à la théorie. Cependant, il faut souligner que les méthodes de reconstruction génèrent les images différentielles ou paramétriques à partir de mesures de TIE-MF. Pour les résultats théoriques, le calcul de ces images s'effectue directement à partir de la conductivité des tissus. Il est donc possible que, même en ayant des

méthodes de reconstruction parfaites, les résultats soient différents de la théorie simplement par l'utilisation des mesures de TIE-MF.

Il faut également souligner que, pour le paramètre $\Delta P_{2\mathrm{r}}$ théorique, on a noté une différence entre ce que prédisaient les courbes de différences de conductivité en fonction de la fréquence (figure 3.5) et ce que montrait la courbe de $\Delta P_{2\mathrm{r}}$ en fonction de la fraction d'œdème (figure 3.7). Normalement, aucune différence n'aurait dû être observée entre ces deux résultats théoriques. On constate cependant que ce n'est pas le cas.

On peut donc affirmer que les résultats théoriques permettent de donner une évaluation du bon fonctionnement des méthodes de reconstruction. Cependant, ceux-ci ne peuvent être considérés comme étant totalement infaillibles. On ne peut également conclure qu'une différence de résultats entre la théorie et une méthode de reconstruction signifie automatiquement que cette dernière ne fournit pas des résultats justes.

3.5.2 L'imagerie paramétrique

Les méthodes paramétriques proposées ne fournissent qu'une représentation de leurs images différentielles correspondantes. Elles ne donnent pas d'information supplémentaire. De plus, les images différentielles sont plus faciles à comprendre que les images paramétriques. On peut donc se demander en quoi les images paramétriques peuvent être utiles.

Les images différentielles doivent être comparées côte à côte afin d'observer le comportement fréquentiel des différences de conductivité. Ce traitement peut devenir fastidieux à mesure que le nombre de fréquences augmente. Il devient toutefois automatique avec l'imagerie paramétrique. Cette dernière permet de synthétiser l'information contenue dans les images différentielles et les représente en un nombre constant d'images, peu importe le nombre de fréquences utilisées. Bien que ces images soient plus difficiles à comprendre au départ, un œil expérimenté peut réussir à surmonter cette difficulté.

Les images paramétriques en mode quasi statique sont relativement faciles à interpréter. Les paramètres représentent la courbure et la pente de la courbe de conductivité. L'interprétation est plus difficile, cependant, pour les images paramétriques en mode dynamique. Celles-ci correspondent à des *changements*, entre deux instants, de la courbure, de la pente et du décalage par rapport à l'origine de la courbe de conductivité.

On peut se demander à quelle application clinique pourrait répondre ce dernier type d'imagerie. Il faut en effet que le comportement fréquentiel de la conductivité d'un tissu ou d'un liquide varie entre deux instants. Ce tissu ou liquide pourrait, par exemple, devenir plus ou moins capacitif (ou inductif) en fonction du temps. On pourrait ainsi penser à une application de monitoring sanguin où la composition du sang varie en fonction d'un traitement.

3.5.3 Implémentation des méthodes de reconstruction

Les méthodes de reconstruction proposées ont été implémentées sous Matlab®. Les images ne peuvent donc pas être reconstruites en temps réel. Dans le cas où cette avenue serait souhaitée, il faut souligner que les matrices de sensibilité peuvent être précalculées. Il en est de même pour les matrices inverses B si on fixe les valeurs de fréquence et/ou le facteur de régularisation.

Cependant, les mesures fournies par le système doivent être normalisées par celles calculées pour le milieu homogène σ_{h}^{*}. Ces dernières dépendent des mesures de courant provenant du système. Elles ne peuvent donc pas être précalculées. Selon la taille du maillage d'éléments finis utilisé et le nombre de fréquences, l'opération de normalisation peut s'avérer relativement longue. Pour les méthodes paramétriques indirectes, un délai supplémentaire est introduit par le calcul des paramètres qui doit s'effectuer indépendamment pour chaque nœud.

Tous les calculs mentionnés peuvent néanmoins s'effectuer en parallèle. Avec un nombre suffisant de microprocesseurs, nous pensons qu'un ordinateur peut effectuer la reconstruction d'images en temps réel.

3.5.4 La détection de l'œdème pulmonaire

Les résultats présentés à la section précédente ont été obtenus dans des conditions idéales : on suppose un système parfait, possédant un comportement constant en fréquence et ne présentant aucun bruit sur les mesures. Bien entendu, ces résultats ne sont pas représentatifs de la réalité. Cependant, ces conditions ont permis d'observer ce que les méthodes de reconstruction proposées pouvaient théoriquement apporter pour la détection de l'œdème pulmonaire.

Les résultats ont démontré des changements *relatifs* dans les paramètres à mesure que la fraction d'œdème augmentait. Donc, les méthodes de reconstruction seraient utiles pour suivre l'évolution de la maladie. On peut argumenter que la condition pulmonaire d'un patient souffrant d'œdème peut être suivie en employant simplement la TIE conventionnelle en mode dynamique. Cependant, il serait probablement plus avantageux d'utiliser la TIE-MF : en combinant les modes dynamique et quasi statique, cette technique permettrait de valider qu'un changement de condition pulmonaire, représenté par une variation des paramètres en mode dynamique, est bel et bien causé par la présence d'œdème, représentée par une variation des paramètres en mode quasi statique, et non par une autre pathologie.

L'objectif global de ce projet est cependant d'utiliser la TIE-MF pour détecter l'œdème et non seulement de suivre son évolution. Il faut donc se demander comment déterminer de façon *absolue* la présence d'œdème. Dans les simulations, le poumon droit servait de contrôle. Les figures 3.7 et 3.11 montrent en effet que ses paramètres ne varient pas en fonction de la fraction d'œdème. Cependant, en réalité, l'œdème ne se développe pas seulement dans un poumon. Ainsi, dans le cas où une même fraction d'œdème serait présente dans les deux poumons, comment déterminer si un patient souffre d'œdème ? Il est nécessaire d'avoir un point de comparaison.

Une première approche serait de comparer les images obtenues pour un patient présentant de l'œdème aux images moyennes d'une population saine. Cependant, l'expérience acquise en TIE au sein de l'IGB démontre qu'il existe une variabilité importante entre les individus.

Celle-ci est due, entre autres, à la différence inter-individuelle de l'épaisseur de la couche adipeuse. De plus, les images obtenues en TIE-MF sont en unités arbitraires. En effet, on remarque, dans les figures 3.4, 3.6, 3.8 et 3.10, les différences d'échelle entre les images reconstruites et les images théoriques. Cela s'explique, entre autres, par le choix de la valeur de la conductivité homogène utilisée dans le calcul des matrices de sensibilité. Pour un même facteur de bruit, l'échelle de l'image reconstruite pour une certaine valeur de conductivité homogène est celle obtenue pour une conductivité unitaire multipliée par la valeur de cette conductivité homogène. L'image normalisée, quant à elle, demeure pratiquement identique. De la même façon, un changement dans la phase de la conductivité homogène occasionnera un déphasage équivalent dans les images. C'est pourquoi nous avons choisi une conductivité homogène unitaire. Le filtre spatial et le choix du paramètre de régularisation influencent également l'image et son échelle. Plus le paramètre de régularisation est élevé, moins les transitions sont abruptes et plus l'image a tendance à s'égaliser, réduisant ainsi l'amplitude des valeurs extrêmes.

Ces constatations amènent la suggestion d'une seconde approche : la comparaison intra-individuelle du tissu pulmonaire par rapport à un tissu qui ne subit pas l'influence de l'œdème. En mode quasi statique, on pourrait, par exemple, effectuer le rapport entre la valeur moyenne d'un paramètre pour la région des poumons et la valeur moyenne de ce même paramètre pour la région du cœur. D'après les simulations de la section précédente, le cœur est visible en mode quasi statique. Le rapport obtenu serait une valeur normalisée pour un patient donné. Ce rapport pourrait ensuite être comparé à celui obtenu pour un ensemble d'individus sains.

Afin de valider cette approche, il serait nécessaire d'effectuer une étude sur plusieurs sujets en les divisant en deux groupes : sujets sains et patients souffrant d'œdème pulmonaire selon divers degrés de sévérité. Le premier groupe servirait à déterminer la valeur « normale » du rapport et à valider que cette dernière demeure constante entre les individus. Le deuxième groupe serait utilisé pour valider qu'il est possible de détecter l'œdème et son degré de sévérité à partir du rapport calculé.

Il serait cependant important d'évaluer l'influence de l'activité cardiaque sur ce rapport. En effet, à quel moment du cycle cardiaque devrait-il être calculé ? De plus, il est possible que l'œdème pulmonaire influence l'activité cardiaque. Le cœur constitue peut-être un mauvais choix de tissu. Une autre région du thorax qui présenterait des paramètres plus constants est la colonne vertébrale. Bien qu'elle n'ait pas été utilisée en simulation, on s'attend à ce qu'elle soit visible en mode quasi statique.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu qu'il existe trois modes de reconstruction dans la littérature sur la TIE-MF : dynamique, quasi statique et statique. Le premier évalue les changements de conductivité entre deux instants, le second, entre deux fréquences, et le troisième calcule une conductivité absolue. Pour les deux premiers modes, on peut reconstruire des images de changements de conductivité, c'est-à-dire des images différentielles, et pour le mode statique, des images absolues de la conductivité. On peut également générer des images des paramètres de modèles représentant le profil des changements de conductivité ou le profil de la conductivité absolue en fonction de la fréquence. On qualifie ces images de paramétriques. Elles peuvent être reconstruites directement à partir des mesures de TIE-MF ou indirectement à l'aide des images différentielles ou absolues selon le mode de reconstruction.

Étant donné qu'il est sujet à de nombreuses sources d'erreur, le mode statique n'a pas été utilisé dans le cadre de ce projet. Pour chacun des autres modes, nous avons proposé une méthode différentielle, une méthode paramétrique indirecte et une méthode paramétrique directe en nous basant sur celles de la littérature. Les méthodes paramétriques utilisent le modèle quadratique développé au chapitre 2.

Les résultats de simulations suggèrent que la TIE-MF pourrait être utile pour observer l'évolution de l'œdème pulmonaire. Par contre, il reste du chemin à parcourir avant de détecter de manière absolue la présence de cette maladie. Des pistes de recherche ont néanmoins été suggérées.

CHAPITRE 4

INSTRUMENTATION

« Chiader : Verbe intransitif et transitif. Argot scolaire. Travailler beaucoup, approfondir (une matière, une discipline) ; fignoler (un travail). »

Le Petit Larousse (1995)

Le chapitre précédent montrait comment obtenir des images à partir de mesures de TIE-MF. Jusqu'ici, les mesures ont été générées mathématiquement par la résolution du problème direct. Dans ce chapitre, il est question d'obtenir des mesures réelles, ce qui nécessite le développement d'un système de TIE-MF.

Nous présentons, dans la première section, l'architecture générale d'un tel système. Nous expliquons également les approches utilisées dans la littérature pour réaliser ses différents composants. La seconde section traite du système développé dans le cadre de ce projet et de celui d'Isabelle Maurice (Maurice, 2005). Dans la troisième section, nous présentons les résultats de mesures de performance réalisées sur ce système. La quatrième section discute enfin de ces résultats, des améliorations à apporter au système et des avenues de recherche.

4.1 Revue de la littérature

La figure 4.1 présente l'architecture générale d'un système de TIE-MF. Une unité de synthèse génère une porteuse de référence comportant plusieurs fréquences. Cette porteuse est acheminée au module d'application de courant et de mesure de tension. Celui-ci utilise la porteuse pour appliquer des courants autour du milieu. Ces courants génèrent des tensions qui sont déphasées et modulées en amplitude par l'impédance du milieu. Ces tensions sont ensuite mesurées par le module d'application de courant et de mesure de tension et achemi-

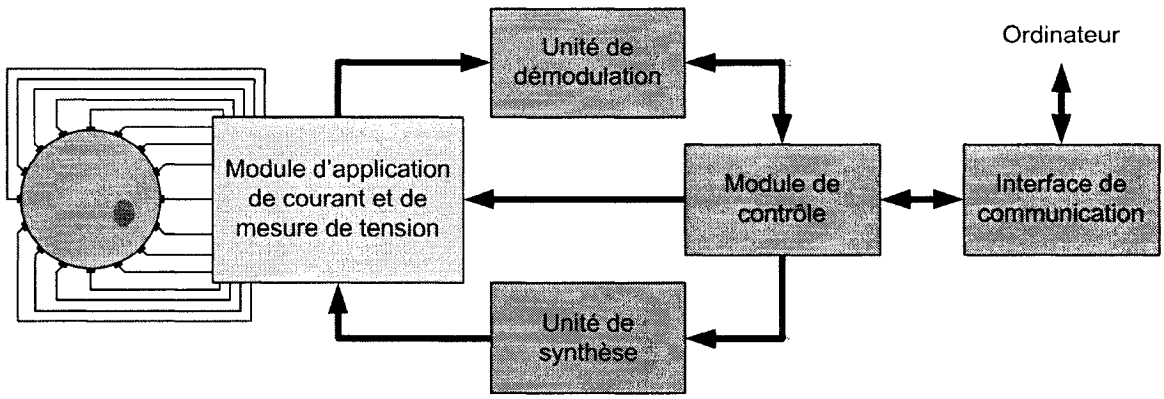


Figure 4.1 Architecture générale d'un système de TIE-MF.

nées à l'unité de démodulation. Cette dernière démodule les mesures à chaque fréquence de la porteuse. Elle les envoie ensuite à un module de contrôle. Celui-ci s'occupe de contrôler les différentes unités du système et d'acheminer les mesures démodulées à l'ordinateur à l'aide d'une interface de communication.

Une barrière d'isolation, non représentée, permet d'isoler électriquement le patient du secteur. Les signaux analogiques traversent habituellement cette barrière à l'aide de transformateurs ou d'amplificateurs d'isolation. Les transformateurs isolent les signaux par un couplage magnétique et les amplificateurs, par un couplage capacitif ou optique. Pour les signaux numériques, on utilise des fibres optiques, des opto-isolateurs ou des coupleurs isolés. Les deux premières approches utilisent un couplage optique et la troisième, un couplage capacitif.

On a intérêt à employer le plus petit nombre de composants possible dans la barrière d'isolation. On minimise ainsi la capacité de coulage et on augmente l'impédance entre les côtés isolé et non isolé du secteur. De plus, une isolation optique est préférable puisqu'elle offre une capacité de coulage plus faible. On a également intérêt à utiliser des signaux numériques seulement. Ceux-ci permettent d'atteindre une meilleure immunité au bruit.

Les sections qui suivent présentent les méthodes utilisées dans la littérature pour réaliser les composants de la figure 4.1. Nous ne traitons cependant pas du module d'application de courant et de mesure de tension. Ce dernier est revu en détail par Maurice (2005).

Tableau 4.1 Systèmes recensés et leur référence.

Système	Pays	Référence
Ankara	Turquie	Arpinar et Eyüboğlu (2001)
Barcelone 1	Espagne	Riu *et al.* (1996)
Barcelone 2	Espagne	Casas *et al.* (1996)
Cardiff	Royaume-Uni	Schlappa *et al.* (2000) et Griffiths et Zhang (1989a)
Göttingen 1	Allemagne	Dudykevych *et al.* (2001)
Göttingen 2	Allemagne	Thiel *et al.* (2001)
Hanover	États-Unis	Halter *et al.* (2004)
Leicester	Royaume-Uni	Wang *et al.* (1998)
Leuven	Belgique	Sansen *et al.* (1992)
Londres	Royaume-Uni	McEwan *et al.* (2006)
Lund	Suède	Blad (1994)
Lyon	France	Jossinet *et al.* (1994)
Mexico	Mexique	Gaona *et al.* (2002)
Montréal	Canada	Dazé (2004) et Gagnon (2003)
Oxford	Royaume-Uni	Zhu *et al.* (1994)
Sheffield	Royaume-Uni	Wilson *et al.* (2001)
Stoke	Royaume-Uni	Record (1994)
Stuttgart	Allemagne	Li *et al.* (1996)
Toulouse	France	Chauveau *et al.* (1996)
Xi'an	Chine	Shi *et al.* (2005)

La présente recension se limite, pour chaque groupe de recherche, au dernier système développé. Comme il existe peu de systèmes multifréquence, c'est-à-dire fonctionnant à plusieurs fréquences simultanément, nous avons également inclus les systèmes simple fréquence dont la fréquence est variable. Le tableau 4.1 présente la liste des systèmes, leur pays d'origine ainsi que les références bibliographiques correspondantes. Les noms de système représentent les villes où résident les groupes de recherche. Ceux en caractères gras correspondent à des systèmes multifréquence.

4.1.1 Unité de synthèse

Différentes méthodes de synthèse sont utilisées par les groupes de recherche. Nous expliquons celles-ci dans la section suivante. Par la suite, nous présentons les caractéristiques des unités de synthèse des systèmes recensés.

4.1.1.1 Méthodes de synthèse des systèmes recensés

Le tableau 4.2 présente les méthodes de synthèse de porteuse ainsi que leur implémentation pour les systèmes recensés. Pour certains d'entre eux, l'information n'était pas disponible. On remarque que les groupes de recherche utilisent une des trois méthodes suivantes : l'analyseur de réseau, le générateur d'onde ou la table de conversion. Celles-ci sont présentées dans les sections qui suivent.

4.1.1.1.1 Analyseur de réseau

L'analyseur de réseau est un appareil de laboratoire servant à caractériser le comportement en fréquence d'un circuit. Il fournit un signal d'une certaine fréquence à l'entrée du circuit et démodule le signal à sa sortie. En effectuant un balayage sur plusieurs fréquences, il permet d'obtenir la réponse fréquentielle du circuit. Dans le cas de la TIE-MF, ce circuit est constitué du module d'application de courant et de mesure de tension branché sur un patient. Cette méthode est utilisée par un seul groupe de recherche. Elle est limitée par les caractéristiques de l'analyseur, en particulier la vitesse d'acquisition si une certaine résolution fréquentielle est souhaitée. De plus, elle ne peut générer qu'une porteuse simple fréquence.

4.1.1.1.2 Générateur d'onde

Une autre méthode, employée par deux groupes de recherche, consiste à générer la porteuse analogiquement à l'aide d'un composant dédié appelé générateur d'onde. La fréquence de

Tableau 4.2 Méthodes de synthèse des systèmes recensés.

	Synthèse		
Système	**Type**	**Méthode**	**Implémentation**
Ankara	Numérique	Table de conversion	Microcontrôleur
Barcelone 1	Numérique	Table de conversion	DDS
Barcelone 2	Analogique	Générateur d'ondes	Composant dédié
Cardiff	Numérique	—	—
Göttingen 1	Numérique	Table de conversion	DDS
Göttingen 2	Numérique	—	Carte interne
Hanover	Numérique	Table de conversion	FPGA
Leicester	—	—	—
Leuven	Analogique	—	—
Londres	Numérique	—	DSP
Lund	Numérique	Table de conversion	Composants discrets
Lyon	—	—	—
Mexico	Analogique	Générateur d'ondes	Composant dédié
Montréal	Numérique	Table de conversion	FPGA (noyau de DDS)
Oxford	Numérique	Table de conversion	Composants discrets
Sheffield	Numérique	—	DSP
Stoke	—	Analyseur de réseau	—
Stuttgart	Numérique	Table de conversion	Composants discrets
Toulouse	—	—	—
Xi'an	Numérique	Table de conversion	Composants discrets

la porteuse est contrôlée par la tension d'entrée du composant. Comme la précédente, cette méthode permet de synthétiser une porteuse ne comportant qu'une seule fréquence, à moins de recourir à un sommateur analogique.

4.1.1.1.3 Table de conversion

La plupart des groupes de recherche génèrent la porteuse numériquement à l'aide de la troisième méthode, la table de conversion (*look-up table*). Cette table est contenue dans une mémoire et renferme les valeurs précalculées d'une porteuse échantillonnée comportant une ou plusieurs fréquences. Comme le montre la figure 4.2, un compteur parcourt la table afin

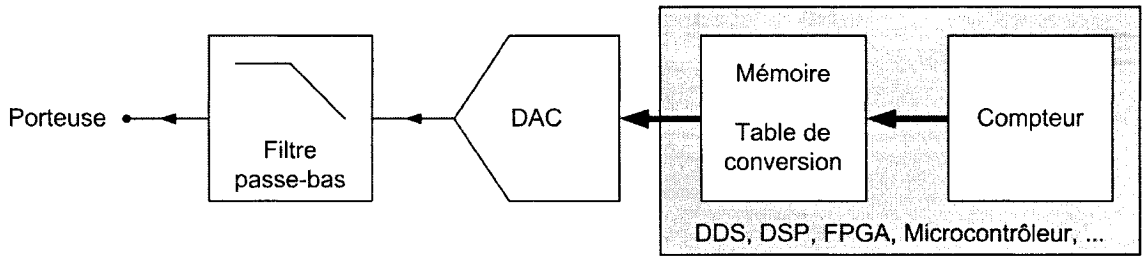


Figure 4.2 Synthèse par table de conversion.

de fournir à un convertisseur numérique-analogique (*Digital-to-Analog Converter* ou DAC) les valeurs de la porteuse échantillonnée. À la sortie du DAC, un filtre passe-bas adoucit la porteuse analogique produite en atténuant les composantes à haute fréquence.

Cette méthode peut être réalisée à l'aide de composants discrets. Cependant, certains auteurs incorporent la mémoire et le compteur à l'intérieur d'un microcontrôleur, d'un processeur de signaux numériques (*Digital Signal Processor* ou DSP) ou d'un réseau prédiffusé programmable (*Field Programmable Gate Array* ou FPGA). Ces composants offrent plus de flexibilité. Entre autres, ils permettent d'ajouter des tables de conversion et de sommer leur sortie, simplifiant la synthèse d'une porteuse multifréquence et éliminant le bruit de sommation analogique. De plus, ils réduisent l'espace physique occupé par l'unité de synthèse et peuvent être employés pour d'autres fonctions.

D'autres auteurs utilisent un synthétiseur numérique de porteuse de type *Direct Digital Synthesizer* (DDS). Ce composant dédié est surtout utilisé en télécommunications. Il contient une table de conversion renfermant une onde sinusoïdale échantillonnée finement. Il offre la possibilité, entre autres, d'ajouter un déphasage et de programmer la fréquence de la sinusoïde sans se soucier du contenu de la table. La résolution fréquentielle est excellente, généralement moins de 1 Hz. Étant donné la facilité d'utilisation et la précision du DDS, celui-ci peut être préférable à une réalisation personnalisée de la table de conversion à l'intérieur d'un composant programmable comme un microcontrôleur, un DSP ou un FPGA. Si la flexibilité d'un composant programmable est tout de même souhaitée, le manufacturier Xilinx®, par exemple, offre la possibilité d'intégrer un noyau (*core*) de DDS à l'intérieur d'un FPGA (Dazé, 2004).

Tableau 4.3 Caractéristiques des unités de synthèse des systèmes recensés.

	Fréquences		Porteuse		
Système	**Plage (kHz)**	**Résolution (Hz)**	**Nombre de fréquences**	**SFDR (dB)**	**Résolution DAC (bits)**
Ankara	10 – 100	—	1	—	8
Barcelone 1	1 – 1 000	10	2	60	12
Barcelone 2	10 – 250	1 000	1	41	—
Cardiff	10,24 – 81,92	$\geq$ 10 240	1	—	—
Göttingen 1	0,1 – 10 000	—	1	—	—
Göttingen 2	1 – 1 000	—	1	—	12
Hanover	10 – 10 000	—	1	—	14
Leicester	1 – 5 000	—	1	—	—
Leuven	10 – 100	—	1	—	—
Londres	0,02 – 1 000	—	10	—	12
Lund	16,7 – 100	—	1	—	—
Lyon	32 – 2 048	$\geq$ 32 000	1	—	—
Mexico	10 – 100	$\geq$ 15 000	1	—	—
Montréal	20 – 150	0,72	1	49	16
Oxford	10 – 160	$\geq$ 30 000	1	—	—
Sheffield	2 – 1 600	—	10	—	12
Stoke	10 – 1 000	—	1	—	—
Stuttgart	25 – 400	$\geq$ 25 000	1	—	—
Toulouse	1 – 1 000	—	1	—	—
Xi'an	1,6 – 380	—	4	—	12

4.1.1.2 Caractéristiques des unités de synthèse des systèmes recensés

Le tableau 4.3 présente certaines caractéristiques des systèmes recensés. On constate que la plage de fréquences varie beaucoup d'un système à l'autre. Pour certains systèmes, nous expliquons cette variation par le type d'application visé. Par exemple, le groupe de Londres cherche une limite inférieure très faible (20 Hz) pour imager le cerveau. Pour d'autres systèmes, ce sont les limites électroniques qui définissent la plage de fréquences. À haute fréquence, les capacités parasites deviennent de plus en plus significatives. Elles entraînent une augmentation de la diaphonie (*cross-talk*) et une diminution du rapport signal sur bruit.

On remarque que ce sont les systèmes utilisant un DDS (Barcelone 1 et Montréal) qui offrent la meilleure résolution fréquentielle. Certains systèmes n'utilisent qu'un nombre limité de fréquences. Par exemple, celui de Cardiff fonctionne à 10,24, 20,48, 40,96 et 81,92 kHz. Pour ce type de système, nous avons fixé la résolution à une valeur plus grande ou égale ($\geq$) à la plus faible différence entre deux fréquences. Dans le cas du système de Cardiff, cette différence correspond à $20{,}48 - 10{,}24 = 10{,}24$ kHz.

Le tableau 4.3 montre également que la plupart des systèmes fonctionnent avec une porteuse ne comportant qu'une seule fréquence. Seuls les systèmes de Barcelone (1), Londres, Sheffield et Xi'an utilisent une porteuse multifréquence. D'ailleurs, les unités de synthèse et de démodulation des systèmes de Londres et de Sheffield sont les mêmes.

L'utilisation d'une porteuse simple fréquence permet d'appliquer davantage de courant et donc d'atteindre un meilleur rapport signal sur bruit. Pour une porteuse multifréquence, la même quantité de courant doit être partagée entre les différentes composantes fréquentielles. Par contre, ce type de porteuse permet d'éliminer les changements de conductivité temporels associés aux mouvements ainsi qu'à l'activité cardio-respiratoire du patient. En effet, les mesures de toutes les composantes fréquentielles sont acquises simultanément. Pour une porteuse simple fréquence, l'acquisition doit s'effectuer successivement à chaque fréquence. Une telle approche présente donc le risque d'une variation entre les mesures de deux trames successives causée par un changement de conductivité temporel et non fréquentiel.

La plage dynamique exempte de parasite (*Spurious Free Dynamic Range* ou SFDR) correspond au rapport, exprimé en décibels (dB), entre la valeur efficace (*Root-Mean-Square* ou RMS) de la raie spectrale correspondant à une fréquence de la porteuse et celle de la raie spectrale la plus forte parmi les fréquences non désirables. Cette dernière raie ne correspond pas nécessairement à une harmonique. Les valeurs présentées au tableau 4.3 sont les valeurs minimales déclarées par les auteurs. Elles donnent une indication sur la pureté spectrale de leur porteuse.

Enfin, en ce qui concerne la résolution du DAC des systèmes recensés, on remarque qu'elle est fournie pour peu de systèmes. Néanmoins, on constate une tendance à utiliser un DAC comportant au moins 12 bits.

4.1.2 Unité de démodulation

Nous avons recensé un plus grand nombre de méthodes de démodulation que de méthodes de synthèse. Celles-ci sont expliquées dans la prochaine section. La section suivante présente les caractéristiques des unités de démodulation des systèmes recensés.

4.1.2.1 Méthodes de démodulation des systèmes recensés

Le tableau 4.4 montre les différentes méthodes de démodulation. On en retrouve sept : l'analyseur de réseau, la démodulation synchrone, la détection synchrone, l'échantillonnage synchrone, la détection de crête, la transformée de Fourier rapide (*Fast Fourier Transform* ou FFT) et la méthode de Prony. Ces méthodes sont décrites dans les sections qui suivent.

4.1.2.1.1 Analyseur de réseau

Cette méthode utilise l'analyseur de réseau de la section 4.1.1.1.1. Ce dernier démodule le signal de sortie du circuit étudié pour chaque fréquence de balayage. Il permet ainsi d'obtenir la réponse fréquentielle du circuit. Appliqué à la TIE-MF, le signal de sortie du circuit correspond aux mesures fournies par le module d'application de courant et de mesure de tension.

4.1.2.1.2 Démodulation synchrone

La démodulation synchrone est la méthode la plus utilisée par les groupes de recherche. Comme le montre la figure 4.3, elle consiste à multiplier la mesure modulée par une onde

Tableau 4.4 Méthodes de démodulation des systèmes recensés.

	Démodulation		
Système	**Type**	**Méthode**	**Implémentation**
Ankara	Analogique	Démodulation synchrone	Composants discrets
Barcelone 1	Analogique	Démodulation synchrone	Composants discrets
Barcelone 2	Analogique	Détection synchrone	Composants discrets
Cardiff	—	—	—
Göttingen 1	Numérique	Démodulation synchrone	DSP
Göttingen 2	—	—	—
Hanover	—	Échantillonnage synchrone	DSP
Leicester	Analogique	Démodulation synchrone	Composants discrets
Leuven	Analogique	Détection de crête	Composants discrets
Londres	Numérique	FFT	DSP
Lund	Analogique	Démodulation synchrone	Composants discrets
Lyon	Analogique	—	—
Mexico	Analogique	Détection de crête	Composants discrets
Montréal	Numérique	Démodulation synchrone	FPGA (noyau de DDC)
Oxford	Numérique	—	DSP
Sheffield	Numérique	FFT	DSP
Stoke	—	Analyseur de réseau	—
Stuttgart	Analogique	Détection synchrone	Composants discrets
Toulouse	Numérique	Prony	Logiciel
Xi'an	Numérique	Démodulation synchrone	Logiciel

sinusoïdale générée localement et synchronisée sur la composante fréquentielle désirée de la porteuse de référence. D'une part, on multiplie la mesure de tension par une sinusoïde sans déphasage par rapport à la composante de la porteuse. On obtient ainsi la mesure démodulée en phase, c'est-à-dire sa partie réelle. D'autre part, la mesure modulée est multipliée par la même sinusoïde déphasée de 90°. Cette opération permet d'obtenir la mesure démodulée en quadrature, c'est-à-dire sa partie imaginaire.

Chaque sortie des multiplicateurs possède une copie de la mesure démodulée centrée à l'origine du spectre fréquentiel et une autre centrée au double de la fréquence de la composante de la porteuse. Les filtres passe-bas permettent d'éliminer la copie au double de la fréquence et ainsi de conserver seulement la copie dans la bande de base. Comme la conductivité des

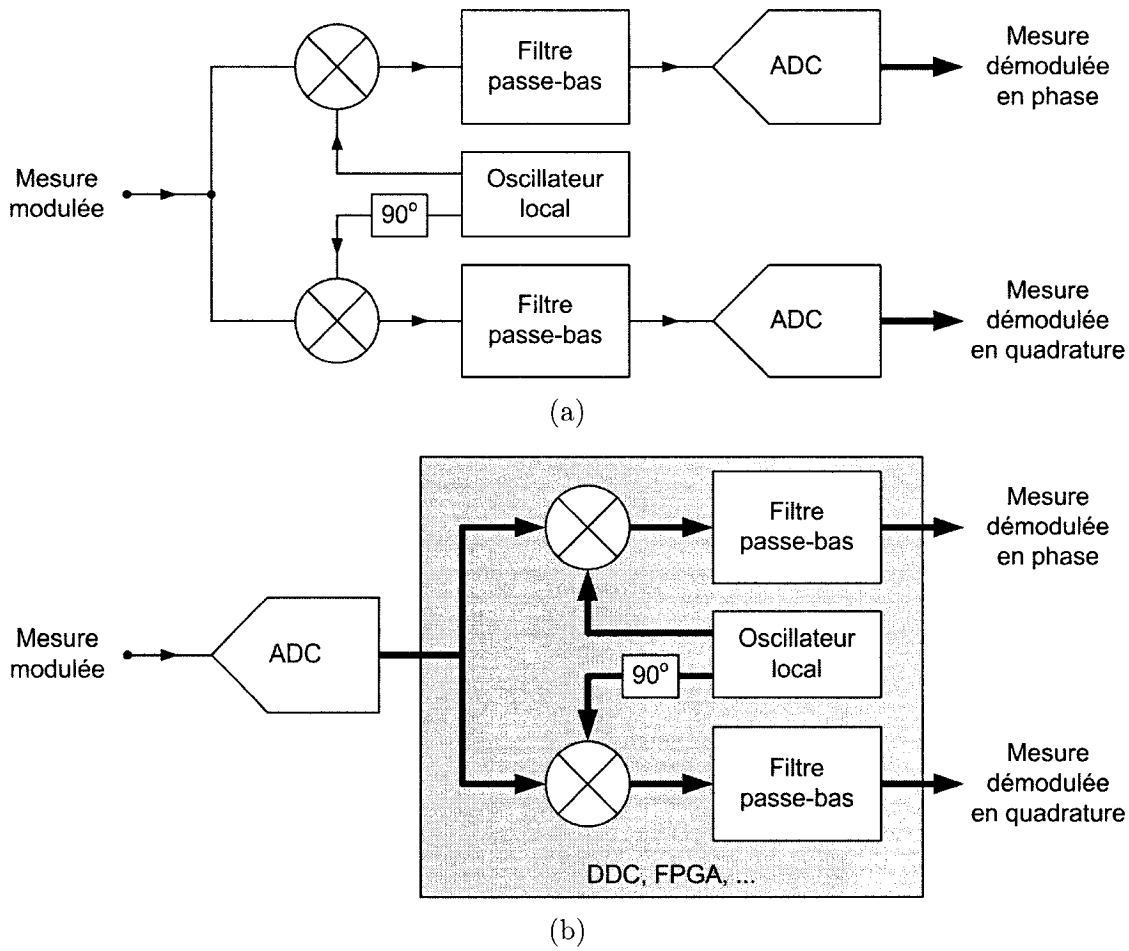


Figure 4.3 Démodulation synchrone. (a) Implémentation analogique, (b) implémentation numérique.

tissus varie très peu dans l'instant d'une mesure, presque toute l'information se trouve à 0 Hz. La fréquence de coupure du filtre passe-bas devrait donc être très faible. Cependant, si les mesures entrent sériellement dans la chaîne de démodulation, cette dernière doit démoduler un signal de TIE-MF contenant des mesures différentes. Ce signal possède donc une certaine largeur de bande. Par conséquent, il devient important de bien déterminer la fréquence de coupure du filtre passe-bas afin de filtrer adéquatement le signal de TIE-MF. De plus, afin de réduire la corrélation entre les mesures, on doit laisser le temps au filtre de se stabiliser entre chacune d'elles.

La figure 4.3 présente les implémentations analogique (a) et numérique (b) de la démodulation synchrone. La principale différence est la position du convertisseur analogique-numérique (*Analog-to-Digital Converter* ou ADC). Dans le cas d'une implémentation analogique, la mesure est convertie une fois démodulée. Pour une implémentation numérique, la mesure est convertie puis démodulée.

Les groupes de recherche réalisent la démodulation synchrone analogique à l'aide de composants discrets. Cette approche est davantage sujette aux sources de bruit (Smith *et al.*, 1989) et nécessite plus d'espace physique. Numériquement, cette méthode peut être réalisée à l'aide d'un composant dédié de type *Digital Down-Converter* (DDC). Ce composant, utilisé en télécommunications, contient les éléments nécessaires à la démodulation. Comme le DDS, il est précis et facile d'utilisation. De plus, il peut être réalisé à l'intérieur d'un FPGA (Dazé, 2004) afin de conserver une certaine flexibilité.

Une autre façon de réaliser une démodulation synchrone numérique est d'effectuer la multiplication et le filtrage passe-bas de façon logicielle. Cette implémentation comporte cependant certaines limites. Tout d'abord, le traitement logiciel est habituellement plus lent qu'un traitement matériel équivalent. De plus, la démodulation logicielle réduit le temps que l'ordinateur peut consacrer à d'autres tâches comme la reconstruction d'images.

4.1.2.1.3 Détection synchrone

La méthode de détection synchrone fonctionne sur le même principe que la méthode précédente. Deux branches permettent d'obtenir les mesures démodulées en phase et en quadrature. Chacune des branches possède un interrupteur contrôlé par un signal logique synchronisé sur la composante fréquentielle désirée de la porteuse de référence. La première branche utilise un signal en phase et la seconde, un signal déphasé de 90°. Les signaux logiques permettent d'alterner l'entrée des filtres passe-bas entre la sortie de suiveurs et celle d'inverseurs. Cette alternance produit le même résultat que si la mesure modulée était multipliée par des ondes carrées synchronisées sur la composante de la porteuse. Comme dans le cas

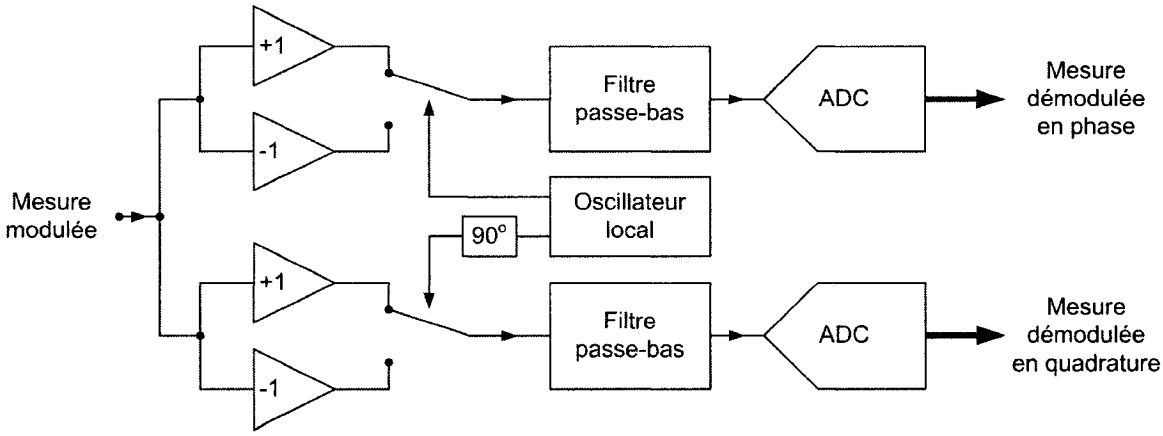


Figure 4.4 Détection synchrone.

de la démodulation synchrone, les filtres passe-bas permettent ensuite d'isoler la copie de la mesure démodulée se situant dans la bande de base, avant la conversion numérique.

Par rapport à la précédente, cette méthode est principalement limitée par le bruit à haute fréquence lié à la commutation des interrupteurs.

4.1.2.1.4 Échantillonnage synchrone

L'échantillonnage synchrone s'effectue à la sortie de l'ADC. Cette méthode consiste à échantillonner la mesure au moment où la porteuse sinusoïdale passe par son maximum et celui où elle passe par zéro. Dans le premier cas, on obtient directement la partie réelle de la mesure et dans le second, la partie imaginaire. Bien que cette méthode soit simple, elle ne peut être utilisée avec une porteuse multifréquence.

4.1.2.1.5 Détection de crête

La figure 4.5 présente un schéma simplifié de la méthode par détection de crête. La différence de potentiel aux bornes du condensateur augmente avec l'amplitude de la mesure modulée. Cette différence de potentiel ne peut qu'augmenter puisque la diode empêche le condensateur de se décharger. Après un minimum d'un cycle de porteuse, la différence de potentiel a

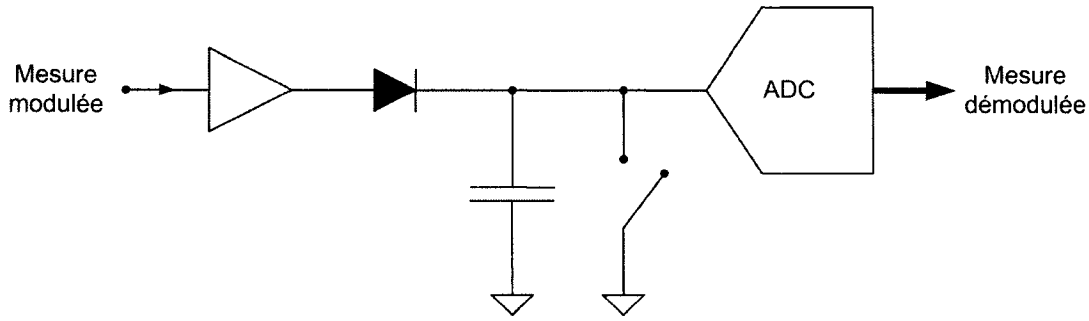


Figure 4.5 Détection de crête.

atteint l'amplitude maximale de la mesure modulée. Cette amplitude est alors convertie numériquement. On ferme ensuite l'interrupteur en parallèle avec le condensateur afin de décharger ce dernier. Le circuit est alors prêt pour une nouvelle mesure.

La principale limite de cette technique est qu'elle ne fournit que l'amplitude de la mesure démodulée et non la phase. De plus, elle ne peut être utilisée avec une porteuse multifréquence.

4.1.2.1.6 Transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier rapide (*Fast Fourier Transform* ou FFT) est une méthode numérique utilisée pour construire le spectre fréquentiel des mesures converties. Une fois le spectre obtenu, on isole les composantes fréquentielles correspondant à celles de la porteuse de référence. On trouve ainsi les parties réelle et imaginaire des mesures à ces fréquences.

Un inconvénient de cette méthode est que la période d'acquisition du nombre d'échantillons utilisés pour calculer la FFT doit être égale à un nombre entier de cycles de chacune des composantes de la porteuse, de façon à ce que l'énergie de chacune d'elles se trouve en un seul point de la FFT. Cela limite donc le choix des fréquences pour une fréquence d'échantillonnage et un nombre de points de FFT donnés.

4.1.2.1.7 Méthode de Prony

La méthode de Prony consiste à trouver l'amplitude et la phase d'une mesure donnée à chacune des composantes fréquentielles de la porteuse de référence.

On suppose une porteuse p comportant n_f fréquences. Pour un échantillon n, on obtient

$$p[n] = \sum_{f=0}^{n_\mathrm{f}-1} \cos\left(2\pi \mathrm{f}_f (n/\mathrm{f_s})\right), \tag{4.1}$$

où $\mathrm{f_s}$ représente la fréquence d'échantillonnage.

La mesure modulée m est donnée par

$$m[n] = b_\mathrm{c} + \sum_{f=0}^{n_\mathrm{f}-1} A_f \cos\left(2\pi \mathrm{f}_f (n/\mathrm{f_s}) + \phi_f\right), \tag{4.2}$$

où A_f et ϕ_f correspondent aux valeurs recherchées, c'est-à-dire l'amplitude et la phase de la mesure à chaque composante f de la porteuse. La valeur b_c représente la tension continue.

On réécrit cette dernière équation de la façon suivante :

$$\begin{aligned} m[n] &= b_\mathrm{c} + \sum_{f=0}^{n_\mathrm{f}-1} A_f \mathrm{e}^{+\mathrm{j}\phi_f} \frac{\mathrm{e}^{+\mathrm{j}2\pi \mathrm{f}_f (n/\mathrm{f_s})}}{2} + A_f \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_f} \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi \mathrm{f}_f (n/\mathrm{f_s})}}{2} \\ &= b_\mathrm{c} + \sum_{f=0}^{n_\mathrm{f}-1} b_f^* \frac{(z_f^*)^n}{2} + \overline{b_f^*} \frac{(\overline{z_f^*})^n}{2}, \end{aligned} \tag{4.3}$$

où

$$b_f^* = A_f \mathrm{e}^{+\mathrm{j}\phi_f}, \tag{4.4}$$

$$z_f^* = \mathrm{e}^{+\mathrm{j}2\pi \mathrm{f}_f / \mathrm{f_s}}. \tag{4.5}$$

Les termes $\overline{b_f^*}$ et $\overline{z_f^*}$ correspondent respectivement aux valeurs complexes conjuguées de b_f^* et z_f^*.

Pour un nombre d'échantillons N, l'équation (4.3) s'écrit sous forme matricielle

$$\boldsymbol{m} = \mathsf{Z}^* \boldsymbol{b}^*, \tag{4.6}$$

où

$$\boldsymbol{m} = \left[m[0] \;\; m[1] \;\; \cdots \;\; m[N-1] \right]^T, \tag{4.7}$$

$$\boldsymbol{b} = \left[b_{\mathrm{c}} \;\; b_0^* \;\; \overline{b_0^*} \;\; \cdots \;\; b_{n_{\mathrm{f}}-1}^* \;\; \overline{b_{n_{\mathrm{f}}-1}^*} \right]^T \tag{4.8}$$

et

$$\mathsf{Z}^* = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & (z_0^*)^0 & (\overline{z_0^*})^0 & \cdots & (z_{n_{\mathrm{f}}-1}^*)^0 & (\overline{z_{n_{\mathrm{f}}-1}^*})^0 \\ 2 & (z_0^*)^1 & (\overline{z_0^*})^1 & \cdots & (z_{n_{\mathrm{f}}-1}^*)^1 & (\overline{z_{n_{\mathrm{f}}-1}^*})^1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 2 & (z_0^*)^{(N-1)} & (\overline{z_0^*})^{(N-1)} & \cdots & (z_{n_{\mathrm{f}}-1}^*)^{(N-1)} & (\overline{z_{n_{\mathrm{f}}-1}^*})^{(N-1)} \end{bmatrix}. \tag{4.9}$$

Le vecteur $\boldsymbol{b}^*$ contient les valeurs d'amplitude et de phase recherchées. On isole ce terme en inversant la matrice Z^* à l'aide de la méthode des moindres carrés :

$$\boldsymbol{b}^* = \left[[\mathsf{Z}^*]^{T^*} [\mathsf{Z}^*] \right]^{-1} [\mathsf{Z}^*]^{T^*} \boldsymbol{m}. \tag{4.10}$$

En utilisant un nombre suffisant d'échantillons, cette méthode permet ainsi d'obtenir l'amplitude et la phase de la mesure pour chacune des composantes fréquentielles de la porteuse de référence. Cependant, sa principale limite est le temps de calcul nécessaire pour trouver le vecteur $\boldsymbol{b}^*$. Par contre, une fois que les composantes fréquentielles de la porteuse, le nombre d'échantillons N et la fréquence d'échantillonnage $\mathrm{f_s}$ sont fixés, l'inverse de Z^* peut être précalculée, ce qui permet d'accélérer la démodulation.

Tableau 4.5 Caractéristiques des unités de démodulation des systèmes recensés.

	Acquisition		
Système	**Cadence (Hz)**	**RSB (dB)**	**Résolution ADC (bits)**
Ankara	—	—	12
Barcelone 1	8	59	16
Barcelone 2	25	60	16
Cardiff	0,13	—	—
Göttingen 1	—	53	14
Göttingen 2	—	74	14
Hanover	—	77	16
Leicester	—	40	—
Leuven	25	—	16
Londres	0,03	43	12
Lund	—	—	—
Lyon	0,21	—	—
Mexico	—	—	12
Montréal	27	54	16
Oxford	25	—	12
Sheffield	25	40	12
Stoke	0,09	46	—
Stuttgart	40	53	16
Toulouse	0,01	44	12
Xi'an	—	60	12

4.1.2.2 Caractéristiques des unités de démodulation des systèmes recensés

Le tableau 4.5 présente certaines caractéristiques des systèmes recensés qui sont reliées à l'unité de démodulation.

La cadence d'acquisition correspond à l'inverse de la période nécessaire pour obtenir une trame de mesures. Pour comparer les systèmes, on doit multiplier la cadence par le nombre de fréquences de la porteuse. Par exemple, le système de Londres utilise une porteuse comportant dix fréquences alors que celle du système de Lyon n'en contient qu'une seule. La cadence d'acquisition du système de Londres (10 $\times$ 0,03) est donc supérieure à celle du système de Lyon (0,21) même si les valeurs du tableau montrent l'inverse.

Malgré cette nuance, on constate de grands écarts entre les systèmes. Pour certains, une faible cadence peut être expliquée par la méthode de démodulation choisie. Par exemple, le système de Toulouse utilise la méthode de Prony et celui de Stoke, un analyseur de réseau. Pour les systèmes fonctionnant à une cadence plus élevée que 1 Hz, on constate que la majorité atteignent au moins 25 Hz.

Les valeurs de rapport signal sur bruit (RSB) correspondent aux valeurs minimales enregistrées par les groupes de recherche. On remarque qu'elles sont toutes supérieures ou égales à 40 dB. Certains systèmes présentent également des valeurs élevées (60 à 77 dB). Il faut cependant souligner que la façon de mesurer le RSB varie d'un groupe de recherche à l'autre. Entre autres, pour le système de Xi'an, les auteurs ont effectué la mesure en appliquant un courant aux bornes d'une résistance et en démodulant la tension générée. Pour le système d'Hanover, aucune charge n'a été utilisée. La porteuse de référence était directement démodulée. Dans les deux cas, les auteurs n'ont pas considéré la séquence d'acquisition utilisée. Pour certaines portions d'une séquence, les mesures peuvent être plus faibles et présenter un RSB également plus faible.

En comparant la dernière colonne des tableaux 4.3 et 4.5, on constate que les auteurs ont tendance à utiliser un ADC dont la résolution est supérieure ou égale à celle de leur DAC. On a effectivement besoin d'une plus grande résolution dans l'unité de démodulation puisqu'on ne peut augmenter celle-ci ultérieurement. Dans l'unité de synthèse, malgré un DAC de faible résolution, il est toujours possible d'améliorer la pureté spectrale de la porteuse en choisissant une fréquence de coupure plus faible pour le filtre passe-bas. Bien entendu, on est limité si la porteuse contient plusieurs composantes fréquentielles.

Une caractéristique particulière au système de Montréal n'est pas présentée dans le tableau 4.3. Il s'agit de l'exactitude des mesures exprimée en pourcentage. Celle-ci permet d'évaluer à quel point les mesures enregistrées par le système sont biaisées par rapport aux mesures théoriques calculées à l'aide du problème direct. Plus le biais est faible, plus l'exactitude est élevée. Pour le système de Montréal, elle est supérieure à 99 %.

4.1.3 Interface de communication

On classe les données circulant entre le système et l'ordinateur en deux catégories : les données de contrôle et les données d'acquisition. Les premières sont habituellement transmises de façon bidirectionnelle entre le système et l'ordinateur. Elles permettent de configurer le système ou d'interroger ce dernier sur sa configuration actuelle. Les données d'acquisition sont transmises du système à l'ordinateur seulement. Elles correspondent aux mesures converties en valeurs numériques.

Les données de contrôle et d'acquisition peuvent être transmises par la même interface de communication ou par des interfaces différentes. Dans ce dernier cas, l'interface pour les données d'acquisition est habituellement plus rapide puisque le débit de données est généralement supérieur à celui des données de contrôle.

Le tableau 4.6 présente les types d'interfaces de communication utilisées par les systèmes recensés. Les taux de transfert sont ceux spécifiés par les auteurs.

On remarque que les interfaces sont relativement diversifiées. On peut se demander laquelle est préférable pour le développement d'un nouveau système. Dans un tel cas, on désire habituellement que ce dernier soit portable. On souhaite donc qu'il puisse se brancher sur un ordinateur quelconque, idéalement un ordinateur portatif, sans ajout de composants. Cette caractéristique permet d'éliminer les cartes internes ainsi que les interfaces RS-485 et IEEE-488 qui nécessitent des contrôleurs qui ne sont pas intégrés aux cartes maîtresses standards. En outre, la plupart des ordinateurs portatifs ne disposent plus aujourd'hui d'interface RS-232 et Centronics. On ne retrouve que des ports USB et IEEE-1394, les premiers étant plus répandus que les seconds. L'interface USB semble donc être le meilleur choix pour la réalisation d'un nouveau système de TIE-MF. D'ailleurs, le groupe de Londres utilise un dispositif permettant de convertir l'interface RS-232 de leur système en interface USB afin de rendre leur système portable.

Tableau 4.6 Interface de communication des systèmes recensés.

	Contrôle		Acquisition	
Système	**Type**	**Taux de transfert (bits/s)**	**Type**	**Taux de transfert (bits/s)**
Ankara	Carte interne	—	Idem†	—
Barcelone 1	RS-232	116 k	Idem†	116 k
Barcelone 2	RS-232	—	Carte interne	—
Cardiff	—	—	—	—
Göttingen 1	—	—	—	—
Göttingen 2	Cartes internes	—	Idem†	—
Hanover	RS-232	57,6 k	Idem†	57,6 k
Leicester	—	—	—	—
Leuven	Centronics	—	IEEE-488	8 M
Londres	USB (RS-232)	—	Idem†	—
Lund	Carte interne	—	Idem†	—
Lyon	—	—	—	—
Mexico	Carte interne	—	Idem†	—
Montréal	USB	512 k	Idem†	2,9 M
Oxford	—	—	—	—
Sheffield	RS-485	2 M	Idem†	2 M
Stoke	—	—	—	—
Stuttgart	—	—	—	—
Toulouse	Carte interne	—	Carte interne	—
Xi'an	Carte interne	—	Idem†	—

†Même interface que celle utilisée pour le contrôle.

4.1.4 Module de contrôle

Comme le montre le tableau 4.7, le module de contrôle peut servir à différentes fonctions. Les fonctions communes à tous les modules sont : le contrôle des composants périphériques ① et le contrôle de la séquence d'acquisition ②. Pour la plupart des système, le module de contrôle a également une interface intégrée permettant la communication avec l'ordinateur ③. Certains systèmes réalisent aussi des fonctions particulières. Le module de contrôle du système d'Ankara intègre un ADC permettant la conversion analogique-numérique ④. Celui du système d'Oxford synthétise la porteuse de référence ⑤. En plus de cette dernière fonction, celui du système de Montréal s'occupe de la démodulation ⑥.

Tableau 4.7 Module de contrôle des systèmes recensés.

Système	Implémentation	Fonctions
Ankara	Microcontrôleur	① ② ③ ④
Barcelone 1	Microprocesseur	① ② ③
Barcelone 2	Microprocesseur	① ② ③
Cardiff	—	—
Göttingen 1	DSP	① ② ③ ⑥
Göttingen 2	—	—
Hanover	DSP et FPGA	① ② ③
Leicester	DSP et FPGA	① ② ③
Leuven	—	—
Londres	—	—
Lund	—	—
Lyon	—	—
Mexico	—	—
Montréal	FPGA	① ② ⑤ ⑥
Oxford	DSP	① ② ③ ⑥
Sheffield	Microcontrôleur	① ② ③
Stoke	—	—
Stuttgart	—	—
Toulouse	—	—
Xi'an	—	—

① Contrôle des composants périphériques
② Contrôle de la séquence d'acquisition
③ Communication avec l'ordinateur
④ Conversion analogique-numérique
⑤ Synthèse de la porteuse
⑥ Démodulation

Parmi les implémentations possibles, on trouve : le microcontrôleur, le microprocesseur, le DSP, le FPGA et une combinaison de ces deux derniers composants. On ne peut considérer qu'une implémentation est supérieure à une autre. Le choix dépend des tâches que doit accomplir le module de contrôle et de l'expérience du concepteur avec un type particulier de composant. On peut cependant souligner qu'il est plus facile de respecter les contraintes de délai entre les signaux avec un composant intégrant de la logique câblée comme un FPGA.

4.1.5 Discussion

À la suite de cette revue de la littérature, on peut se questionner sur la meilleure façon de réaliser l'unité de synthèse, l'unité de démodulation, l'interface de communication et le module de contrôle. Comme on a pu le constater, il existe plusieurs approches.

Dans le cas des unités de synthèse et de démodulation, on a vu que les composants dédiés de type DDS et DDC offraient précision et facilité d'utilisation et qu'ils pouvaient être intégrés dans un FPGA. Cependant, si on désire une porteuse multifréquence, une telle intégration peut demander beaucoup de ressources et augmenter considérablement le coût du FPGA. On optera donc plutôt pour des DDS et DDC sous forme de composants discrets.

Pour réaliser la communication entre le système et l'ordinateur, l'interface USB semble la mieux adaptée. Elle assure une bonne portabilité en permettant de brancher le système à différents types d'ordinateur dont les ordinateurs portatifs. Cette interface sera donc utilisée dans le nouveau système de TIE-MF.

Enfin, pour le module de contrôle, un composant intégrant de la logique câblée comme le FPGA permet de respecter davantage les contraintes de délai entre les signaux. En outre, ce type de composant a largement été utilisé à l'IGB, et le laboratoire en a développé une certaine expertise. On choisira donc de réaliser le module de contrôle à l'aide d'un FPGA.

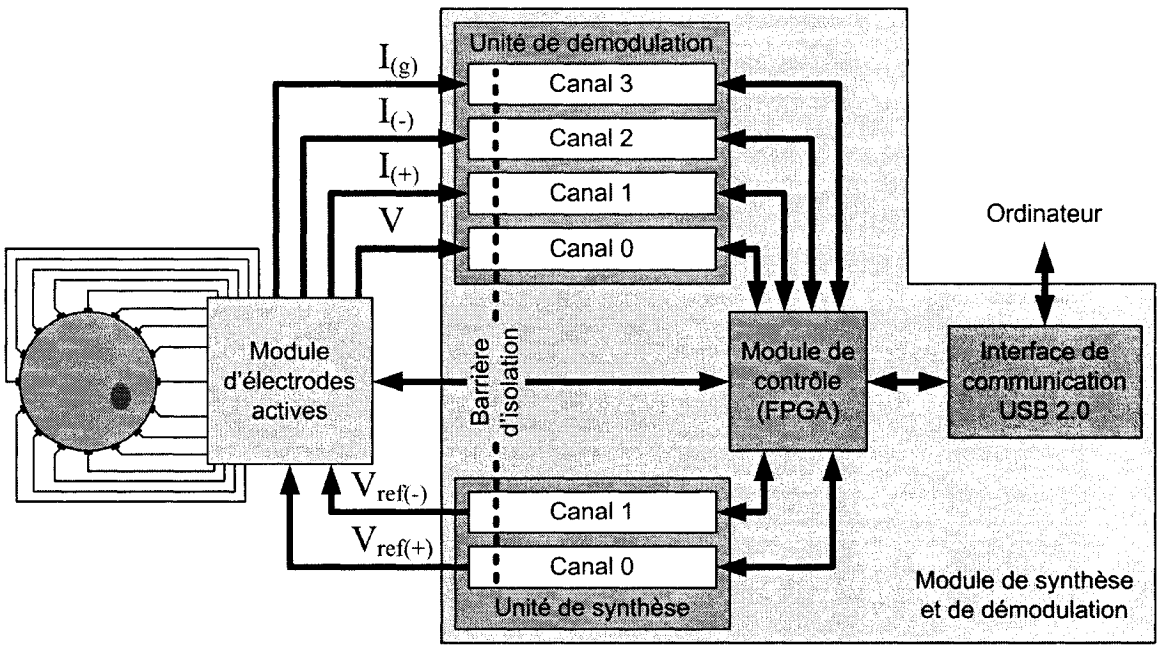


Figure 4.6 Architecture du système TIE-5-MF.

4.2 Système développé

La figure 4.6 présente l'architecture du nouveau système TIE-5-MF développé à l'IGB. Celui-ci comporte deux unités : le module d'électrodes actives (MEA) et le module de synthèse et de démodulation (MSD). Le MEA permet d'interfacer le système au patient. Il contient les circuits d'application de courant et de mesure de tension. Il a été développé et réalisé dans le cadre du projet de maîtrise d'Isabelle Maurice (Maurice, 2005). Le MSD contient l'unité de synthèse, l'unité de démodulation, le module de contrôle et l'interface de communication. La conception et la réalisation du MSD constitue la majeure partie (environ 75 %) de ce projet de doctorat.

Le principe de fonctionnement du système est le suivant. On dispose 16 électrodes jetables autour du thorax du patient. Une 17e, l'électrode de masse, est placée en dehors du plan délimité par les 16 autres. Ces électrodes sont branchées au MEA par des câbles d'électrocardiogramme standards. Une fois le système branché sur le patient, les canaux 0 et 1 de l'unité de synthèse génèrent respectivement les porteuses multifréquence $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$. La se-

conde porteuse est simplement déphasée de 180° par rapport à la première. Ces porteuses sont acheminées au MEA. Celui-ci applique un courant successivement sur chaque paire d'électrodes adjacentes. Pour chaque configuration d'application de courant, une électrode est placée en mode source et l'autre, en mode puits. L'électrode source reçoit la porteuse $V_{ref(+)}$ et l'électrode puits, $V_{ref(-)}$. Les tensions V générées par l'application de courant sont mesurées successivement sur chaque paire d'électrodes adjacentes. Elles sont retournées sériellement pour être démodulées par le canal 0 de l'unité de démodulation. À chaque mesure de tension, les mesures de courant de la source $I_{(+)}$, du puits $I_{(-)}$ et de la masse $I_{(g)}$ sont également transmises de manière sérielle au MSD. Elles sont ensuite démodulées par les canaux 1, 2 et 3, respectivement, de l'unité de démodulation. Toutes les mesures démodulées sont ensuite acheminées au FPGA. Celui-ci constitue le module de contrôle. Il s'occupe entre autres de configurer les composants du MSD, de synchroniser la séquence d'acquisition et de charger les mesures démodulées dans le microcontrôleur USB 2.0. Ce dernier sert d'interface de communication avec l'ordinateur. Il reçoit les données de contrôle de l'ordinateur et lui transmet les mesures démodulées. Une fois que l'ordinateur a reçu ces mesures, il reconstruit les images à l'aide des méthodes expliquées au chapitre précédent.

La figure 4.7 montre une photographie du système TIE-5-MF. On peut voir le MSD ①, le boîtier contenant ses blocs d'alimentation ② et le MEA ③. On remarque également les points d'entrée des mesures $I_{(g)}$, $I_{(-)}$, $I_{(+)}$ et V ainsi que les points de sortie des porteuses $V_{ref(-)}$ et $V_{ref(+)}$. Les connecteurs utilisés pour ces signaux sont de type SMA. Le câble DB-9 reliant le MSD et le MEA contient les alimentations de ce dernier ainsi que les signaux numériques permettant son contrôle par le FPGA.

La carte de circuit imprimé (*Printed Circuit Board* ou PCB) du MSD a été dessinée dans le cadre de ce projet de doctorat. L'ampleur du travail est soulignée, entre autres, par le routage manuel des 582 signaux reliant le FPGA aux composants du MSD et par la taille du PCB. Celui-ci mesure 26,4 cm × 29,9 cm et il est composé de huit couches comportant signaux et/ou plans d'alimentation et de masse. Au cours de la réalisation de la topologie du circuit imprimé, plusieurs précautions ont été prises afin de respecter, autant que possible, les « règles de l'art » (Pease, 1991; Carter, 2002; Altera®, 2003) :

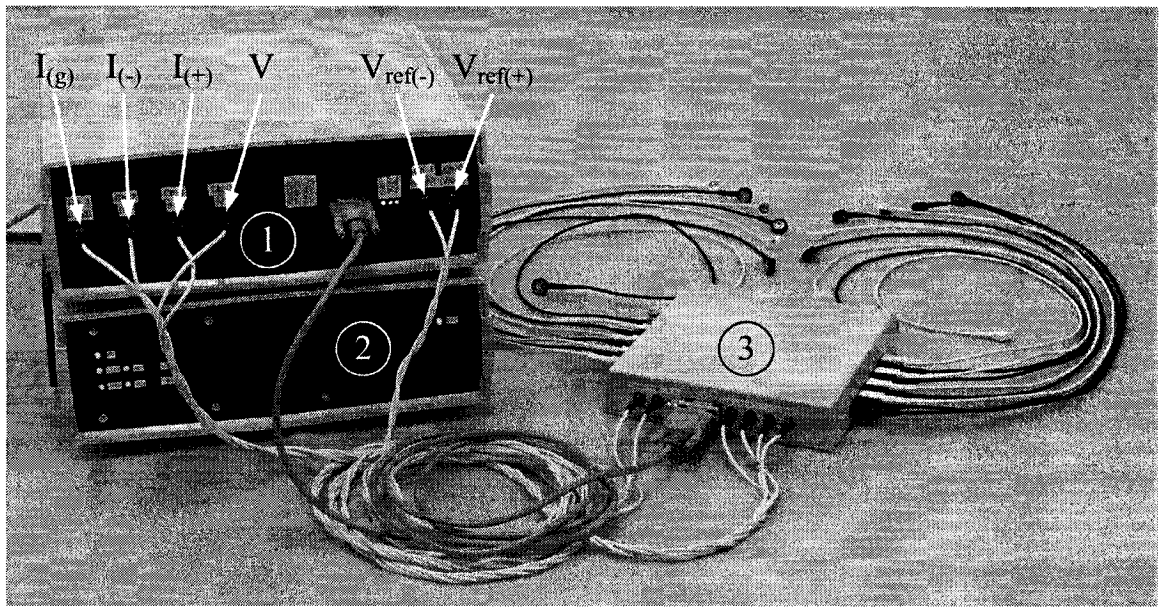
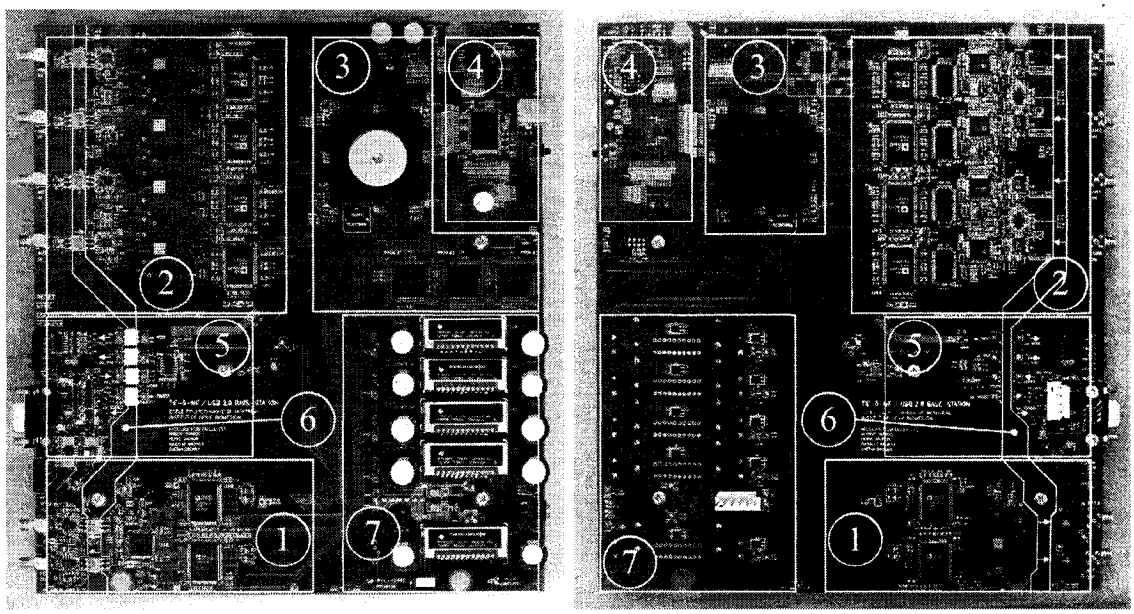


Figure 4.7 Système TIE-5-MF. ① Module de synthèse et de démodulation (MSD), ② alimentation du MSD et ③ module d'électrodes actives (MEA).

- Nous avons séparé les plans de masse et d'alimentation numériques et analogiques.
- Nous avons connecté les plans de masse en étoile.
- Nous avons alterné les plans de masse et d'alimentation avec les plans de signaux afin de réduire la diaphonie possible entre les signaux superposés.
- Nous avons placé les condensateurs de découplage le plus près possible des composants. À l'intention de ceux qui désirent se lancer dans le dessin de PCB, l'expérience montre qu'il est plus facile de placer les condensateurs pour ensuite effectuer le routage des signaux que l'inverse.
- Nous avons, pour chaque composant, relié les broches de masse directement aux plans par des vias placés le plus près possible du composant.
- Nous avons, autant que possible, éliminé les angles droits dans les traces de signaux afin de réduire les réflexions possibles.
- Dans les sections analogiques, nous avons rapproché les composants le plus possible afin de réduire la longueur des traces et ainsi les capacités parasites.

- Pour la même raison, nous avons éliminé les plans d'alimentation et de masse sous les lignes numériques à l'entrée du DAC et à la sortie des ADC. Cela permet également de mieux séparer les sections analogique et numérique.
- Nous avons placé un filtre dédié pour chaque composant analogique afin de réduire l'influence du bruit sur les alimentations.
- Nous avons utilisé un seul oscillateur principal pour synchroniser tous les composants du MSD.
- Pour ce dernier, nous avons employé des composants à faible sautillement de phase (*phase jitter*), c'est-à-dire 1 à 2 ps. Ce sautillement doit en effet être inférieur à 10 ps afin que les 14 bits de l'ADC soient effectifs pour un signal de pleine amplitude à la fréquence d'opération maximale de 1 MHz (Kester, 2004). Cette limite est plus élevée pour les fréquences inférieures.
- Nous avons ajouté des surfaces de dissipation thermique sous le DAC et les ADC sur les deux couches externes du PCB. Nous les avons également reliées aux plans de masse par des matrices de vias. L'utilité de ces surfaces est expliquée à la section 4.3.1.
- Nous avons branché les broches non utilisées du FPGA à des plots de test pour faciliter le débogage et permettre d'effectuer des modifications sur le PCB.
- Nous avons placé des plots de masse à différents endroits sur la carte afin de faciliter le débogage.

La figure 4.8 montre une photographie du recto (a) et du verso (b) de la carte du MSD. On remarque les deux canaux de l'unité de synthèse ①, les quatre canaux de l'unité de démodulation ②, le module de contrôle (FPGA) ainsi que ses trois mémoires de programmation ③, et l'interface de communication USB 2.0 ④. L'interface au MEA ⑤ contient les convertisseurs de tension pour l'alimentation isolée du MEA ainsi que les dispositifs d'affichage lumineux des signaux numériques. On peut également voir que la barrière d'isolation ⑥ est bien délimitée par des lignes blanches. La partie du côté des connecteurs SMA et DB-9 est isolée de celle du secteur, tandis que celle de l'autre côté ne l'est pas. Chacune de ces parties possède sont propre bloc d'alimentation contenu dans le boîtier inférieur ② de la figure 4.7. Aucune des couches de la carte ne possède de trace traversant la barrière d'isolation. Les



(a) (b)

Figure 4.8 Carte de circuit imprimé du module de synthèse et de démodulation. (a) Recto et (b) verso. ① Unité de synthèse, ② unité de démodulation, ③ module de contrôle, ④ interface de communication, ⑤ interface au MEA, ⑥ barrière d'isolation et ⑦ convertisseurs de tension d'alimentation.

signaux analogiques $V_{ref(+)}$, $V_{ref(-)}$, V, $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ franchissent la barrière à l'aide de transformateurs d'isolation. Nous utilisons des opto-isolateurs pour les signaux numériques reliant le MEA et le FPGA. Dans la partie inférieure droite de la figure 4.8(a) se trouvent les convertisseurs de tension d'alimentation ⑦ pour la partie non isolée du système. Il faut souligner que des convertisseurs séparés sont utilisés pour les composants analogiques et les composants numériques.

Les sections qui suivent présentent en détail chacun des composants du MSD. Nous expliquons également le fonctionnement du MEA et nous traitons du logiciel permettant de contrôler le système.

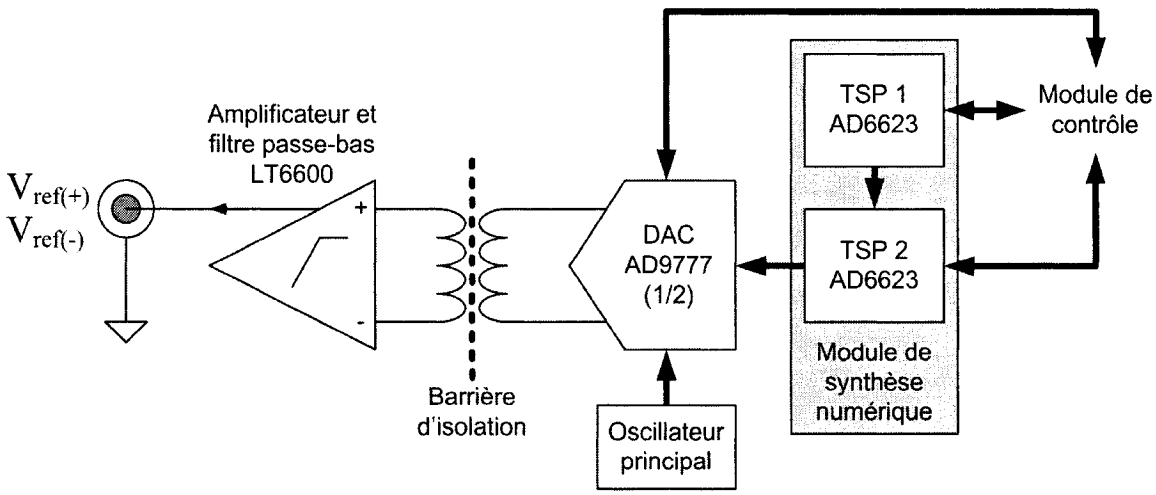


Figure 4.9 Canal de synthèse.

4.2.1 Unité de synthèse

Comme le montre la figure 4.6, l'unité de synthèse est constituée de deux canaux. Chaque canal est représenté par le schéma de la figure 4.9.

Deux processeurs de signaux de transmission (*Transmit Signal Processor* ou TSP) AD6623 d'Analog Devices® forment un module de synthèse numérique. Celui-ci est représenté à la figure 4.10. Comme on peut l'observer, chaque TSP de ce module est constitué de quatre DDS. Les sorties de ces derniers sont sommées numériquement. En cascadant deux TSP, on obtient une porteuse numérique pouvant comporter jusqu'à huit fréquences. L'amplitude de chaque composante fréquentielle de la porteuse est fournie sériellement à chacun des DDS par le module de contrôle. Ce dernier s'occupe également de programmer les fréquences et les phases à l'aide d'un port parallèle partagé par les DDS. Il faut noter que les DDS ont une résolution fréquentielle de 2 mHz.

La sortie du module de synthèse numérique est transmise à un DAC double AD9777 d'Analog Devices. Chaque canal de l'unité de synthèse utilise donc un port du DAC. En plus d'offrir une résolution de 16 bits, ce composant contient un filtre permettant d'effectuer l'interpolation du signal d'entrée par un facteur 1, 2, 4 ou 8. Le contrôle du DAC s'effectue sériellement par le module de contrôle, et le signal de conversion est fourni par l'oscillateur

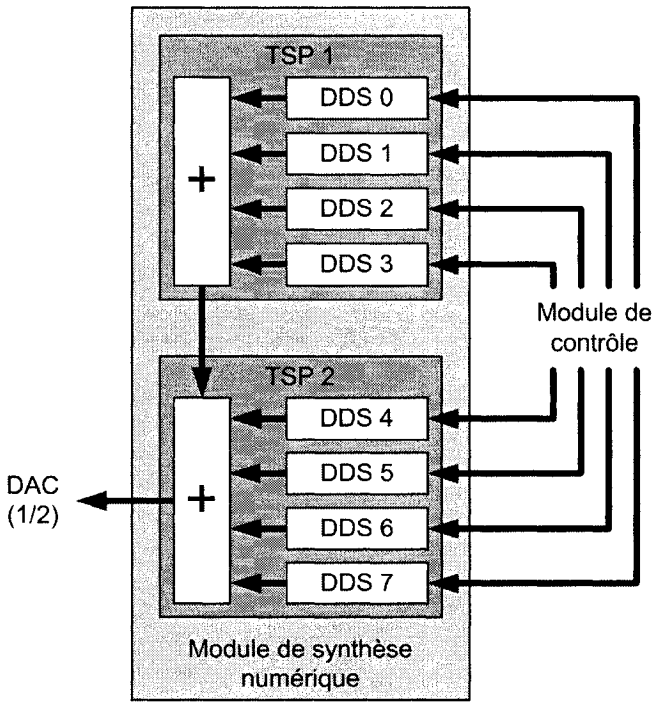


Figure 4.10 Module de synthèse numérique.

principal de la carte du MSD. Les TSP, par l'intermédiaire du module de contrôle, sont également synchronisés sur cet oscillateur.

Une fois convertie par le DAC, la porteuse traverse la barrière d'isolation à l'aide d'un transformateur. Elle est ensuite amplifiée et filtrée par un LT6600 de Linear Technology®. Ce composant possède un filtre passe-bas du quatrième ordre dont la fréquence de coupure est 2,5 MHz. Sa sortie est branchée à un connecteur SMA afin de transmettre la porteuse au MEA. Cette dernière est limitée à une pleine amplitude de 4 V crête-à-crête.

En ce qui concerne la plage de fréquences d'opération du système, les limites inférieure et supérieure ont été fixées respectivement à 70 kHz et à 1 MHz d'après les résultats obtenus par Maurice (2005). Pour cette plage, la variabilité du gain entre les électrodes d'application de courant ainsi qu'entre les électrodes de mesures de tension est au plus de 0,1 %. L'échelle logarithmique a été utilisée pour déterminer les huit fréquences comprises sur la plage choisie. Ces fréquences sont présentées au tableau 4.8. Nous indiquons également les étiquettes utilisées dans le texte afin d'alléger ce dernier.

Tableau 4.8 Fréquences d'opération du système TIE-5-MF et étiquettes associées.

	Fréquence (Hz)	**Étiquette**
f_0	70 000,00	70 kHz
f_1	102 349,10	100 kHz
f_2	149 647,69	150 kHz
f_3	218 804,39	200 kHz
f_4	319 920,46	300 kHz
f_5	467 765,31	450 kHz
f_6	683 933,70	700 kHz
f_7	1 000 000,00	1 MHz

4.2.2 Module d'électrodes actives

La figure 4.11 présente l'architecture du MEA développé par Maurice (2005). On remarque qu'il se branche sur le patient à l'aide de 17 électrodes. Les 16 premières, notées E_0 à E_{15}, servent à l'application de courant et à la mesure de tension. Chacune de ces électrodes est associée à une résistance série $R_{(s)}$ de 1 kΩ (0,1 %). Placée entre l'électrode et le signal de la porteuse fourni par la matrice d'application, elle permet de limiter le courant à 4 mA crête-à-crête. La résistance $R_{(s)}$ sert également à évaluer le courant appliqué en mesurant la différence de potentiel à ses bornes. Ce courant doit en effet être mesuré puisque la charge branchée à l'électrode est inconnue. Un condensateur placé entre la matrice d'application et la résistance empêche toute tension continue d'être appliquée au patient.

L'électrode $E_{(g)}$ sert de retour à la masse dans le cas où il se produit un débalancement de courant entre la source et le puits. Elle a une résistance série $R_{(g)}$ de 100 Ω (0,1 %) permettant d'évaluer le courant de débalancement en mesurant la différence de potentiel à ses bornes. Cette mesure correspond à $I_{(g)}$. Elle est transmise au MSD pour être démodulée.

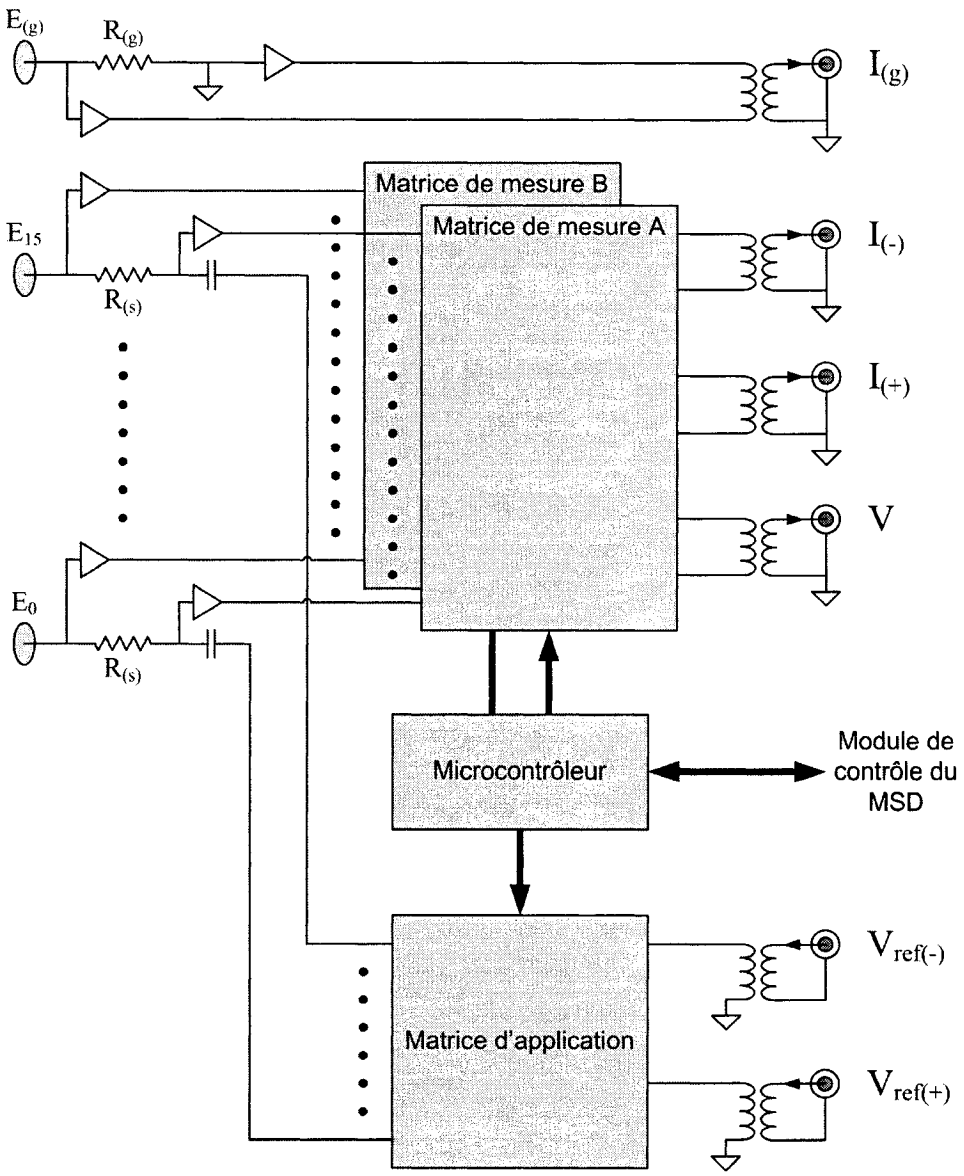


Figure 4.11 Module d'électrodes actives.

La matrice d'application possède deux entrées et seize sorties. Les entrées sont branchées sur les porteuses $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$ et les sorties, aux seize électrodes. Le microcontrôleur configure cette matrice d'interconnexions de façon à ce que les porteuses $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$ soient connectées sur des électrodes adjacentes. L'électrode branchée sur $V_{ref(+)}$ correspond à l'électrode source et celle branchée sur $V_{ref(-)}$, à l'électrode puits.

Les courants de la source et du puits sont mesurés à l'aide des matrices de mesure A et B. Chacune d'elles possède seize entrées, une pour chaque électrode. Celles-ci sont branchées aux bornes des résistances de mesure $R_{(s)}$. Pour mesurer le courant de l'électrode source, le microcontrôleur configure les matrices de manière à ce que l'entrée de la matrice d'interconnexions A correspondant à cette électrode soit branchée sur la borne positive du transformateur fournissant la mesure $I_{(+)}$ et celle de la matrice d'interconnexions B sur la borne négative de ce même transformateur. La mesure $I_{(+)}$ obtenue est transmise au MSD pour être démodulée. Le microcontrôleur procède de la même façon pour effectuer la mesure $I_{(-)}$ du courant de l'électrode puits.

La matrice B sert également à mesurer les différences de potentiel entre les paires d'électrodes adjacentes. Ces différences de potentiel sont générées par le courant appliqué sur le patient. Le microcontrôleur configure la matrice B de façon à ce que les entrées correspondant à une paire d'électrodes adjacentes soient branchées aux bornes du transformateur fournissant la mesure V. Cette mesure est ensuite transmise au MSD pour être démodulée.

Le microcontrôleur communique avec le module de contrôle du MSD à l'aide d'un lien sériel. Celui-ci est constitué d'un signal d'initialisation, d'une horloge et de deux lignes de données, une pour chaque direction. La séquence d'acquisition est préprogrammée dans le microcontrôleur. Le module de contrôle communique avec ce dernier pour démarrer, suspendre et synchroniser l'acquisition. Pendant l'acquisition, le microcontrôleur signale le début de chaque trame de mesures. Pour une explication détaillée du protocole de communication entre le module de contrôle et le MEA, le lecteur peut consulter le mémoire de maîtrise d'Isabelle Maurice (Maurice, 2005).

La séquence d'acquisition est présentée à la figure 4.12. Une flèche entrant dans le milieu représente la source de courant et une flèche sortant du milieu, le puits de courant. On applique d'abord le courant sur la paire d'électrodes E_0 et E_1, et on mesure la différence de potentiel sur la paire d'électrodes E_2 et E_3. On décale ensuite cette configuration d'une électrode et on effectue une seconde mesure. On effectue ce décalage jusqu'à ce que les électrodes d'application soient de nouveau E_0 et E_1. À ce stade, on a obtenu les seize premières mesures. On incrémente d'une électrodes l'espace entre les électrodes d'application et de mesure. Les électrodes de mesure sont maintenant E_3 et E_4. On effectue de nouveau le tour du milieu en décalant la configuration d'une électrode à chaque mesure de manière à obtenir le deuxième ensemble de seize mesures. Par la suite, on espace de nouveau d'une électrode les électrodes d'application et de mesure. On poursuit de cette façon jusqu'à ce que l'écart entre les électrodes d'application et de mesure soit tel que celles-ci se rejoignent. On a alors atteint la mesure 193. Il reste à effectuer un dernier tour pour se rendre à la mesure 208. Cette dernière mesure correspond à la fin d'une trame.

4.2.3 Unité de démodulation

L'unité de démodulation se compose de quatre canaux (voir la figure 4.6). Chacun de ces canaux est représenté par le schéma de la figure 4.13.

La mesure modulée traverse la barrière d'isolation à l'aide d'un transformateur. Elle est ensuite amplifiée et filtrée par un LT6600, le même composant que celui utilisé dans les canaux de synthèse. Le gain des canaux de démodulation 0 et 3 (V et $I_{(g)}$) a été fixé à 26,5 dB et celui des canaux 1 et 2 ($I_{(+)}$ et $I_{(-)}$), à 3,0 dB. En effet, les mesures V et $I_{(g)}$ sont plus faibles que les mesures $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$.

Un amplificateur à gain variable numériquement (*Digital Variable Gain Amplifier* ou DVGA), le CLC5526 de National Semiconductor®, permet ensuite d'amplifier ou d'atténuer la mesure dynamiquement. Le DVGA comporte trois bits servant à ajuster le gain par incrément de 6 dB, de -12 à 30 dB. L'état de ces bits est déterminé par le module de contrôle.

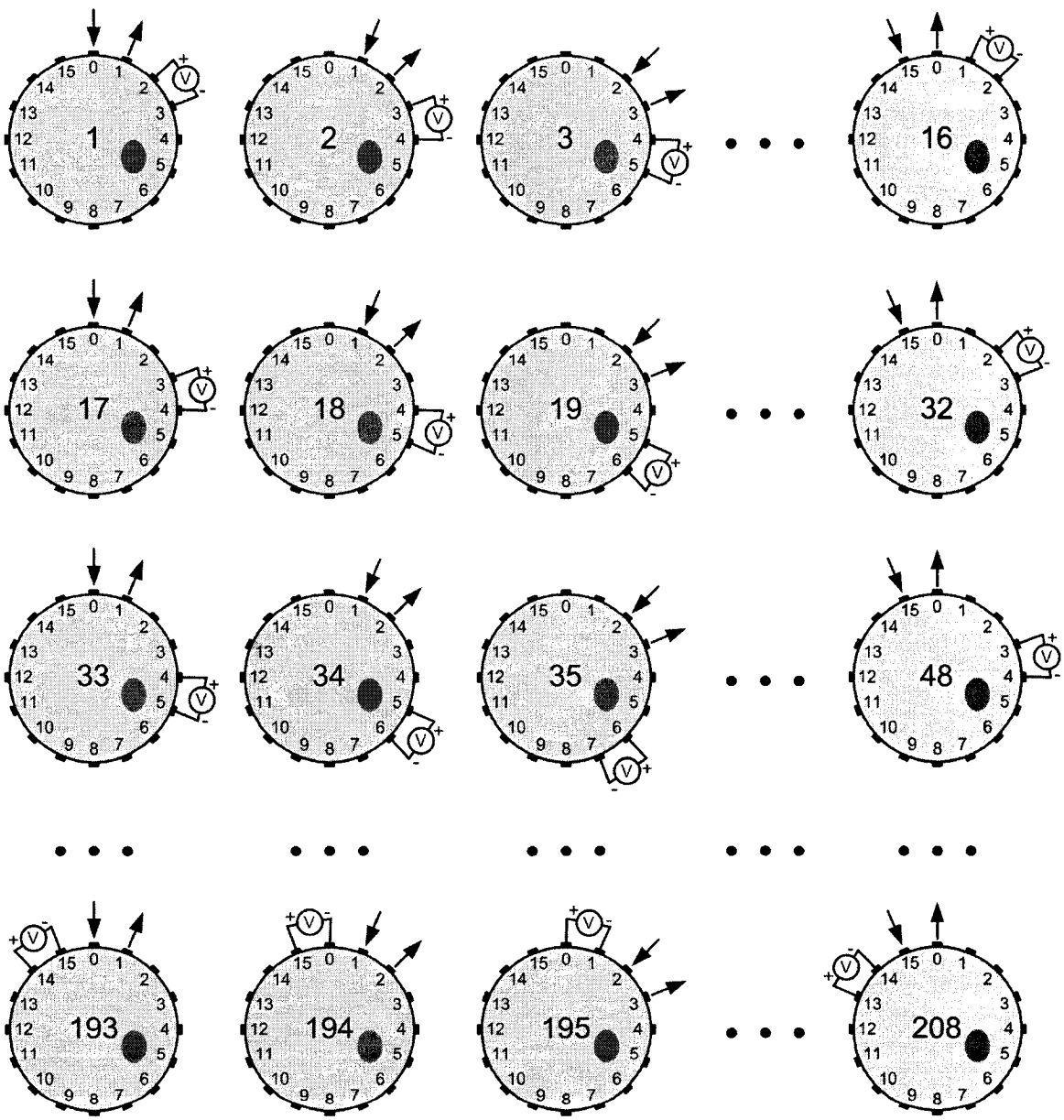


Figure 4.12 Séquence d'acquisition.

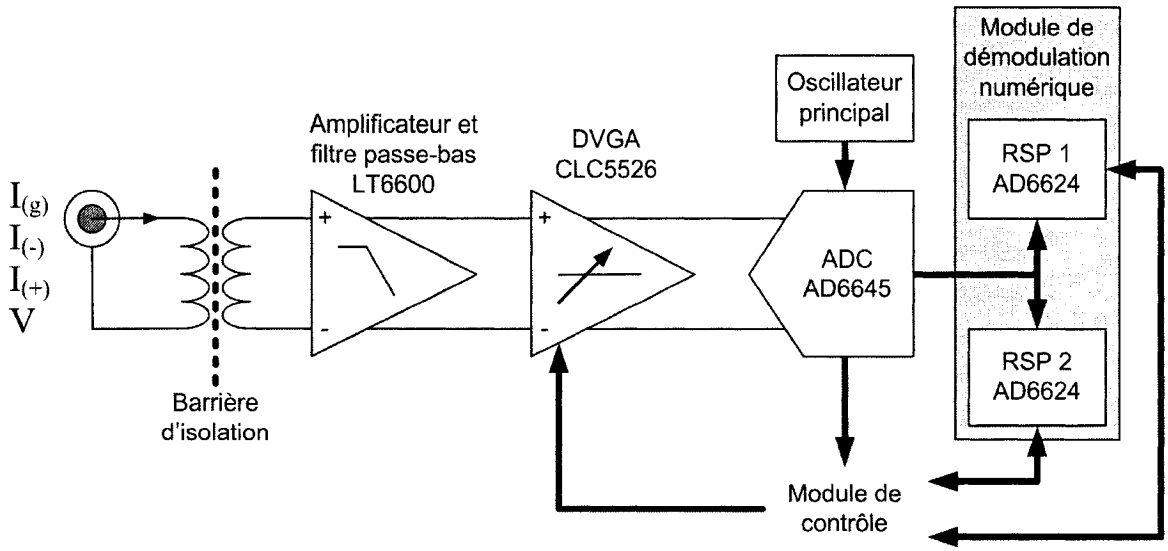


Figure 4.13 Canal de démodulation.

Un ADC de 14 bits, le AD6645 d'Analog Devices, convertit ensuite la mesure et l'achemine au module de démodulation numérique. Comme pour le DAC de l'unité de synthèse, le signal de conversion est synchronisé sur l'oscillateur principal du MSD. Le signal de fin de conversion provenant de l'ADC sert ensuite à synchroniser le module de démodulation numérique. L'ADC transmet également au module de contrôle l'état d'un bit signalant que l'entrée a dépassé l'amplitude maximale pouvant être convertie. Il est important de noter que tout au long du canal de démodulation, le signal analogique est différentiel. Cela permet de réduire le bruit additif qui serait présent sur chacune des lignes complémentaires.

Le module de démodulation numérique est constitué de deux processeurs de signaux de réception (*Receive Signal Processor* ou RSP) AD6624 d'Analog Devices. Ces composants sont de la même famille que les TSP de l'unité de synthèse et sont configurés par le même type de port parallèle. Une fois la mesure numérisée, celle-ci est acheminée à l'entrée des deux RSP. Comme le montre la figure 4.14, chacun d'eux contient quatre DDC. Ceux-ci partagent tous la même entrée numérique de leur RSP. Chaque DDC comporte un DDS identique à ceux de l'AD6623 pour réaliser leur oscillateur local. La fréquence de l'oscillateur de chacun des huit DDC correspond à celle de l'une des huit composantes fréquentielles de la porteuse de référence. En combinant les deux RSP, la mesure numérisée est démodulée à chacune

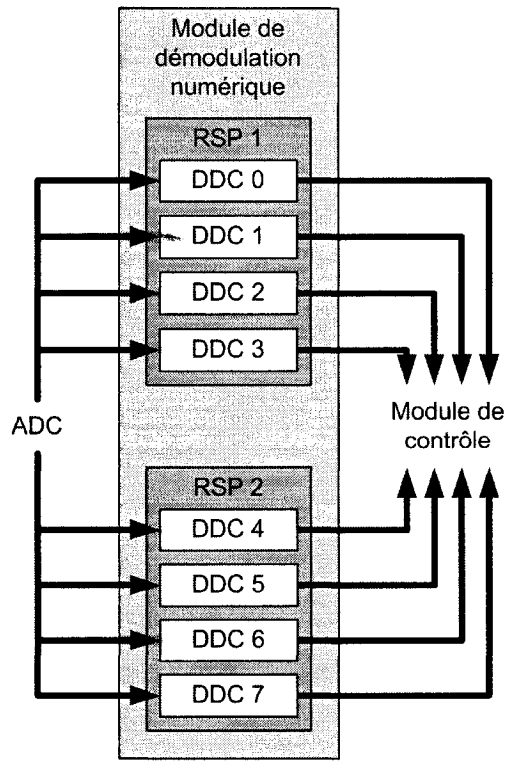


Figure 4.14 Module de démodulation numérique.

des huit fréquences de la porteuse. Chaque DDC transmet ensuite sa mesure démodulée au module de contrôle de manière sérielle.

Afin d'effectuer des mesures complexes, il est nécessaire de toujours conserver la même relation de phase entre les DDS de l'unité de synthèse et les DDC de l'unité de démodulation. Pour ce faire, les TSP et RSP possèdent une ligne dédiée de synchronisation. Lorsque cette ligne est activée, leurs DDS et DDC respectifs se synchronisent en réinitialisant et en redémarrant le compteur de leur table de conversion. Comme les TSP et RSP sont tous synchronisés sur l'oscillateur principal du MSD, les DDS et DDC conservent toujours la même relation de phase.

4.2.3.1 Ajustement du filtre passe-bas des DDC

Chaque DDC possède trois filtres passe-bas : deux fixes et un programmable. Ces filtres ont chacun un facteur de décimation. Afin de faciliter la compréhension, nous supposons que les trois filtres n'en forment qu'un seul programmable avec un seul facteur de décimation.

Ce filtre passe-bas permet d'éliminer l'image de la mesure au double de la fréquence et de ne conserver que la mesure dans la bande de base. Le facteur de décimation modifie la fréquence de sortie des échantillons filtrés de la mesure ainsi que la fréquence de coupure du filtre. Plus le facteur de décimation est élevé, plus la fréquence de coupure et la fréquence d'échantillonnage du filtre sont basses. Il faut souligner que la fréquence de coupure dépend également de la programmation du filtre.

On peut se demander de quelle façon ajuster le filtre passe-bas des DDC pour un signal de TIE-MF. On peut se pencher sur les deux approches extrêmes suivantes :

1. On peut maximiser le facteur de décimation afin d'obtenir la fréquence de coupure désirée ainsi qu'une fréquence de sortie des données correspondant à un seul échantillon filtré par mesure. L'ajustement fin de la fréquence de coupure est ensuite effectué en programmant le filtre.
2. On peut minimiser le facteur de décimation et programmer le filtre afin d'obtenir la fréquence de coupure désirée. On obtient une fréquence de sortie des données très élevée et ainsi plusieurs échantillons filtrés pour une même mesure. La décimation de ces échantillons est ensuite effectuée par le FPGA.

Afin d'évaluer ces deux approches, il est nécessaire de bien connaître le signal d'entrée des DDC, c'est-à-dire le signal de TIE-MF. La figure 4.15 présente l'amplitude d'une trame théorique démodulée obtenue pour un milieu homogène en utilisant une seule fréquence. À mesure que les électrodes de mesure de tension s'éloignent des électrodes d'application de courant, l'amplitude du signal diminue. On obtient ainsi ce signal typique en forme de baignoire. L'amplitude est donnée en unités arbitraires (UA).

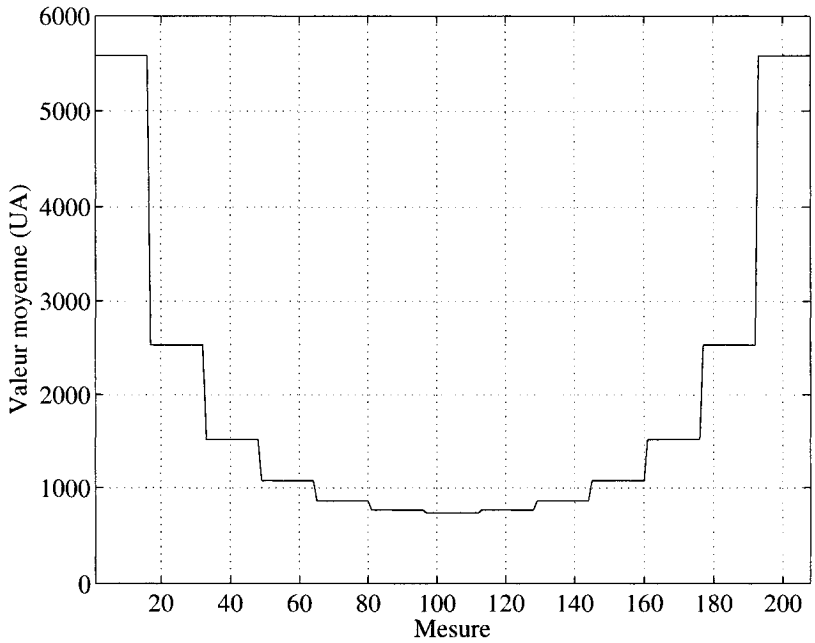


Figure 4.15 Amplitude d'une trame de TIE-MF typique démodulée pour un milieu homogène en utilisant une seule fréquence.

On remarque que ce signal présente treize plateaux avec des transitions abruptes. Il comporte donc des composantes à hautes fréquences. De plus, il entre dans les DDC de manière sérielle. Par conséquent, une corrélation existe entre les mesures étant donné que les filtres passe-bas numériques contiennent, à un certain moment, à la fois des échantillons de l'ancienne et de la nouvelle mesures. Enfin, à chaque mesure, il existe une période de transition pendant laquelle les courants appliqués et les tensions générées s'ajustent. Ce régime transitoire peut entraîner du bruit sur les mesures démodulées.

Compte tenu de ces remarques, on souhaiterait 1) conserver les transitions abruptes dans le signal de TIE démodulé, 2) minimiser la corrélation entre les mesures et 3) attendre la fin du régime transitoire avant de conserver une mesure démodulée. Le premier point implique une fréquence de coupure du filtre passe-bas relativement élevée. Celle-ci peut être obtenue peu importe l'approche utilisée. Le deuxième point implique d'une part de laisser le temps au filtre du démodulateur de se remplir des échantillons de la mesure courante et d'autre part d'éliminer les premières données filtrées qui sont corrélées aux données de la mesure précédente. La première approche ne permet pas d'atteindre cet objectif. En augmentant

le facteur de décimation, on réduit la fréquence d'échantillonnage du filtre passe-bas. On observe donc nécessairement une plus grande corrélation entre les mesures. Dans le cas de la seconde approche, cette fréquence demeure élevée, ce qui laisse le temps au filtre de se remplir. La décimation à l'intérieur du FPGA permet ensuite d'éliminer les premiers échantillons filtrés présentant de la corrélation. Enfin, le dernier point implique d'éliminer les échantillons filtrés provenant du régime transitoire. Comme pour le point précédent, cette tâche ne peut être accomplie qu'en effectuant la décimation à l'intérieur du FPGA.

Les points soulevés amènent donc à retenir la seconde approche pour l'ajustement du filtre des DDC. Il s'agit maintenant de choisir la fréquence de coupure afin de conserver les transitions abruptes du signal. En observant la figure 4.15, on peut considérer, en première approximation, qu'un signal de TIE-MF correspond à la somme de deux ondes carrées. La première possède une fréquence correspondant à la cadence d'acquisition, ou la cadence des trames de mesure. La seconde présente une fréquence treize fois plus élevée que la précédente afin de créer les treize plateaux caractéristiques.

Le système est présentement prévu pour fonctionner à cinq cadences d'acquisition : 1, 5, 10, 16 et 20 trames/s. À 20 trames/s, la seconde onde carrée possède une fréquence de 260 Hz (20 trames/s $\times$ 13 plateaux/trame). Le spectre de ce signal est présenté à la figure 4.16. Il a été obtenu en branchant la sortie d'un générateur de fonction Agilent® 33220A à l'analyseur de spectre Agilent 4395A. Une sonde active Agilent 41800A a servi d'interface. Ce spectre présente de nombreuses harmoniques. Par contre, on remarque qu'à partir de 15 kHz, les harmoniques sont inférieures à -35 dB par rapport à la fondamentale. Ce seuil correspond à un rapport d'amplitude plus petit que 2 %. On peut donc considérer les harmoniques supérieures à 15 kHz comme étant négligeables. Ainsi, une fréquence de coupure à 15 kHz pour une cadence de 20 trames/s serait suffisante. Expérimentalement, nous avons déterminé que le seuil de -35 dB représentait un bon compromis entre une fréquence de coupure faible et des transitions abruptes acceptables. En effectuant la correspondance pour les autres cadences d'acquisition, on trouve des fréquences de coupure de 750 Hz, 3,75 kHz, 7,5 kHz et 12 kHz pour 1, 5, 10 et 16 trames/s respectivement.

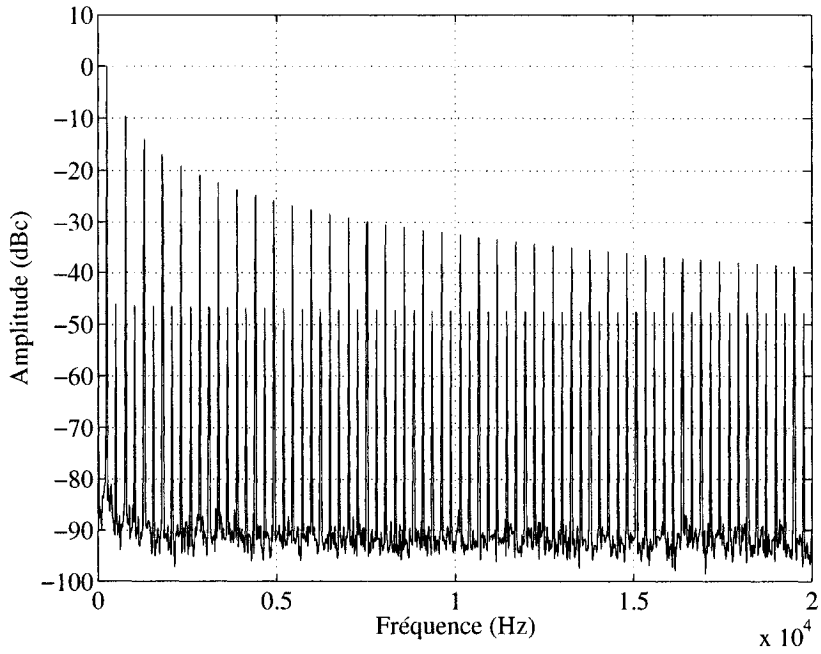


Figure 4.16 Spectre d'une onde carrée de 260 Hz.

Cependant, dans le cas d'une porteuse multifréquence, il est nécessaire que le filtre passe-bas d'un DDC configuré à une certaine fréquence coupe les autres fréquences de la porteuse. La plus petite fréquence qu'un DDC doit couper correspond à la plus faible différence entre les fréquences de la porteuse. Cette différence s'obtient pour les deux fréquences les plus faibles f_0 et f_1. On obtient environ 30 kHz ($f_1 - f_0$).

Le tableau 4.9 présente, pour chaque cadence d'acquisition, la fréquence de coupure f_c du filtre des DDC réalisé en pratique à l'aide du logiciel *SoftCell® Filter Design* d'Analog Devices. Le filtre numérique coupe abruptement pour ensuite rebondir plus haut en fréquence. Nous présentons le gain maximum des rebondissements G_r ainsi que la plus faible fréquence f_r correspondant à ce gain. Pour les cadences dont cette fréquence est plus élevée que 30 kHz, nous ajoutons le gain à 30 kHz $G_{30\,kHz}$. Pour une cadence de 1 trame/s, la plus faible fréquence de coupure qu'il est possible d'obtenir est 1,5 kHz. La fréquence de sortie des échantillons filtrés provenant des DDC a été fixée à 83 200 échantillons/s. En ne considérant qu'un seul échantillon par mesure et en n'effectuant aucune décimation dans le FPGA, cette fréquence correspond à une cadence de 400 trames/s.

Tableau 4.9 Fréquences de coupure du filtre des DDC selon la cadence d'acquisition.

Cadence d'acquisition (trames/s)	f_c **(kHz)**	G_r **(dB)**	f_r **(kHz)**	$G_{30\,kHz}$ **(dB)**
1	1,5	−88	4	—
5	3,5	−100	10	—
10	7,5	−100	20	—
16	12	−100	32	−74
20	15	−100	35	−52

f_c : Fréquence de coupure
G_r : Gain maximum des rebondissements
f_r : Fréquence la plus faible présentant un gain G_r
$G_{30\,kHz}$: Gain à 30 kHz

4.2.3.2 Compensation du gain et de la phase

Même en tenant compte des gains de chacun des canaux de démodulation, les trames de TIE-MF mesurées présentent des différences par rapport aux trames théoriques calculées à l'aide du problème direct à partir des mesures de courant. Ces différences sont observées dans la partie gauche de la figure 4.17. Celle-ci présente les courbes de l'amplitude, de la partie réelle et de la partie imaginaire d'une trame de mesures moyenne obtenue sur le fantôme résistif de Gagnon et Guardo (2005) (trait continu) et de la trame théorique correspondante (traits interrompus). La partie supérieure de la figure présente la trame obtenue à 70 kHz et la partie inférieure, celle obtenue à 1 MHz. Les trames théoriques ont été calculées en utilisant les mesures de courant obtenues. De plus, un ajustement linéaire de la trame théorique sur la trame moyenne a été effectué.

On remarque que les trames moyennes et théoriques ne sont pas superposées. Cela s'explique par de légères différences de gain et de phase entre les canaux dont on ne tient pas compte. De plus, ces différences varient avec la fréquence. C'est pourquoi on observe des écarts différents à 70 kHz et à 1 MHz. Afin de remédier à ce problème, une calibration a été effectuée.

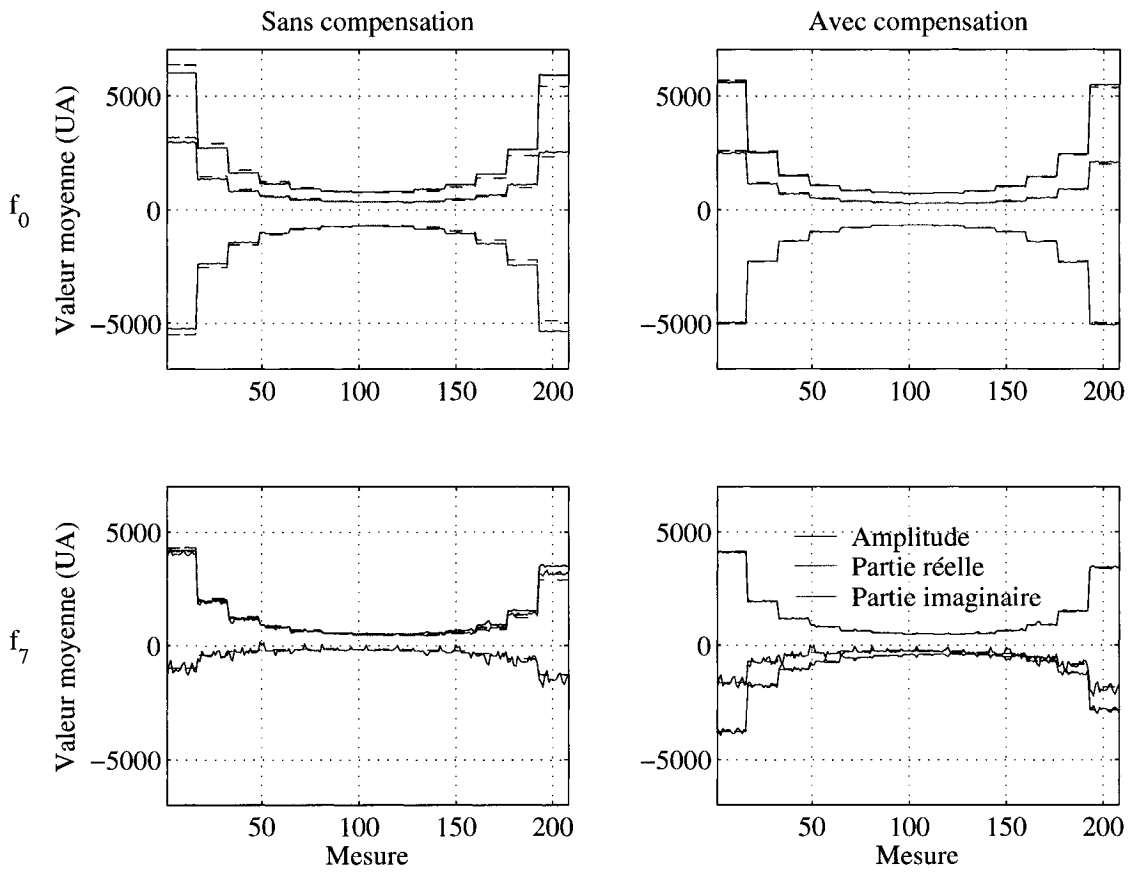


Figure 4.17 Courbes de l'amplitude, de la partie réelle et de la partie imaginaire d'une trame de mesures moyenne obtenue sur le fantôme résistif (trait continu) et de la trame théorique correspondante (traits interrompus) pour des fréquences de 70 kHz (haut) et 1 MHz (bas) sans (gauche) et avec (droite) compensation.

Nous avons appliqué un signal sinusoïdal de 200 mV crête-à-crête successivement sur tous les canaux de démodulation, à toutes les fréquences d'opération du système. Le choix de cette amplitude était arbitraire. Nous avions cependant besoin d'une amplitude assez élevée pour compenser le faible gain des canaux 2 et 3 ($I_{(+)}$ et $I_{(-)}$) par rapport à celui des canaux 0 et 1 (V et $I_{(g)}$). Cependant, elle devait également être assez faible pour ne pas saturer ces derniers. L'amplitude choisie constituait un bon compromis. Le signal sinusoïdal était généré par le canal 0 ($V_{ref(+)}$) de l'unité de synthèse. La sortie de ce canal était branchée à l'entrée d'un adapteur et la sortie de ce dernier, à l'entrée du canal de démodulation choisi. Cet adapteur, développé par Maurice (2005), fait passer le signal à travers un transformateur

du même type que ceux utilisés dans le MEA, ce qui permet de simuler l'étage de sortie de ce dernier.

Le signal sinusoïdal démodulé correspond à une valeur complexe continue. Pour chaque fréquence et chaque canal de l'unité de démodulation, nous avons normalisé cette valeur par celle du canal 0 (V) à la fréquence f_0. Nous avons ainsi obtenu un tableau de gains relatifs complexes g^* déterminant la relation de gain et de phase entre les canaux.

Pour compenser les gains complexes du canal 0 (V), nous avons effectué l'acquisition de 1000 trames de mesures successivement à chaque fréquence sur le fantôme résistif. Une fois acquises, ces trames ont été moyennées. Nous avons ensuite compensé les mesures V, $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$ par les facteurs g^* déjà obtenus. Par la suite, nous avons résolu le problème direct pour le fantôme résistif en utilisant les mesures $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$ compensées. Nous avons ainsi obtenu les trames de mesures théoriques pour l'ensemble des fréquences. Nous avons ensuite effectué un ajustement linéaire de la trame théorique sur la trame moyenne des mesures V pour chaque fréquence. Enfin, le facteur g^* du canal 0 (V) de chaque fréquence a été multiplié par le coefficient linéaire complexe obtenu.

Le tableau 4.10 présente les facteurs de compensation g^* obtenus pour les quatre canaux de démodulation et pour chaque fréquence d'opération. Il est important de noter que ces facteurs tiennent compte des gains au niveau des LT6600. Par contre, le gain des DVGA et la valeur des résistances $R_{(s)}$ et $R_{(g)}$ pour la mesure du courant ne sont pas considérés.

Avant de reconstruire des images, on doit donc suivre les étapes suivantes :

1. Diviser les mesures par la valeur de gain du DVGA de leur canal de démodulation.
2. Diviser les mesures de courant par la valeur de leur résistance de mesure.
3. Diviser les mesures par leur facteur de compensation g^* correspondant.

Tableau 4.10 Facteurs de compensation g^* pour le mode simple fréquence.

Fréquence	**Canal 0 (V)**	**Canal 1 ($I_{(+)}$)**
f_0	(+1,0780) + j (+0,0550)	(+0,0676) + j (−0,0167)
f_1	(+0,6359) + j (−0,8909)	(+0,0297) + j (−0,0637)
f_2	(−0,6893) + j (−0,8516)	(−0,0501) + j (−0,0497)
f_3	(−0,6763) + j (+0,8563)	(−0,0407) + j (+0,0577)
f_4	(+1,0351) + j (−0,3283)	(+0,0670) + j (−0,0222)
f_5	(−0,7168) + j (+0,8030)	(−0,0482) + j (+0,0514)
f_6	(−1,0505) + j (−0,1032)	(−0,0691) + j (−0,0112)
f_7	(−0,1635) + j (+1,0054)	(−0,0180) + j (+0,0668)
Fréquence	**Canal 2 ($I_{(-)}$)**	**Canal 3 ($I_{(g)}$)**
f_0	(+0,0696) + j (−0,0175)	(+0,9926) + j (−0,0570)
f_1	(+0,0305) + j (−0,0657)	(+0,4985) + j (−0,8875)
f_2	(−0,0516) + j (−0,0512)	(−0,7457) + j (−0,7071)
f_3	(−0,0420) + j (+0,0595)	(−0,4838) + j (+0,9100)
f_4	(+0,0692) + j (−0,0227)	(+0,8679) + j (−0,5512)
f_5	(−0,0500) + j (+0,0528)	(−0,3525) + j (+0,9560)
f_6	(−0,0713) + j (−0,0120)	(−0,8992) + j (+0,4333)
f_7	(−0,0191) + j (+0,0689)	(+0,5708) + j (+0,7724)

La partie droite de la figure 4.17 montre les mêmes courbes que celles de la partie gauche. Nous avons cependant effectué la compensation à l'aide des facteurs du tableau 4.10. On remarque que les trames moyennes concordent davantage aux trames théoriques.

Cependant, il faut noter que la compensation permet seulement de conserver la relation de gain et de phase entre les canaux. En effet, on constate qu'elle n'élimine pas le gain et le déphasage intrinsèques du système ; on observe une partie imaginaire non nulle pour des trames obtenues sur un fantôme purement résistif. De plus, comme on peut le remarquer en comparant les parties supérieure et inférieure de la figure, le gain et la phase varient entre les fréquences.

Pour le mode de reconstruction quasi statique, pour laquelle on évalue la différence de trames de mesures entre deux fréquences, cette variation peut devenir problématique. En effet, si elle est le moindrement importante, celle-ci se traduira par des changements de conductivité

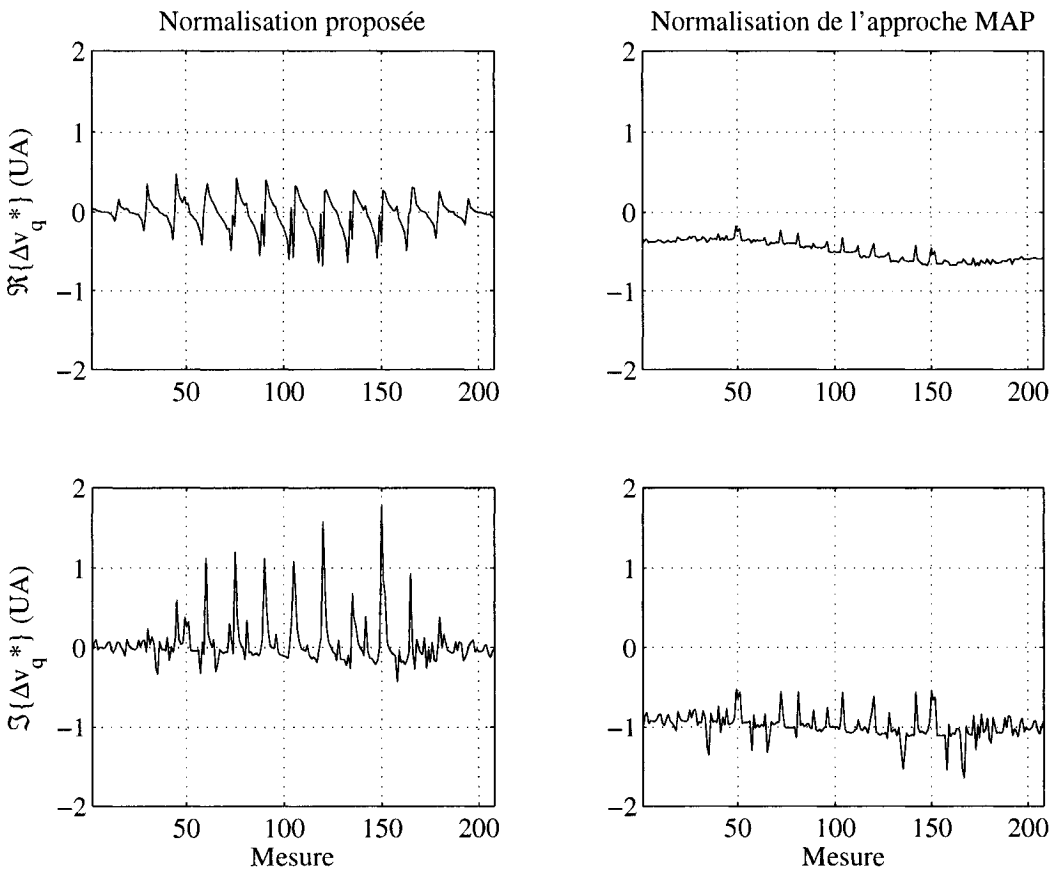


Figure 4.18 Courbes des parties réelle et imaginaire de la différence entre les trames de mesures obtenues pour 70 kHz et 1 MHz selon la normalisation proposée (équation (3.24)), à gauche, et celle de l'approche MAP (équation (3.7)), à droite.

et donc des artéfacts dans les images. La normalisation effectuée à l'équation (3.23) permet de réduire cette variation. Pour chaque fréquence, on normalise la trame mesurée par celle calculée pour un milieu homogène.

Nous avons normalisé les trames de mesures moyennes de la partie droite de la figure 4.17 par des trames calculées pour un milieu homogène de conductivité unitaire. Cette valeur de conductivité correspond à celle utilisée dans les méthodes de reconstruction proposées au chapitre 3. Nous avons ensuite calculé la différence $\Delta \boldsymbol{v}_q^*$ entre les trames obtenues à 70 kHz et 1 MHz selon l'équation (3.24). La partie gauche de la figure 4.18 montre les parties réelle et imaginaire obtenues. On constate que $\Delta \boldsymbol{v}_q^*$ est centré à zéro.

Tableau 4.11 Facteurs de compensation g^* pour le mode multifréquence.

Fréquence	**Canal 0 (V)**	**Canal 1 ($\mathbf{I_{(+)}}$)**
f_0	(+1,0662) + j (+0,0440)	(+0,0680) + j (−0,0165)
f_1	(+0,6224) + j (−0,8903)	(+0,0294) + j (−0,0639)
f_2	(−0,6937) + j (−0,8398)	(−0,0504) + j (−0,0491)
f_3	(−0,6662) + j (+0,8588)	(−0,0400) + j (+0,0579)
f_4	(+1,0282) + j (−0,3365)	(+0,0665) + j (−0,0227)
f_5	(−0,7064) + j (+0,8057)	(−0,0475) + j (+0,0515)
f_6	(−1,0465) + j (−0,0936)	(−0,0689) + j (−0,0106)
f_7	(−0,1541) + j (+1,0032)	(−0,0174) + j (+0,0666)
Fréquence	**Canal 2 ($\mathbf{I_{(-)}}$)**	**Canal 3 ($\mathbf{I_{(g)}}$)**
f_0	(+0,0701) + j (−0,0173)	(+0,9943) + j (−0,0586)
f_1	(+0,0302) + j (−0,0660)	(+0,4917) + j (−0,8893)
f_2	(−0,0520) + j (−0,0507)	(−0,7500) + j (−0,6976)
f_3	(−0,0413) + j (+0,0597)	(−0,4728) + j (+0,9108)
f_4	**(+0,0607) + j (−0,0397)**	(+0,8586) + j (−0,5571)
f_5	**(−0,0269) + j (+0,0672)**	(−0,3418) + j (+0,9549)
f_6	**(−0,0669) + j (+0,0267)**	(−0,8905) + j (+0,4393)
f_7	**(+0,0356) + j (+0,0617)**	(+0,5749) + j (+0,7637)

À titre indicatif, on montre, à droite de la figure 4.18, la normalisation effectuée avec l'approche MAP à l'équation (3.7). Bien qu'à première vue, celle-ci semble préférable, on remarque que $\Delta \boldsymbol{v}_q^*$ est décalé par rapport à l'origine à cause de la variation de gain et de phase entre les fréquences. Ainsi, même pour un milieu résistif, ce décalage $\Delta \boldsymbol{v}_{q,off}^*$ aurait pour conséquence de produire une différence de conductivité $\Delta \boldsymbol{\sigma}_{q,off}^*$ dans les images entre les deux fréquences utilisées. De plus, si une perturbation n'était pas suffisante pour que $\Delta \boldsymbol{v}_q^*$ dépasse $\Delta \boldsymbol{v}_{q,off}^*$ en amplitude, cette perturbation ne serait tout simplement pas visible dans les images. La différence de conductivité correspondante serait noyée dans $\Delta \boldsymbol{\sigma}_{q,off}^*$.

Il est important de noter que les facteurs de compensation du tableau 4.10 ont été obtenus pour une porteuse simple fréquence. Dans ce cas, on utilise seulement le DDC 0 de chaque canal de démodulation. En mode multifréquence, où tous les DDC sont activés, nous avons remarqué que les facteurs obtenus n'étaient pas adéquats. Nous avons donc effectué de nouveau la calibration en utilisant cette fois une porteuse multifréquence dont chacune des

8 composantes possédait une amplitude de 25 mV crête-à-crête (c'est-à-dire 200 mV/8). Nous avons obtenu les facteurs de compensation du tableau 4.11.

On remarque que tous les facteurs sont semblables à ceux du tableau 4.10, à l'exception de ceux en caractères gras. Pour ces derniers, nous expliquons la différence par l'hypothèse que le RSP 2 du canal 2 se synchronise un coup d'horloge plus tard que tous les autres RSP. Ses quatre DDC subissent alors un déphasage par rapport aux autres. D'ailleurs, l'amplitude des facteurs g^* en caractères gras sont semblables à ceux obtenus en mode simple fréquence. La différence est essentiellement reliée à la phase. Selon le mode de fonctionnement du système, il est donc important de tenir compte de cette différence et d'utiliser les bons facteurs lorsqu'on effectue la compensation.

4.2.4 Interface de communication

L'interface de communication est réalisée par un microcontrôleur (μC) USB 2.0 CY7C68013 de Cypress®. Ce dernier possède une mémoire vive (*Random-Access Memory* ou RAM) interne de 8 ko et une mémoire de type premier entré premier sorti (*First-In, First-Out Memory* ou FIFO) de 4 ko. La RAM sert à stocker le code et les données du μC, et le FIFO, à conserver les mesures démodulées en vue d'un transfert USB vers l'ordinateur.

Le code en langage C du μC a été réalisé dans le cadre de ce projet à l'aide du logiciel de développement μVision 2 de Keil Software®. Il intègre les fonctions nécessaires aux transferts USB et au monitoring de la température du MSD à l'aide du composant TMP100 de Texas Instruments® connecté au port I^2C du μC. Le code contient également les fonctions permettant de réaliser le protocole sériel du MEA. Lors de la mise sous tension du système, le μC télécharge sériellement le code dans sa RAM interne à partir d'une mémoire morte (*Read-Only Memory* ou ROM) I^2C 24LC64 de Microchip®. Si la ROM n'est pas présente ou est mal programmée, le code est téléchargé de l'ordinateur par le port USB, ce qui augmente le temps nécessaire à l'initialisation du μC.

Tableau 4.12 Plages d'adresses du microcontrôleur USB.

Plage d'adresses	Taille (ko)	Attribution
0000 – 1FFF	8	RAM interne du μC
2000 – 7FFF	24	RAM supplémentaire du μC intégrée dans le FPGA
8000 – 9FFF	8	Registres du FPGA
A000 – BFFF	8	RAM intégrée dans le FPGA pour le contrôle de gain préprogrammé
C000 – DFFF	8	Plage disponible pour des besoins futurs
E000 – FFFF	8	Plage réservée du μC

Une fois initialisé, ce dernier possède une terminaison USB en mode contrôle (*Control Endpoint*) et une autre en mode interruption (*Interrupt Endpoint*). La première est bidirectionnelle et son taux de transfert maximal est 512 ko/s. Elle sert principalement à accéder au FPGA et à transférer les données de contrôle. Le μC communique avec le FPGA par une interface parallèle. Celle-ci possède un bus d'adresse de 16 bits, un bus de données de 8 bits, un signal de lecture et un signal d'écriture. Cette interface permet donc d'accéder à un espace de 64 ko de données, occupant les adresses 0000 à FFFF en nombres hexadécimaux. Comme le montre le tableau 4.12, cet espace est subdivisé en six plages d'adresses. Les trois plages attribuées au FPGA sont décrites dans la section suivante.

La seconde terminaison est unidirectionnelle. Elle est utilisée pour transmettre à l'ordinateur les mesures démodulées, c'est-à-dire les données d'acquisition, contenues dans le FIFO. Ce dernier est divisé en quatre sections de 1 ko chacune. Celles-ci sont utilisées en rotation : le FPGA remplit les sections vides par un bus externe de 16 bits, tandis que le μC transmet le contenu de celles qui sont pleines à l'ordinateur lorsque ce dernier l'interroge. Le mode interruption permet de garantir une fréquence d'interrogation prédéterminée. Celle-ci a été fixée à sa valeur maximale de 8 kHz. À chaque interrogation, le μC peut transmettre jusqu'à 1024 octets, ce qui correspond à vider une section du FIFO. Le taux de transfert maximal est donc de 8 Mo/s.

4.2.5 Module de contrôle

Le module de contrôle est réalisé par un FPGA XC2V3000 Virtex-II de Xilinx®. Celui-ci possède une densité de 3 millions de portes logiques. Environ 20 % des ressources disponibles sont utilisées pour le système actuel, ce qui laisse la possibilité d'ajouter des fonctions dans des versions futures.

Sur les 957 broches constituant ce composant de type boîtier à billes (*Ball Grid Array* ou BGA), 684 peuvent être configurées en entrée ou en sortie. Parmi celles-ci, 13 servent à la programmation du FPGA, 27 sont branchées sur des plots de test permettant de faciliter le débogage ou d'apporter des corrections sur la carte de circuit imprimé, et 582 assurent le contrôle des composants périphériques.

Le choix de ce FPGA a donc été davantage relié au nombre de broches d'entrée et de sortie disponibles plutôt qu'à sa densité. D'ailleurs, 62 broches ont été laissées flottantes afin d'assurer la compatibilité avec le XC2V2000, un FPGA de densité inférieure. La substitution est possible grâce à un support à compression de type BGA d'Ironwood Electronics®.

L'architecture du FPGA a été réalisée dans le cadre de ce projet à l'aide du logiciel de développement Xilinx ISE 6.1 en mode schématique. La configuration résultante a ensuite été sauvegardée dans trois ROM XC18V04 de Xilinx. En mettant le système sous tension, le FPGA télécharge automatiquement la configuration de celles-ci. Ce téléchargement s'effectue de manière parallèle de sorte que le FPGA se configure rapidement. De plus, comme ces mémoires sont reprogrammables et insérées dans des supports, on peut facilement apporter des modifications à l'architecture du FPGA.

Afin de faciliter la maintenance de ce dernier, l'architecture a été développée de manière modulaire. Pour chaque type de composant périphérique, nous avons réalisé divers schémas de circuits logiques incorporant des fonctions ainsi que des registres de contrôle et d'état accessibles par le μC. Ces schémas ont ensuite été synthétisés en modules comportant des entrées et des sorties afin de les relier entre eux ainsi qu'aux broches du FPGA. Comme

Tableau 4.13 Modules du FPGA.

Module	Composant périphérique associé	Nombre d'instances	Nombre de registres
iobus_interface	μC	1	0
ram_interface	μC	1	0
clk_mngt	Oscillateur principal	1	0
fpga_module	FPGA	1	2
testvia_module	Points de test	1	0
dac_module	DAC	1	5
tsp_module	TSP	4	33
tsp_global_module	TSP	1	17
rsp_module	RSP	8	15
rsp_global_module	RSP	1	16
trsp_global_module	TSP, RSP	1	0
clk_module	ADC, TSP, RSP	1	0
adc_module	ADC	4	5
adc_global_module	ADC	1	7
agc_interface	ADC	1	0
sae_module	MEA	1	11
fifo_module	FIFO (μC)	1	8
global_module	FPGA, TSP, RSP	1	6
acq_module	RSP, FIFO (μC)	1	0

ces modules sont incorporés à une librairie, on peut insérer le nombre d'instances désiré de chacun d'eux dans le schéma général du FPGA.

Le tableau 4.13 présente la liste des modules réalisés. Pour chacun d'eux, nous indiquons le type de composant périphérique auquel il se rapporte. Nous donnons également le nombre d'instances présentes dans le schéma général du FPGA. Celui-ci correspond au nombre de composants périphériques associés. Enfin, nous indiquons le nombre de registres, accessibles par le μC, que contient chacun. En tout, on compte 344 registres de 8 bits permettant de communiquer avec les composants périphériques du système. Ceux-ci se trouvent dans la plage d'adresses 8000 à 9FFF du μC. Évidemment, cette plage n'est pas toute utilisée ; elle est réservée pour des besoins futurs.

Les principales fonctions des modules du FPGA ainsi que les relations entre eux sont décrites ci-dessous. À la figure 4.19, nous montrons les différentes interconnexions internes et externes de ces modules.

- `iobus_interface`. Ce module sert d'interface entre le FPGA et le μC. Il effectue le décodage de l'adresse de 16 bits provenant du μC et permet l'échange de données entre les modules et le μC sur le bus de données de 8 bits de ce dernier. Comme le montre la figure 4.19 en violet, tous les modules partagent un même bus interne.

- `ram_interface`. Ce module intègre une RAM de 32 ko à laquelle le μC peut accéder (adresses 0000 à 7FFF). Celle-ci est cependant partagée avec la mémoire interne du μC de sorte qu'en réalité, les premiers 8 ko ne sont pas utilisés. Pour l'instant, la mémoire interne du μC est suffisante pour le fonctionnement du système. La RAM est cependant disponible dans le FPGA pour des besoins futurs.

- `clk_mngt`. À partir du signal de 8 MHz de l'oscillateur principal du système, ce module génère des horloges de 8 et 32 MHz inversées et non inversées. Ces horloges sont acheminées aux modules selon leurs besoins. Les modules utilisant une horloge provenant de `clk_mngt` sont représentés en rouge clair dans la figure 4.19.

- `fpga_module`. Ce module intègre deux registres que le μC peut interroger. Le premier sert au débogage. Il contient les bits d'état du générateur d'horloges de `clk_mngt`. Le second sert à retourner un code câblé de 8 bits représentant la version du FPGA.

- `testvia_module`. Ce module n'a aucune utilité pour l'instant. Il se connecte aux 27 plots de test servant au débogage et aux modifications. Ces plots de test sont présentement configurés en entrées.

- `dac_module`. Comme son nom l'indique, ce module permet d'accéder au DAC. Puisque l'interface de ce dernier est sérielle, le module s'occupe de sérialiser les données à transmettre au DAC et de paralléliser celles qui sont retournées.

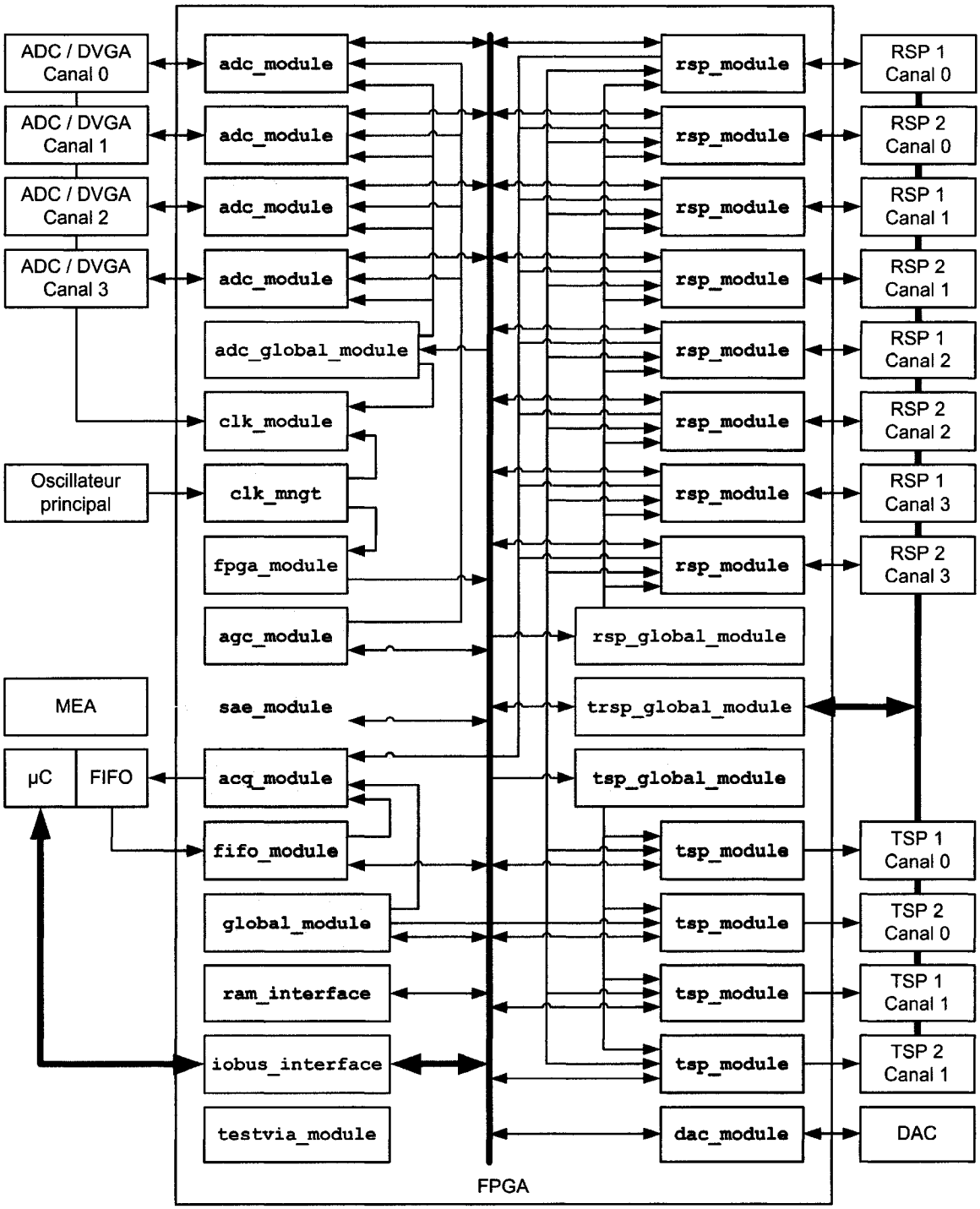


Figure 4.19 Interconnexions internes et externes des modules du FPGA.

- `tsp_module`. Quatre instances de ce module sont utilisées dans le schéma général du FPGA. Ceux-ci sont branchés aux quatre TSP du système. Chaque TSP possède deux interfaces de communication. La première est parallèle et permet de configurer le TSP. Elle est réalisée conjointement par les modules `tsp_module` et `trsp_global_module`. La tâche du module `tsp_module` est d'activer l'interface de son TSP, alors que celle du module `trsp_global_module` est de transférer les données. La seconde interface est sérielle et permet de charger les données d'amplitude. Cette tâche est gérée uniquement par `tsp_module`. Celui-ci possède des registres permettant de stocker les données d'amplitude et s'occupe de les sérialiser.

- `tsp_global_module`. Comme le montre la figure 4.19 en bleu foncé, la sortie de ce module est branchée à toutes les instances de `tsp_module`. Le module `tsp_global_module` possède en partie les mêmes registres que ce dernier. Cependant, ceux-ci sont accessibles en écriture seulement. Lorsque le μC écrit à un de ces registres, la donnée est écrite simultanément à toutes les instances de `tsp_module` ou à tous les TSP via le module `trsp_global_module`. Cela permet d'accélérer le transfert des données de configuration qui sont partagées par tous les TSP.

- `rsp_module`. On retrouve huit instances de ce module dans le schéma général du FPGA. Celles-ci sont connectées aux huit RSP du système. Comme le TSP, le RSP possède une interface parallèle et une interface sérielle. La première sert à configurer le RSP. Le module `rsp_module` s'occupe d'activer l'interface de son RSP et le module `trsp_global_module`, de transférer les données. La seconde interface permet de recevoir les mesures démodulées. Le module `rsp_module` effectue la parallélisation de ces mesures et les achemine au module `acq_module` pour qu'elles soient transmises au FIFO du μC. Le cheminement des mesures démodulées est représenté en rouge à la figure 4.19.

- `rsp_global_module`. Ce module a la même fonction que `tsp_global_module`. Il est cependant appliqué aux instances de `rsp_module`.

- `trsp_global_module`. Comme les interfaces parallèles des TSP et RSP sont identiques, celles-ci partagent les mêmes bus d'adresse et de donnée représentés en vert dans la figure 4.19. Le module `trsp_global_module` interface ce dernier avec le bus interne du FPGA implémenté par `iobus_interface`. Afin d'éviter la contention, l'activation de l'interface d'un TSP ou d'un RSP en particulier est laissée à l'instance de `tsp_module` ou de `rsp_module` correspondante.

- `clk_module`. À partir du module `clk_mngt`, ce module génère les horloges des TSP et RSP. Pour montrer cette dépendance, ces composants ainsi que `clk_module` sont représentés en jaune clair à la figure 4.19. Le module permet également de commuter l'horloge des RSP sur le signal de fin de conversion de leur ADC respectif selon le signal de sélection fourni par `adc_global_module`.

- `adc_module`. Quatre instances de ce module sont utilisées dans le schéma général du FPGA. Chacune d'elles permet d'accéder à l'ADC et au DVGA d'un des quatre canaux de démodulation du système. Le module `adc_module` possède deux registres principaux. Le premier permet d'ajuster les trois bits de gain du DVGA et le second sert à déterminer si l'entrée de l'ADC a dépassé l'amplitude maximale permise. Le signal de dépassement est fourni par une broche de l'ADC. Le second registre permet également d'activer le contrôle de gain préprogrammé pour lequel les valeurs de gain sont fournies par le module `agc_interface` à chaque mesure de TIE-MF.

- `adc_global_module`. Semblable à `tsp_global_module` et à `rsp_global_module`, ce module permet d'écrire simultanément à toutes les instances de `adc_module`. Ce module possède également un registre permettant de sélectionner la source de l'horloge des RSP. L'horloge peut être fournie aux RSP par leur ADC respectif ou par le module `clk_mngt` du FPGA. Le signal de sélection est envoyé à `clk_module`, qui s'occupe de la commutation.

- `agc_interface`. Ce module contient une RAM de 8 ko accessible par le μC (adresses A000 à BFFF) et servant à stocker les valeurs de gain des DVGA pour chaque mesure de TIE-MF. Cette RAM possède deux ports. Le premier sert à s'interfacer au μC via le

module `iobus_interface`. Il possède un bus d'adresse de 13 bits et un bus de données de 8 bits. Le second port sert à fournir les valeurs de gain au DVGA. Comme on a besoin de 12 bits de gain pour les 4 DVGA, le bus de données contient 16 bits. Par conséquent, le bus d'adresse a une largeur de 12 bits. Lorsque le contrôle de gain préprogrammé est activé dans les modules `adc_module`, ces derniers utilisent les valeurs de gain fournies par la RAM. Celle-ci est parcourue par un compteur qui incrémente l'adresse à l'aide du signal de changement de mesure fourni par le module `sae_module`. Ce compteur est réinitialisé par le signal de début de trame provenant également de `sae_module`.

- `sae_module`. Ce module contient des registres permettant de contrôler les trois signaux envoyés au MEA et de lire l'état de celui retourné par ce dernier. Lorsque le MEA est en mode acquisition, ces trois signaux servent 1) à réinitialiser le MEA, 2) à interrompre et à redémarrer l'acquisition et 3) à initier un changement de mesure. Ce changement de mesure peut être automatique en utilisant le signal fourni par `acq_module`. Le signal envoyé par le MEA indique le début d'une nouvelle trame de mesure. Cependant, il existe un délai entre le moment où une mesure est acquise et celui où elle sort démodulée des DDC. Lorsque la première mesure démodulée d'une trame est transmise au FPGA, le signal de début de trame est déjà passé. Un registre de `sae_module` permet de décaler ce signal d'un certain nombre de mesures afin de rétablir la correspondance. Les interconnexions associées à `sae_module` sont représentées en orangé à la figure 4.19. Celui-ci transmet les signaux de changement de mesure et de début de trame à `agc_interface`. Le module achemine également le signal de changement de mesure ainsi que le signal décalé de début de trame à `acq_module`. Ce dernier module retourne le signal de changement de mesure automatique.

- `fifo_module`. Les signaux indiquant le niveau de remplissage du FIFO du μC sont acheminés à ce module. Ce dernier possède un registre contenant leur état. Trois autres registres importants sont également contenus dans ce module. Le premier permet de définir le nombre total d'échantillons par mesure (n_t). Celui-ci détermine la cadence d'acquisition. Le second sert à spécifier le nombre d'échantillons d'une même mesure qui sont stockés dans le FIFO (n_s), ce qui permet d'effectuer du moyennage au niveau logiciel. Enfin, le

troisième permet de réaliser la décimation. Il contient le nombre d'échantillons d'une même mesure qui sont éliminés avant le stockage (n_{ns}). En choisissant une valeur élevée pour n_{ns}, on laisse le temps au filtre des DDC de se vider de l'ancienne mesure. Il est important de noter que les valeurs inscrites dans ces trois registres sont reliées entre elles. Afin d'assurer un bon fonctionnement, n_{t} doit toujours être supérieur ou égal à $(n_{\mathrm{s}} + n_{\mathrm{ns}})$. Il faut également souligner que `fifo_module` ne fait que stocker ces valeurs dans ses registres. Celles-ci sont transmises à `acq_module`, qui s'occupe du stockage des mesures démodulées dans le FIFO.

- `global_module`. Ce module contient les registres globaux du système. Parmi ceux-ci, un premier sert à sélectionner le nombre de canaux de démodulation n_{cd} ainsi que le nombre de fréquences n_{f} utilisées. Les valeurs n_{cd} et n_{f} sont envoyées au module `acq_module` et permettent de déterminer pour quels DDC les échantillons de mesure doivent être stockés dans le FIFO. En effet, `acq_module` sélectionne les DDC 0 à $(n_{\mathrm{f}} - 1)$ des canaux de démodulation 0 à $(n_{\mathrm{cd}} - 1)$. Par exemple, si on désire obtenir seulement les mesures V pour 4 fréquences, on attribuera les valeurs 0 à n_{cd} et 3 à n_{f}. Le module `acq_module` sélectionnera alors les sorties des DDC 0 à 3 (contenus dans le RSP 1) du canal 0. Un second registre de `global_module` permet d'activer ou de désactiver le signal de stockage de données dans le FIFO. Ce signal est transmis au module `acq_module`. Un troisième registre sert à envoyer un signal de synchronisation aux instances des modules `tsp_module` et `rsp_module` afin de démarrer tous les TSP et RSP simultanément. Cela permet d'assurer la même relation de phase entre ces composants à chaque utilisation du système. Les connexions de `global_module` aux autres modules sont indiquées en vert clair à la figure 4.19.

- `acq_module`. Ce dernier module est le plus complexe d'entre tous. Il s'occupe de stocker les mesures démodulées dans le FIFO du μC en effectuant la séquence d'opérations de la figure 4.20. Les valeurs de n_{t}, n_{ns} et n_{s} proviennent de `fifo_module`, et celles de n_{cd} et n_{f}, de `global_module`. Il est important de noter que les mesures sont stockées uniquement si le signal de stockage provenant de `global_module` est activé. Ce signal n'empêche cependant pas la séquence d'écriture au FIFO de s'effectuer. Afin que le logiciel de contrôle puisse suivre la séquence d'acquisition du MEA, les numéros de la mesure et

de la trame courantes sont également stockés dans le FIFO. Ces numéros sont fournis par deux compteurs à l'intérieur de `acq_module`.

4.2.6 Logiciel de contrôle

Le logiciel de contrôle du système TIE-5-MF est constitué de deux éléments : un pilote d'interface (*driver*) USB et un module appelé *Tie5HAL*. Le pilote d'interface a été développé par Cypress et permet au module *Tie5HAL* de communiquer avec le μC USB. Bien que le code source de ce pilote soit disponible, aucune modification n'a été apportée.

Le module *Tie5HAL* est une interface graphique réalisée dans le cadre de ce projet à l'aide de Visual C++ .NET de Microsoft®. Celui-ci sert à contrôler le système à l'aide de boîtes de dialogue et s'occupe de télécharger les mesures de TIE-MF lorsque celles-ci sont disponibles. Il suit les spécifications MEMTA (*Modular Expandable Multi-Threaded Architecture*), une architecture développée par Hervé Gagnon (Gagnon, 2003).

Celle-ci permet d'interconnecter des modules réalisant différentes fonctions. Parmi ceux réalisés par Hervé Gagnon, on compte les modules *Oscilloscope* permettant d'afficher des signaux, *MAPReconstruction* implémentant l'approche MAP, *MeshViewer* servant à afficher des images et *MatlabSaver* permettant de sauvegarder des données en format Matlab. Chaque module est contenu dans une librairie chargeable dynamiquement (*Dynamic-Link Library* ou DLL) et fonctionne dans son propre processus léger (*thread*).

Afin de réaliser une application MEMTA, on écrit et exécute un script dans l'interface MEMTADE (*MEMTA Developer's Environment*). Ce script détaille en langage MEMTA les modules utilisés ainsi que la façon dont ils sont interconnectés.

Séquence d'opérations

Pour chaque mesure de TIE-MF :

1. Pour les échantillons de mesure $e = 0$ à $(n_t - 1)$:
   (a) Attendre que toutes les instances `rsp_module` des DDC sélectionnés par n_{cd} et n_f aient parallélisé leur échantillon de mesure (n_{cd} et n_f proviennent de `global_module`).
   (b) Si $(e > (n_{ns} - 1))$ et $(e \leq (n_{ns} + n_s - 1))$:
      i. Transférer les échantillons des DDC sélectionnés dans le module `acq_module`.
      ii. Démarrer l'écriture au FIFO. Celle-ci s'effectue en parallèle avec la suite des opérations. Elle est décrite dans l'encadré ci-dessous.
   (c) Signaler aux instances de `rsp_module` qu'un nouvel échantillon peut être parallélisé.
2. Signaler un changement de mesure à `sae_module`.
3. Si le signal décalé de début de trame provenant de `sae_module` est activé :
   - Incrémenter le compteur de trame.
   - Remettre le compteur de mesure à zéro.

   Sinon, incrémenter le compteur de mesure.

Séquence d'écriture au FIFO

1. Stocker l'étiquette ABCD en nombre hexadécimal, signifiant le début du transfert d'un nouvel échantillon.
2. Stocker le numéro de la trame courante.
3. Stocker le numéro de la mesure courante.
4. Pour les canaux de démodulation 0 à $(n_{cd} - 1)$:
   (a) Pour les DDC 0 à $(n_f - 1)$:
      i. Stocker un mot de localisation indiquant de quels DDC et canal de démodulation provient l'échantillon de mesure. Ce mot contient également le nombre de fréquences $n_f - 1$ et le nombre de canaux de démodulation $n_{cd} - 1$, à des fins de comparaison dans le logiciel de contrôle.
      ii. Stocker l'échantillon de la mesure démodulée en phase.
      iii. Stocker l'échantillon de la mesure démodulée en quadrature.

Figure 4.20 Séquence d'opérations du module `acq_module`.

Tableau 4.14 Classes C++ des modules du FPGA.

Module	Classe	Boîte de dialogue	Nombre d'instances
fpga_module	CFpga	CFpgaDlg	1
dac_module	CDac	CDacDlg	1
tsp_module	CTsp	CTspDlg	4
tsp_global_module	CAllTsp	CAllTspDlg	1
rsp_module	CRsp	CRspDlg	8
rsp_global_module	CAllRsp	CAllRspDlg	1
adc_module	CAdc	CAdcDlg	4
adc_global_module	CAllAdc	CAllAdcDlg	1
agc_interface	CAgc	—	1
sae_module	CSae	CSaeDlg	1
fifo_module	CFifo	CFifoDlg	1
global_module	CGlobal	CGlobalDlg	1

Par exemple, la sortie du module *Tie5HAL* correspondant aux mesures de TIE-MF peut être branchée à l'entrée des modules *Oscilloscope* et *MatlabSaver*. Ces derniers permettent d'afficher et de sauvegarder les trames de TIE-MF. On peut également brancher la même sortie de *Tie5HAL* à l'entrée du module *MAPReconstruction*, et la sortie de ce dernier à l'entrée du module *MeshViewer*. Les images reconstruites par l'approche MAP peuvent ainsi être affichées à l'écran.

Tie5HAL a été développé en suivant la même philosophie que pour le module de contrôle. Comme le montre le tableau 4.14, nous avons créé une classe C++ ainsi qu'une boîte de dialogue pour la plupart des modules du FPGA. La classe implémente les fonctions permettant d'accéder au module et la boîte de dialogue contient des boutons appelant ces fonctions. Il est important de noter que la classe `CFpga` implémente également les fonctions permettant d'accéder aux registres du FPGA. C'est pourquoi, chacune des autres classes du tableau 4.14 possède un pointeur à `CFpga`.

D'autres classes ont également été réalisées. Celles-ci sont listées dans le tableau 4.15. La classe `CTie5HALApp` s'occupe de démarrer *Tie5HAL*. La classe `CTie5HALMM`, quant à elle,

Tableau 4.15 Classes C++ supplémentaires de *Tie5HAL*.

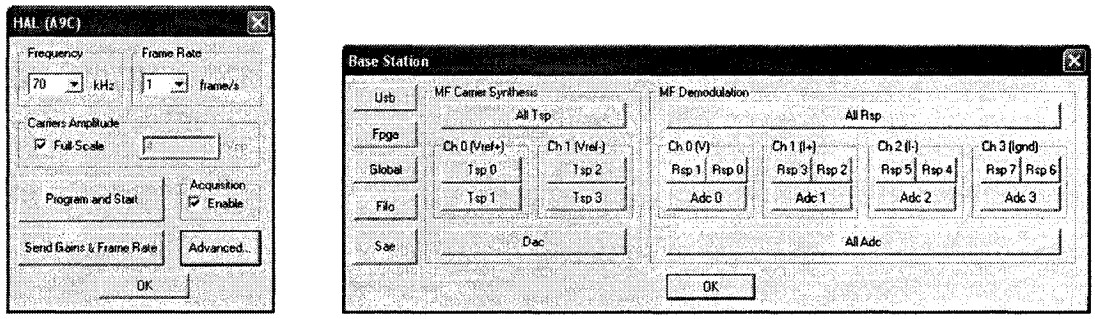
Classe	Boîte de dialogue
`CTie5HALApp`	—
`CTie5HALMM`	`CTie5HALDlg`
`CBaseStation`	`CBaseStationDlg`
`CDriver`	—
`CUsb`	`CUsbDlg`

implémente le module MEMTA. Elle définit les entrées et les sorties de *Tie5HAL* et contient les fonctions permettant de télécharger les mesures démodulées du μC et de les transmettre à d'autres modules MEMTA.

La classe `CTie5HALMM` contient une instance de `CBaseStation`. La classe `CBaseStation` représente le système et contient les instances des classes du tableau 4.14. Le nombre d'instances pour chacune d'elles est indiqué dans la dernière colonne du tableau. La classe `CBaseStation` contient également une instance de chacune des classes `CDriver` et `CUsb`. La première implémente les fonctions de bas niveau permettant d'accéder au pilote d'interface et la seconde, les fonctions de requête USB permettant de communiquer avec le μC. La classe `CUsb` possède d'ailleurs un pointeur de `CDriver` pour qu'elle puisse appeler les fonctions de bas niveau nécessaires.

De même, comme l'accès aux registres du FPGA nécessite une requête USB, la classe `CFpga` contient un pointeur de `CUsb`. Ainsi, si par exemple on désire connaître le gain d'un DVGA contenu dans une instance du module `adc_module`, on appelle la fonction de lecture de gain de la classe `CAdc`. Celle-ci appelle la fonction générale de lecture de registre de `CFpga`. Cette dernière appelle la fonction de requête USB correspondante de `CUsb`. Enfin, cette fonction appelle celle de `CDriver` qui communique avec le pilote d'interface du μC. La valeur de gain du DVGA est ensuite acheminée en sens inverse jusqu'à la fonction de lecture de `CAdc`.

En ce qui concerne les boîtes de dialogue du tableau 4.15, `CUsbDlg` affiche les informations du μC ainsi que la température à l'intérieur du MSD. La boîte `CTie5HALDlg`, présentée à



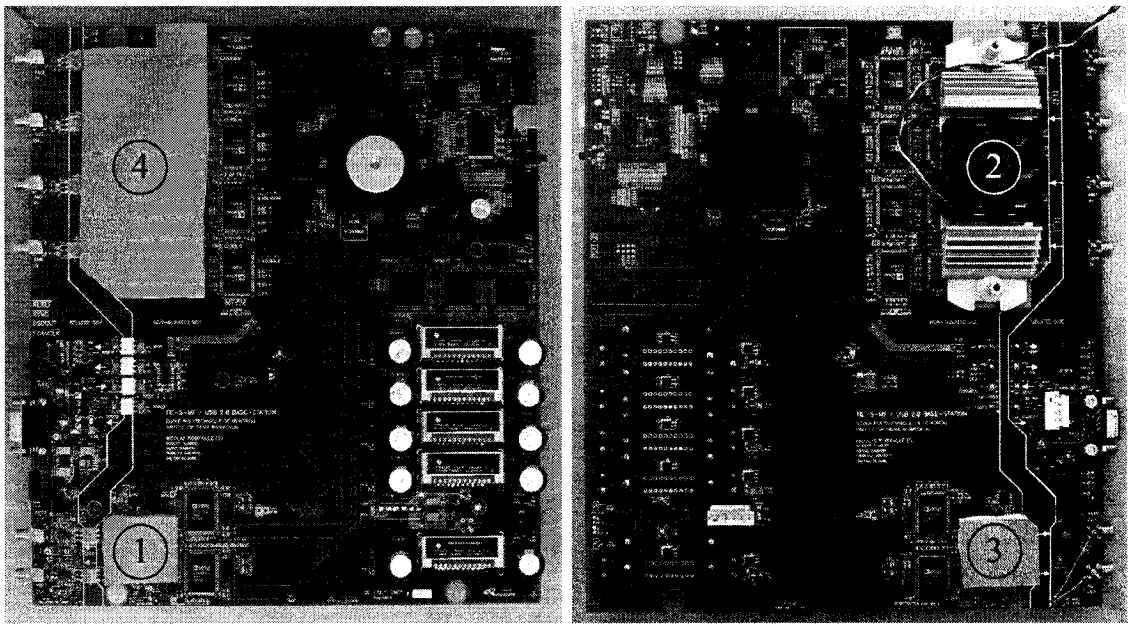
(a) (b)

Figure 4.21 Boîtes de dialogue `CTie5HALDlg` (a) et `CBaseStationDlg` (b).

la figure 4.21(a), constitue l'interface de contrôle simplifiée du système. Cette boîte est la seule qui apparaît à l'écran lorsque le module *Tie5HAL* est chargé par MEMTADE. Un de ses boutons permet d'accéder à un mode avancé en affichant la boîte `CBaseStationDlg`. Comme le montre la figure 4.21(b), cette dernière contient les boutons permettant d'ouvrir la boîte `CUsbDlg` ainsi que celles des différentes instances du tableau 4.14. Elle permet ainsi d'interroger et de configurer les composants du système individuellement.

4.3 Mesure des performances

Différentes expériences ont été réalisées afin d'évaluer les performances du système TIE-5-MF. Nous avons évalué la dérive du système avec la température, la pureté spectrale des porteuses, l'exactitude et le rapport signal sur bruit du système, ainsi que certains aspects reliés à la sécurité électrique. Dans les sections qui suivent, nous décrivons ces expériences et nous présentons les résultats obtenus.



(a) (b)

Figure 4.22 Carte de circuit imprimé du module de synthèse et de démodulation avec le dispositif de dissipation thermique. (a) Recto et (b) verso. ① Coussin thermique sur le DAC, ② coussin thermique et ventilateur sur les ADC, ③ coussin thermique sous le DAC, et ④ coussin thermique sous les ADC.

4.3.1 Dérive du système

La dérive du système est associée aux changements de gain dans les mesures dus à l'augmentation de la température des composants. Après une certaine période, cette dernière se stabilise et les gains demeurent relativement constants.

Une expérience a été effectuée afin d'évaluer cette dérive. Après avoir laissé le système éteint pendant plus de douze heures, celui-ci a été branché sur le fantôme résistif et mis sous tension. Les mesures ont immédiatement été acquises après la phase d'initialisation du système. Ce dernier a été programmé pour fonctionner en mode simple fréquence à 70 kHz, avec les quatre canaux de démodulation activés, à une cadence de 1 trame/s. La température était également échantillonnée à chaque trame de mesures. L'acquisition a duré 150 minutes, une période correspondant à 9000 trames.

Nous avons ensuite muni le système d'un dispositif de dissipation thermique. Comme le montre la figure 4.22, des coussins thermiques ont été disposés sur le DAC ① et les ADC ②. Un ventilateur a également été placé sur le coussin des ADC puisque cette région produit davantage de chaleur. Nous avons utilisé une pâte thermique pour interfacer le coussin et le ventilateur. Des coussins ont également été placés sous le DAC ③ et les ADC ④. Ces composants ont des surfaces métalliques sous leur boîtier pour faciliter la dissipation de chaleur. Lors de la réalisation du PCB, ces surfaces ont été soudées au plan de masse. Elles ont également été prolongées par des vias et connectées à des surfaces carrées d'environ 6 mm $\times$ 6 mm de la couche externe opposée à celle des composants. Celles-ci sont visibles à la figure 4.8. Pour les ADC, elles suivent une ligne verticale au centre du rectangle ② en (a). Celle du DAC est située au centre du rectangle ① en (b). Par la suite, des prises d'air ont été installées sur le boîtier du MSD, vis-à-vis le ventilateur et sur le panneau arrière.

Une fois ces modifications apportées, nous avons effectué une seconde acquisition dans les mêmes conditions que la première. La figure 4.23 montre les résultats obtenus. La partie supérieure présente les courbes de la mesure moyenne par trame en fonction du temps. La partie inférieure présente les courbes de température. Les courbes pointillées correspondent aux données obtenues lors de la première acquisition et celles en trait continu, aux données obtenues lors de la seconde acquisition après avoir installé le dispositif de dissipation.

Pour les deux acquisitions, on observe une très bonne corrélation entre la température et les mesures moyennes. Lorsque la température augmente, la valeur moyenne des mesures diminue et vice-versa. Dans le cas de l'acquisition effectuée sans dispositif de dissipation thermique, on remarque que la température et la mesure moyenne ont de la difficulté à se stabiliser en régime permanent. Dans le cas de l'acquisition effectuée avec le dispositif, la température et la mesure moyenne sont plus stables et pratiquement constantes après environ une heure. On remarque également que la température en régime permanent est moins élevée avec le dispositif de dissipation.

L'ajout de ce dispositif semble donc avoir permis de rendre les mesures plus stables tout en réduisant la température globale du système. Cependant, le temps de dérive est resté

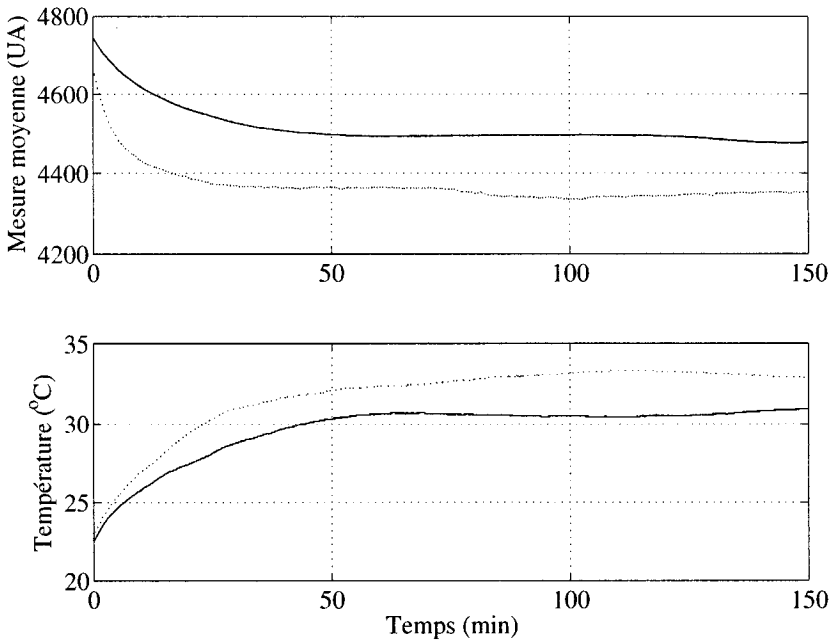


Figure 4.23 Dérive du système TIE-5-MF en fonction du temps. La partie supérieure présente les courbes de la mesure moyenne par trame en unités arbitraires (UA) en fonction du temps en minutes. La partie inférieure montre la température en degrés Celsius en fonction du temps. Les courbes pointillées représentent les données obtenues lors d'une acquisition sans dispositif de dissipation thermique. Les courbes en trait continu correspondent aux données obtenues avec le dispositif de dissipation thermique.

sensiblement le même. Pour des mesures de précision, nous suggérons de laisser le système fonctionner pendant environ 90 minutes avant d'effectuer des acquisitions. D'ailleurs, cette période a été respectée pour toutes les expériences présentées dans cet ouvrage, à l'exception des mesures de courant de fuite (section 4.3.5.2).

Il est important de souligner que la dérive du système risque d'avoir moins d'influence en mode de reconstruction quasi statique qu'en mode dynamique, à condition que la porteuse soit multifréquence. En effet, dans le premier cas, les trames de référence et de mesure sont prises simultanément. Dans le second, celles-ci sont acquises à des instants différents. Le mode dynamique est donc sujet aux changements de température, ce qui est moins le cas pour le mode quasi statique. Pour ce dernier, on pourrait donc ne pas tenir compte de la période de préchauffage de 90 minutes. Cependant, aucune expérience n'a été effectuée pour valider cette hypothèse.

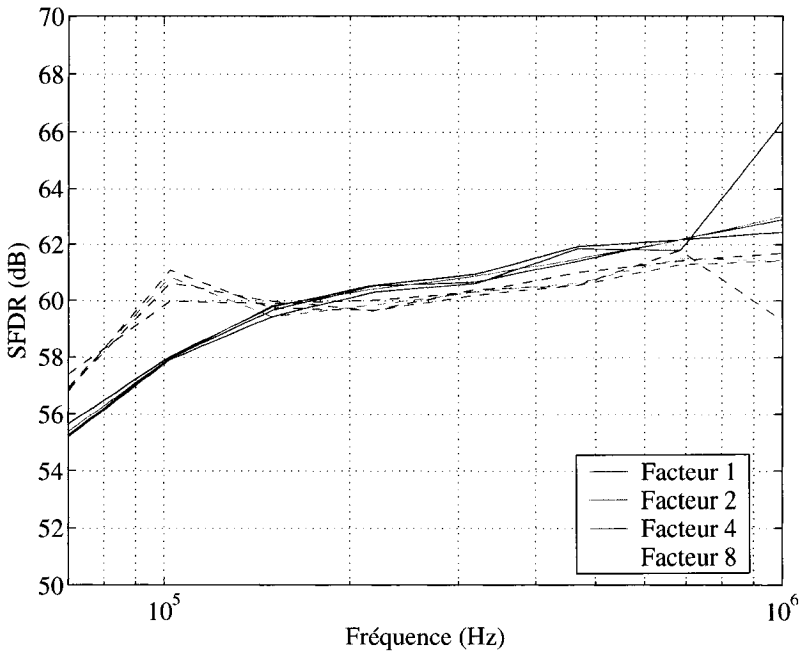


Figure 4.24 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence pour différents facteurs d'interpolation en mode simple fréquence. Les courbes en trait continu correspondent à $V_{ref(+)}$ et celles en traits interrompus, à $V_{ref(-)}$.

4.3.2 Pureté spectrale

Afin d'évaluer la pureté spectrale des porteuses de référence $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$, nous avons mesuré le SFDR à l'aide de l'analyseur de spectre Agilent 4395A. La sonde active Agilent 41800A a servi à interfacer les sorties $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$ à l'entrée de l'analyseur.

Les mesures ont d'abord été effectuées en utilisant une porteuse simple fréquence et en considérant les quatre configurations d'interpolation du DAC : interpolation par les facteurs 1 (interpolation désactivée), 2, 4 et 8. Pour chaque fréquence, nous avons effectué l'enregistrement sur une plage de 0 à 2,5 MHz en utilisant une largeur de bande de 100 Hz.

La figure 4.24 présente les courbes de SFDR obtenues en fonction de la fréquence. Celles en trait continu correspondent à la porteuse $V_{ref(+)}$ et celles en traits interrompus à la porteuse $V_{ref(-)}$. On remarque que le SFDR est supérieur à 55 dB pour toutes les fréquences. Cette valeur minimale est cependant inférieure à celle de 60 dB, la plus élevée des systèmes recensés

Tableau 4.16 SFDR en mode multifréquence.

Facteur d'interpolation	SFDR (dB)	
	$V_{ref(+)}$	$V_{ref(-)}$
1	61,45	62,37
2	59,81	63,59
4	60,69	62,95
8	62,85	63,40

à la section 4.1.1.2. On constate également que l'interpolation ne semble pas affecter le SFDR. Ce dernier point est discuté à la section 4.4.1.1.

Nous avons également effectué des mesures sur les porteuses en mode multifréquence en utilisant les mêmes plage de fréquences et largeur de bande. Il faut noter que le SFDR a été calculé à partir de la plus faible composante fréquentielle. Les résultats obtenus sont présentés au tableau 4.16.

Comme précédemment, l'interpolation ne semble pas avoir d'influence sur le SFDR. Nous avons donc choisi de désactiver celle-ci pour toutes les autres expériences de ce projet en fixant le facteur d'interpolation à 1. Cela permet de réduire la puissance dissipée par le DAC. En effet, pour les facteurs d'interpolation 2, 4 et 8, il est nécessaire d'activer la boucle à verrouillage de phase du DAC afin de générer une horloge interne de fréquence plus élevée que celle de l'oscillateur principal. En fonctionnant à une fréquence plus élevée, le composant dissipe alors plus de puissance.

En observant les valeurs de SFDR du tableau 4.16, on constate que la majorité d'entre elles sont supérieures à 60 dB. Normalement, on devrait s'attendre à une valeur égale ou inférieure à celle de 55 dB obtenue pour le mode simple fréquence. En effet, la porteuse comporte maintenant les huit composantes fréquentielles pour lesquelles nous avons mesuré le SFDR précédemment. Nous discutons de ce résultat à la section 4.4.1.1.

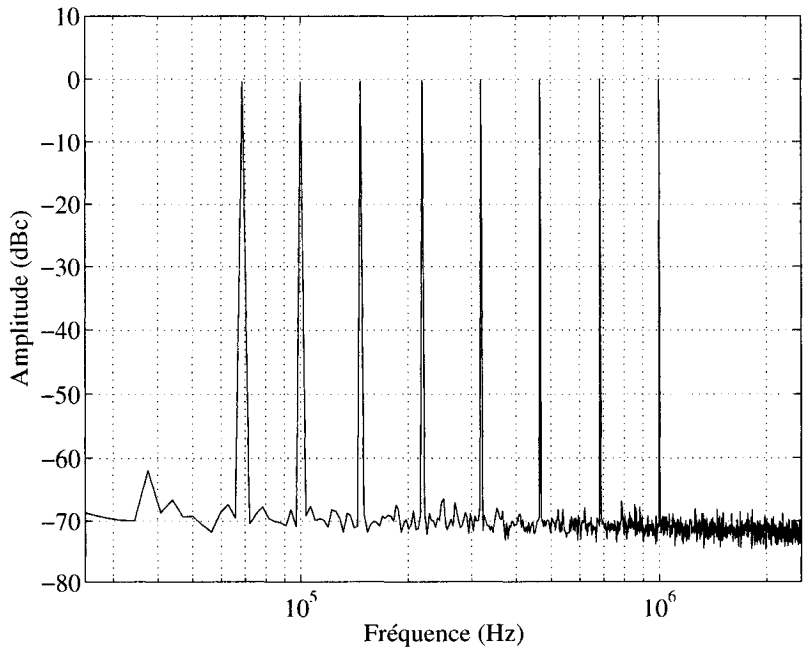


Figure 4.25 Spectre de la porteuse multifréquence $V_{ref(+)}$ sans interpolation.

À titre indicatif, la figure 4.25 présente le spectre de la porteuse multifréquence $V_{ref(+)}$ sans interpolation. On remarque que les composantes spectrales ont pratiquement la même amplitude. Comme l'analyseur utilise une échelle linéaire, le nombre de points est limité à basse fréquence de sorte que la composante à 70 kHz n'est pas tout à fait à sa place. On obtient des résultats semblables pour $V_{ref(-)}$.

4.3.3 Exactitude

Les groupes de recherche en TIE-MF donnent parfois l'exactitude, exprimée en pourcentage, de leur système. À l'exception du groupe de Montréal, l'exactitude est mesurée en calculant l'écart relatif d'un ensemble de mesures par rapport à la moyenne de ces mesures. Cependant, cet écart correspond davantage à l'inverse d'une mesure de rapport signal sur bruit. D'ailleurs, les valeurs d'exactitude des systèmes recensés à la section 4.1.2.2 ont été converties en valeurs de rapport signal sur bruit en décibels.

L'exactitude devrait plutôt être calculée à partir de l'écart relatif d'un ensemble de mesures par rapport à la mesure théorique correspondante. Ainsi, un système pourrait avoir un rapport signal sur bruit très élevé, de sorte qu'il fournirait pratiquement toujours la même valeur de mesure. Par contre, celle-ci pourrait être biaisée par rapport à sa valeur théorique, ce qui se traduirait par une faible exactitude.

Dans cette section, nous présentons les résultats d'exactitude obtenus pour le système TIE-5-MF en suivant cette dernière approche. La méthode utilisée se base sur celle de Gagnon (2003). On branche tout d'abord le système sur le fantôme résistif. Pour différentes cadences d'acquisition, on enregistre 1000 trames pour chaque fréquence d'opération en mode simple fréquence et en mode multifréquence. Les calculs suivants sont ensuite effectués pour chacune des fréquences et cadences d'acquisition.

Pour chaque mesure de trame m, on évalue l'exactitude a_m sur l'ensemble des 1000 trames t à l'aide de l'expression suivante :

$$a_m = 100 \times \left[1 - \left| \frac{1}{n_\mathrm{t}} \sum_{t=1}^{n_\mathrm{t}} \frac{\delta v^*_{\mathrm{m},m,t} - \delta v^*_{\mathrm{c},m,t}}{\delta v^*_{\mathrm{c},m,t}} \right| \right] \ \%, \tag{4.11}$$

où n_t représente le nombre de trames ($n_\mathrm{t} = 1000$). Le terme $\delta v^*_{\mathrm{m},m,t}$ désigne la mesure m de la trame t enregistrée à l'aide du système. $\delta v^*_{\mathrm{c},m,t}$ correspond à la mesure théorique calculée à l'aide du problème direct associé au fantôme résistif en utilisant les mesures de courant fournies par le système.

À l'aide de la dernière équation, on obtient n_m valeurs a_m, où n_m est le nombre de mesures par trame, c'est-à-dire 208. On calcule enfin l'exactitude moyenne μ_a ainsi que son écart-type σ_a sur l'ensemble des valeurs a_m.

La figure 4.26 présente les courbes de μ_a et σ_a en fonction de la fréquence pour le mode simple fréquence en utilisant une porteuse de pleine amplitude, c'est-à-dire 4 V crête-à-crête. Les cadences d'acquisition ont été fixées à 1, 5, 10, 16 et 20 trames/s.

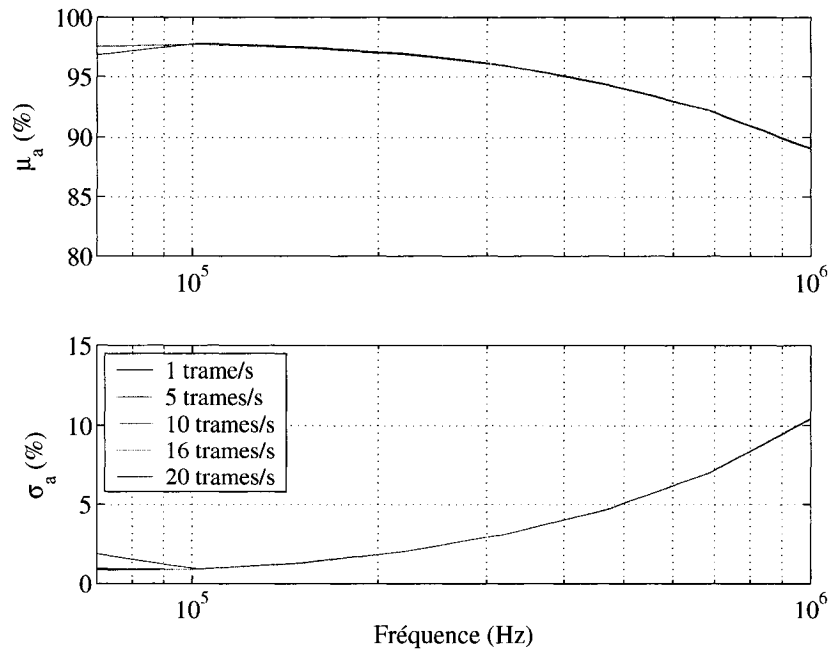


Figure 4.26 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) de l'exactitude en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence.

On remarque que l'exactitude moyenne décroît avec la fréquence, passant d'environ 97 % à 70 kHz à 89 % à 1 MHz. On note également que l'écart-type augmente avec la fréquence principalement à cause de la variation de phase entre les mesures (voir la section 4.4.3.1) et de la variation du comportement du système en fonction de la fréquence, due, entre autres, aux capacités parasites. En ce qui concerne la cadence d'acquisition, celle-ci semble avoir peu d'influence sur l'exactitude.

La figure 4.27 montre les courbes de μ_a et σ_a obtenues en mode multifréquence. Les cadences d'acquisition ont été limitées à 1, 5 et 10 trames/s. En effet, le logiciel de contrôle n'est pas suffisamment rapide pour permettre des cadences supérieures. On constate que les courbes obtenues sont semblables à celles de la figure 4.26.

Par rapport au système de Montréal présenté dans la revue de la littérature, on constate que les résultats d'exactitude obtenus pour le système TIE-5-MF sont inférieurs à la valeur minimale de 99 % mesurée par Dazé (2004) et Gagnon (2003). Il faut cependant souligner

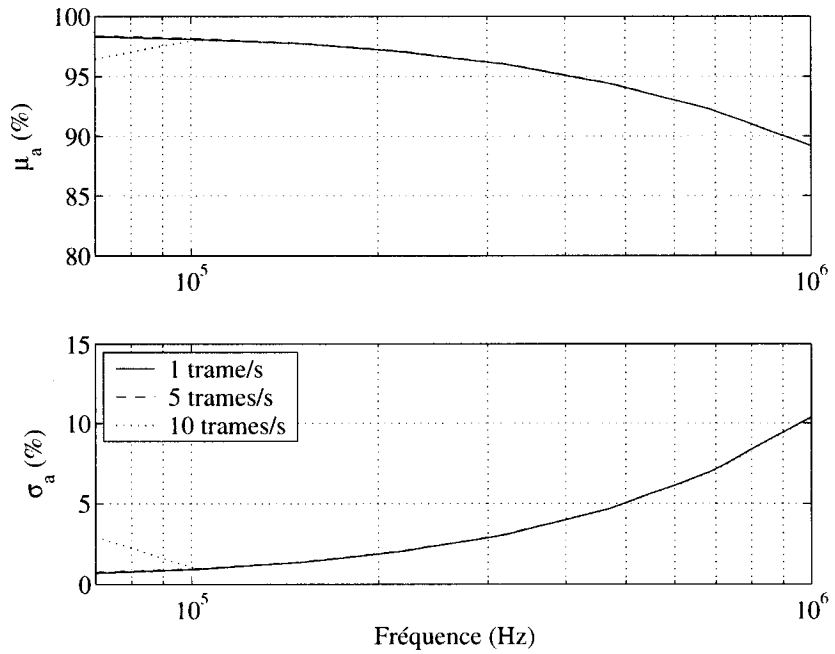


Figure 4.27 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) de l'exactitude en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode multifréquence.

que le calcul d'exactitude de ces auteurs a été effectué à 50 kHz en utilisant l'amplitude des mesures seulement.

4.3.4 Rapport signal sur bruit

La méthode pour calculer le rapport signal sur bruit (RSB) est également basée sur celle de Gagnon (2003) et utilise les données de la section précédente. Pour chaque fréquence et chaque cadence d'acquisition, on effectue les calculs suivants.

Pour chaque mesure de trame m, on calcule, à partir des 1000 trames acquises, une valeur RSB_m donnée par

$$RSB_m = 20 \log \left| \frac{\mathrm{E}\left[\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{m},m}\right]}{\sqrt{\mathrm{Var}\left[\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{m},m}\right]}} \right| . \tag{4.12}$$

Les termes $\mathrm{E}\left[\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{m},m}\right]$ et $\mathrm{Var}\left[\boldsymbol{\delta v}^*_{\mathrm{m},m}\right]$ représentent respectivement la moyenne et la variance des 1000 échantillons de la mesure $\delta v^*_{\mathrm{m},m}$ enregistrés à l'aide du système.

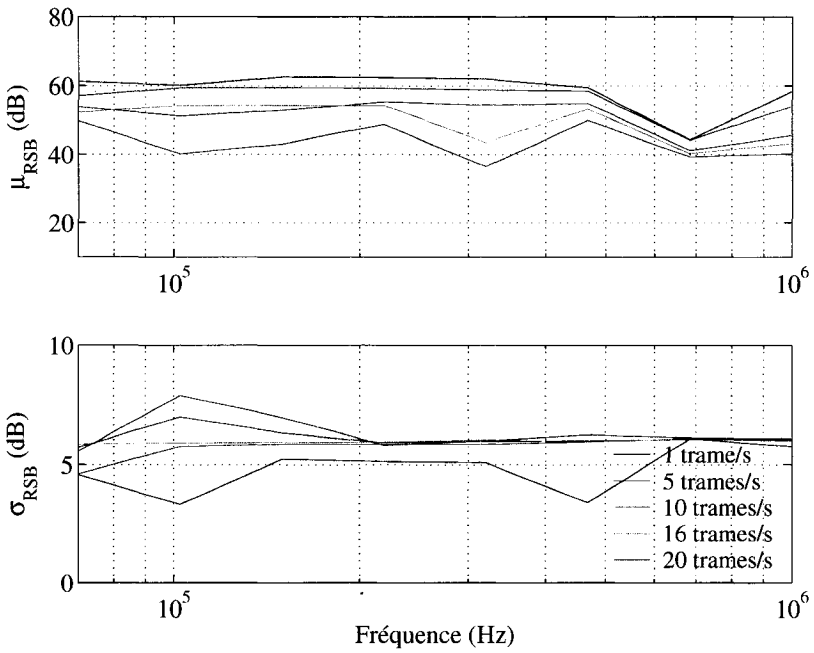


Figure 4.28 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence.

Comme à la section précédente, on obtient ainsi n_{m} valeurs RSB_m. On évalue ensuite le RSB moyen μ_{RSB} de même que son écart-type σ_{RSB} sur l'ensemble de ces valeurs.

Les figures 4.28 et 4.29 présentent les courbes de μ_{RSB} et σ_{RSB} en fonction de la fréquence qui ont été obtenues en modes simple fréquence et multifréquence respectivement. Nous avons utilisé les mêmes cadences d'acquisition qu'à la section précédente.

On remarque tout d'abord que le RSB diminue avec l'augmentation de la cadence d'acquisition. Cette diminution est due à la fréquence de coupure du filtre des DDC. Comme l'indique le tableau 4.9 de la section 4.2.3.1, celle-ci augmente avec la cadence d'acquisition. On observe cependant une forte diminution du RSB autour de 700 kHz pour toutes les cadences d'acquisition. Pour les cadences de 16 et 20 trames/s, une autre diminution apparaît autour de 300 kHz. Il en est de même à 1 MHz pour des cadences de 10, 16 et 20 trames/s. La cause possible de ces résultats est discutée à la section 4.4.1.2.

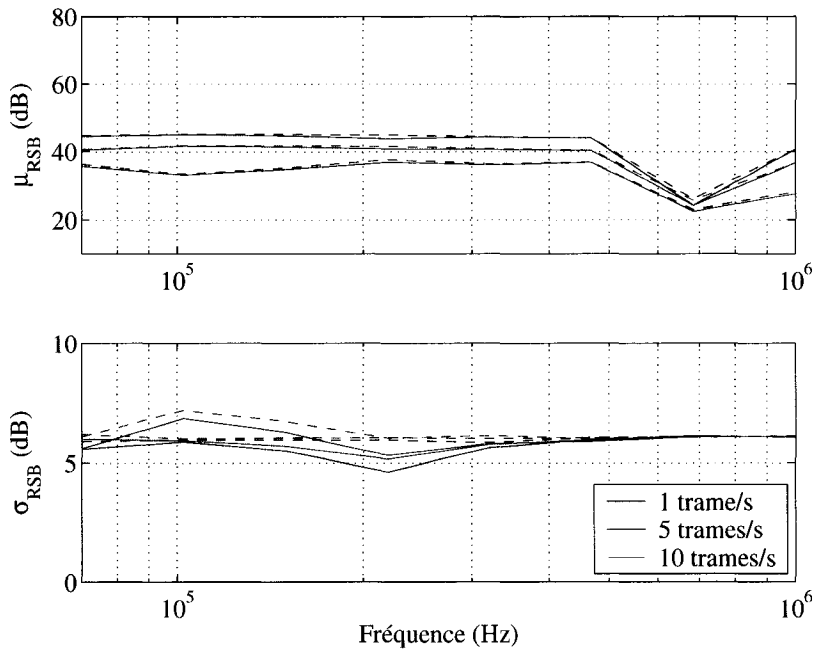


Figure 4.29 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence (trait continu) et simple fréquence à faible amplitude (traits interrompus).

À la figure 4.29, nous avons également superposé, en traits interrompus, les courbes obtenues en mode simple fréquence en utilisant une amplitude égale à celle des composantes fréquentielles de la porteuse multifréquence (0,5 V crête-à-crête). On remarque que les courbes se suivent pour les deux modes. Le faible RSB n'est donc pas relié au mode de fonctionnement du système, mais plutôt à la faible amplitude des signaux. D'ailleurs, on remarque que la différence de RSB entre les courbes des figures 4.28 et 4.29 correspond environ à un facteur 8 (18 dB), représentant le rapport d'amplitude entre les modes simple fréquence et multifréquence.

Selon Brown et Seagar (1987), un système de TIE devrait pouvoir détecter des changements de 0,1% dans les trames de mesures. Cette valeur demande un RSB supérieur à 60 dB. À ce stade-ci, le système TIE-5-MF ne répond pas à cette exigence. À une cadence de 1 trame/s en mode simple fréquence, le RSB est environ 60 dB à basses fréquences, mais celui-ci chute à des fréquences plus élevées. En mode multifréquence, la diminution de l'amplitude des porteuses de référence entraîne une diminution globale du RSB, de sorte que celui-ci

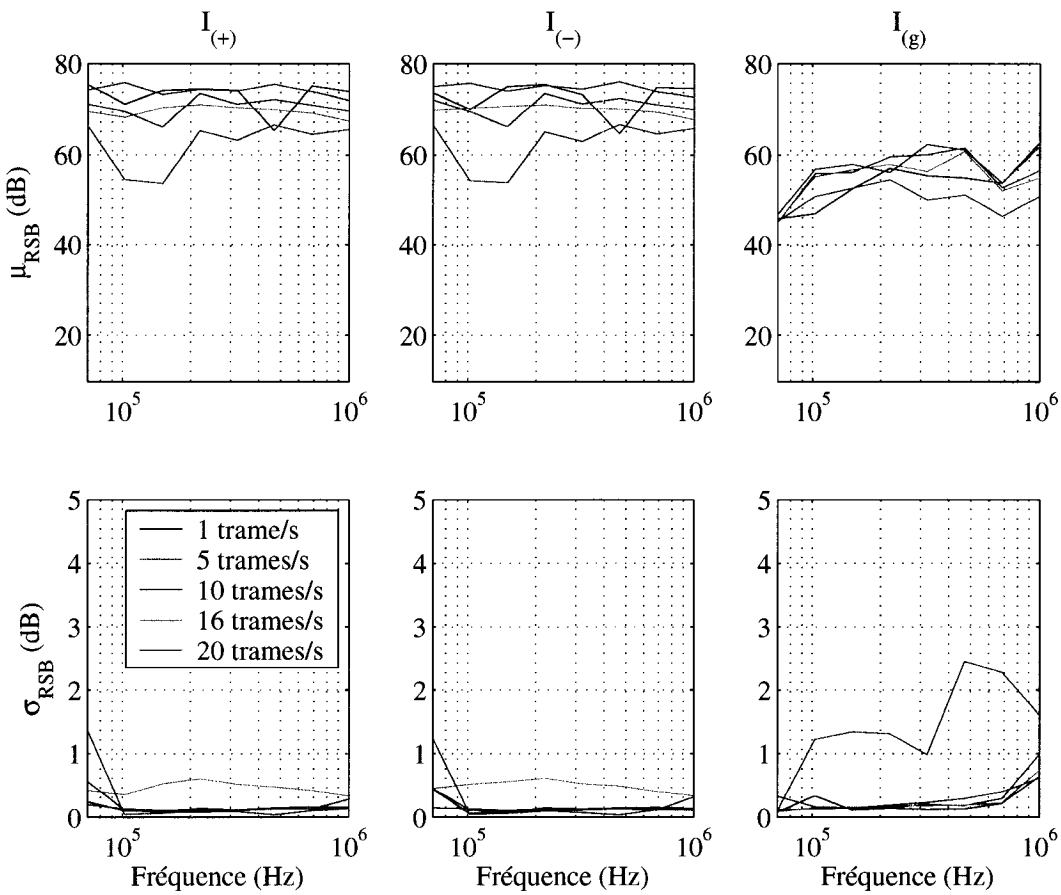


Figure 4.30 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence.

est environ 40 dB à 1 trame/s. À la section 4.4.1.2, nous discutons des façons possibles d'augmenter le RSB.

Les calculs de μ_{RSB} et σ_{RSB} ont également été effectués sur les mesures de courant pour la source, le puits et la masse. Les figures 4.30 et 4.31 présentent les résultats obtenus en modes simple fréquence et multifréquence respectivement. Il est important de noter qu'à la section précédente, on ne pouvait déterminer l'exactitude pour ces mesures puisqu'elles étaient nécessaires au calcul des mesures théoriques.

Pour les canaux $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$, on remarque que le RSB moyen est nettement supérieur aux valeurs obtenues pour le canal V. De plus, les fortes diminutions sont moins perceptibles.

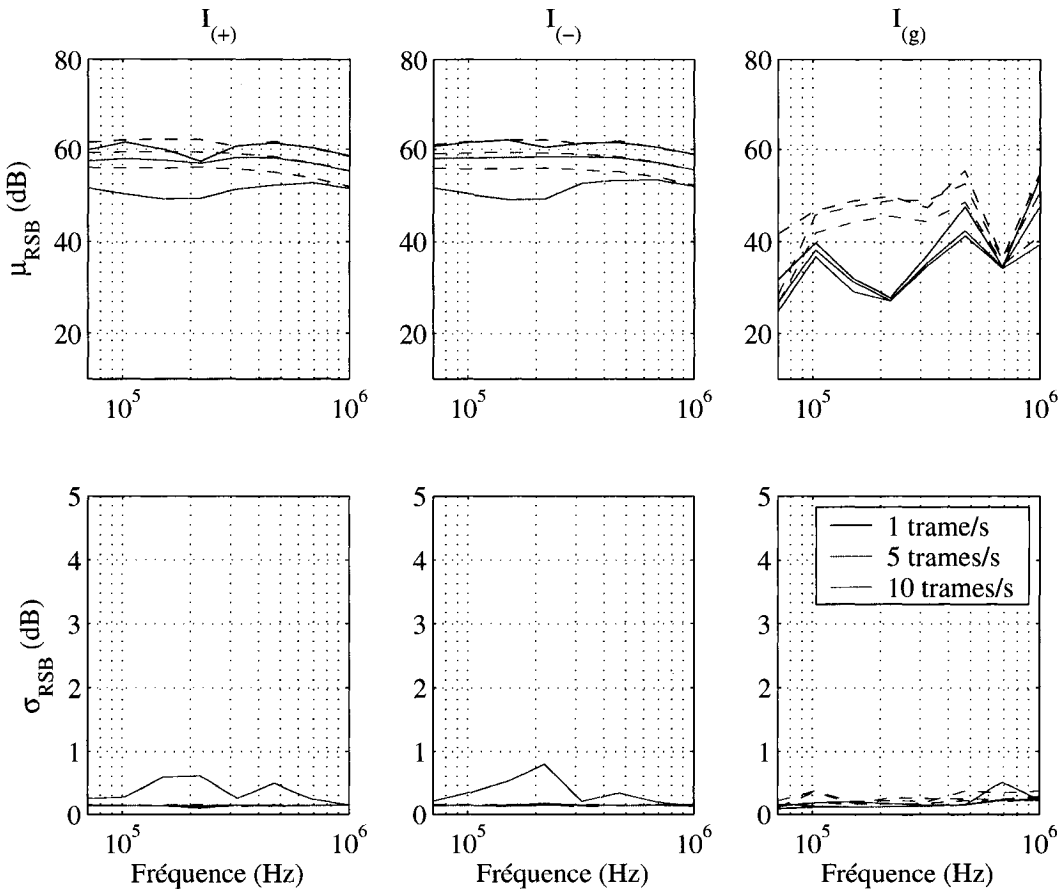


Figure 4.31 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence (trait continu) et simple fréquence à faible amplitude (traits interrompus).

Ces résultats sont dus à la grande amplitude des mesures de courant. Le bruit additif a alors moins d'influence, ce qui améliore le RSB.

Les courbes obtenues pour le canal $I_{(g)}$ montrent un RSB moyen plus faible que pour les canaux $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$. Ce canal mesure la différence de courant passant par la masse. Comme cette différence est faible, il est normal que le RSB obtenu soit moins élevé.

4.3.5 Sécurité

Afin d'assurer la sécurité du patient, on doit limiter le courant appliqué par le système ainsi que le courant de fuite traversant la barrière d'isolation. Des expériences ont été effectuées afin de mesurer ces deux types de courant et de vérifier que le système satisfait aux normes de sécurité. La description de ces expériences ainsi que les résultats obtenus sont présentés dans les sections suivantes.

4.3.5.1 Courant appliqué

En ce qui concerne le courant appliqué (*patient auxiliary current*), celui-ci devrait idéalement être d'amplitude maximale afin d'obtenir le meilleur rapport signal sur bruit dans les mesures de TIE-MF. De plus, la plage de fréquences devrait être la plus large possible. Cependant, la sécurité du patient ne doit pas être compromise. En effet, si le courant appliqué est assez élevé, il peut entraîner un échauffement des tissus et occasionner des brûlures. L'échauffement tissulaire se produit à des densités de courant aussi faibles que 3 $\mathrm{mA_{RMS}/cm^2}$ (Sikora et Zeńczak, 1999). Selon la fréquence utilisée, un courant plus ou moins élevé peut également provoquer des contractions musculaires involontaires et même une contraction soutenue du diaphragme entraînant la mort par asphyxie. À basse fréquence, des courants plus élevés peuvent également provoquer un arrêt cardiaque (fibrillation ventriculaire) et endommager le système nerveux central de façon permanente (Dalziel, 1972). Il est donc important de s'assurer que l'amplitude et la fréquence du courant appliqué soient adéquates.

Il existe plusieurs normes et malgré qu'elles diffèrent d'un pays à l'autre, elles imposent des limites de courant maximales semblables (Ghahary et Webster, 1989). La norme internationale IEC601.1 émise par l'*International Electrotechnical Commission* (IEC) stipule que les courants appliqués doivent être limités selon la plage de fréquences utilisée, comme le montre le tableau 4.17 (Lionheart *et al.*, 2001).

Tableau 4.17 Valeurs limites de courant efficace (RMS) selon la plage de fréquences utilisée.

Plage de fréquences (Hz)	**Valeur limite de courant (μA_{RMS})**
0.1 – 1 000	100
1 000 – 100 000	$100 \times f$
100 000 – ∞	10 000

Le terme f représente la fréquence en kHz.
Source : Lionheart *et al.* (2001)

Puisque le système TIE-5-MF peut fonctionner à plusieurs fréquences simultanément, la valeur efficace ne doit pas dépasser la limite imposée par la fréquence la plus basse. Cette limite est de 7 mA_{RMS} pour 70 kHz, alors qu'elle est de 10 mA_{RMS} pour 1 MHz. Le courant appliqué par le système entre 70 kHz et 1 MHz doit donc être limité à 7 mA_{RMS}.

En mode d'opération normal, le système TIE-5-MF applique un courant sur une seule paire d'électrodes adjacentes à la fois. Ce courant est généré en appliquant les porteuses $V_{ref(+)}$ sur l'électrode source et $V_{ref(-)}$ sur l'électrode puits. Les courants de la source et du puits sont notés respectivement $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$. Puisque $V_{ref(-)}$ est seulement inversée par rapport à $V_{ref(+)}$, la somme des courants est pratiquement nulle et le courant appliqué correspond à la plus grande valeur de $I_{(+)}$ et $I_{(-)}$. Dans le cas où la source et le puits sont débalancés, la différence de courant passe par l'électrode de masse qui n'applique aucun courant.

La figure 4.32 montre l'étage de sortie d'une électrode et le montage expérimental utilisé pour la mesure de courant appliqué. La tension $V_{ref(+)}$ ou $V_{ref(-)}$ est appliquée à la résistance de mesure $R_{(s)}$ de 1 kΩ. La charge branchée sur l'électrode, correspondant normalement au patient, s'ajoute à la résistance et détermine le courant appliqué. Le courant maximal que peut appliquer une électrode est donc $V_{ref(+)}$ ou $V_{ref(-)}$ divisé par 1 kΩ pour une charge nulle. Comme la charge d'un corps humain est nécessairement non nulle, le courant maximal est davantage limité. Les porteuses $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$ sont, quant à elles, limitées à 4 V crête-à-crête, c'est-à-dire 1,414 V efficace (RMS), de façon matérielle. Pour une charge nulle, le courant maximal est donc limité à 1,414 mA_{RMS}.

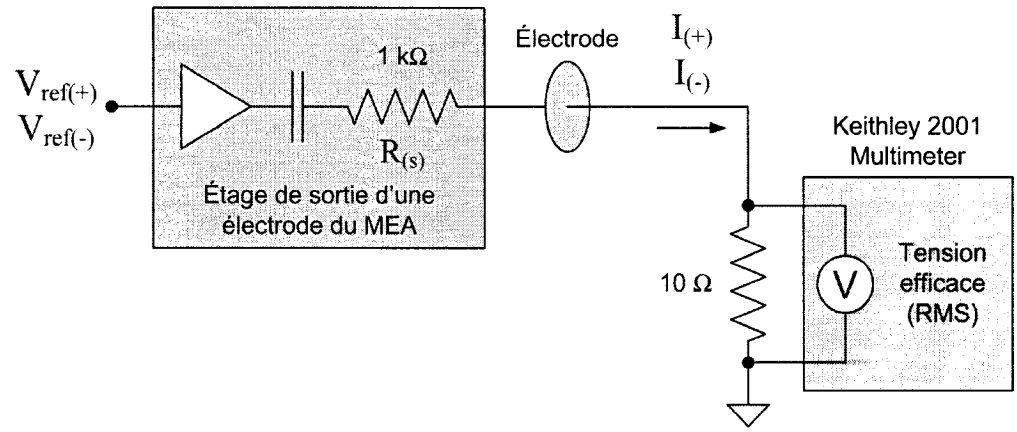


Figure 4.32 Étage de sortie d'une électrode et montage expérimental utilisé pour la mesure de courant appliqué.

Afin de mesurer les courants appliqués, nous avons branché une charge de 10 Ω, correspondant à 1 % de la résistance de mesure $R_{(s)}$, entre l'électrode d'application de courant et la masse (figure 4.32). Nous avons ensuite appliqué successivement $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$ à pleine amplitude et mesuré la tension RMS aux bornes de cette résistance à l'aide d'un appareil Keithley® 2001 Multimeter. Le courant RMS a été obtenu en divisant cette tension par 10, la valeur de la résistance de charge.

Cette procédure a été répétée pour chacune des seize électrodes du système (E_0 à E_{15}), pour chaque fréquence d'opération (f_0 à f_7) et pour les huit fréquences utilisées simultanément. Pour ce dernier cas, il faut souligner que l'amplitude de chaque composante fréquentielle est limitée à 0,5 V crête-à-crête, fournissant ainsi une amplitude maximale de 4 V crête-à-crête pour la porteuse multifréquence. Les mesures obtenues en modes source et puits de courant sont présentées dans les tableaux 4.18 et 4.19 respectivement.

On remarque que le courant maximal appliqué est inférieur à 1,4 mA_{RMS} pour une seule fréquence et à 0,5 mA_{RMS} pour les huit fréquences simultanément. Le système TIE-5-MF respecte donc amplement les normes.

Tableau 4.18 Mesures du courant appliqué (en mA_{RMS}) à pleine amplitude en mode source de courant.

	Fréquences								
Électrode	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_0 à f_7
E_0	1,290	1,314	1,320	1,302	1,251	1,154	1,002	0,818	0,416
E_1	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,002	0,818	0,416
E_2	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,002	0,818	0,416
E_3	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,817	0,415
E_4	1,290	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,817	0,416
E_5	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,817	0,415
E_6	1,290	1,315	1,321	1,303	1,252	1,154	1,002	0,818	0,416
E_7	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,002	0,818	0,416
E_8	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,817	0,416
E_9	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,817	0,416
E_{10}	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,817	0,416
E_{11}	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,816	0,416
E_{12}	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,002	0,817	0,416
E_{13}	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,002	0,818	0,416
E_{14}	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,153	1,001	0,816	0,416
E_{15}	1,289	1,314	1,320	1,302	1,251	1,152	1,000	0,816	0,416

4.3.5.2 Courant de fuite

Afin de protéger le patient d'une défaillance électrique dans l'alimentation provenant du secteur, nous avons séparé le MSD en deux sections. La première, du côté du MSD, est alimentée par un bloc non isolé du secteur. La seconde section, du côté du MEA, est isolée de la première par la barrière d'isolation et son alimentation provient d'un bloc séparé. Cette section est référencée à une masse de protection (*protective earth*) différente de la terre.

En théorie, la masse de protection n'offre aucun chemin de retour à l'alimentation provenant de la section non isolée. Ainsi, s'il se produisait une défaillance électrique du côté du MSD, aucun courant ne passerait à travers le patient pour aller à cette masse. En pratique, cependant, il existe toujours un faible courant appelé *courant de fuite* (*earth leakage current*).

Tableau 4.19 Mesures du courant appliqué (en mA_{RMS}) à pleine amplitude en mode puits de courant.

	Fréquences								
Électrode	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_0 à f_7
E_0	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,873	0,424
E_1	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,873	0,424
E_2	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,872	0,424
E_3	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,872	0,424
E_4	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,872	0,424
E_5	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,872	0,424
E_6	1,299	1,324	1,333	1,319	1,276	1,190	1,052	0,873	0,424
E_7	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,873	0,424
E_8	1,298	1,324	1,332	1,318	1,275	1,190	1,051	0,873	0,424
E_9	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,873	0,424
E_{10}	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,189	1,050	0,871	0,424
E_{11}	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,873	0,424
E_{12}	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,051	0,872	0,424
E_{13}	1,299	1,324	1,332	1,318	1,275	1,189	1,050	0,872	0,424
E_{14}	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,050	0,872	0,424
E_{15}	1,299	1,324	1,332	1,319	1,276	1,190	1,050	0,872	0,424

Selon la norme IEC601.1, ce courant doit être inférieur à 500 μA_{RMS} dans des conditions normales, que les fils d'alimentation du secteur soient inversés ou non inversés. Pour les conditions de faille simple (*single-fault*), pour lesquelles un des fils d'alimentation du secteur est débranché, le courant doit être limité à 1000 μA_{RMS}.

Le tableau 4.20 présente les résultats de quatre tests de courant de fuite de 15 secondes chacun, effectués sur le système TIE-5-MF à l'aide de l'appareil QuadTech® Gardian 6000 Electrical Safety Analyzer. Le courant de fuite était mesuré entre le secteur et la masse de protection accessible sur les connecteurs SMA des canaux $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$. Le MEA était branché au MSD ainsi qu'au fantôme résistif. Le tableau indique également les limites imposées par la norme IEC601.1. On constate que les courants de fuite mesurés respectent ces limites.

Tableau 4.20 Mesures de courant de fuite (en μA).

	Condition			
	Normale	**Inversée**	**Normale avec faille simple**	**Inversée avec faille simple**
Test 1	49	49	91	91
Test 2	49	53	91	91
Test 3	53	53	91	91
Test 4	49	53	91	91
Courant limite	500	500	1000	1000

4.4 Discussion

Cette section discute tout d'abord de certains résultats obtenus dans les sections précédentes. Nous suggérons ensuite certaines améliorations qui pourraient être apportées au système. Enfin, nous proposons différentes avenues qu'il serait intéressant d'explorer dans le cadre de prochains projets de recherche.

4.4.1 Résultats des mesures de performance

Les sections qui suivent discutent de certains aspects qui n'ont pas été abordés dans les résultats présentés précédemment. Ces aspects concernent la pureté spectrale et le rapport signal sur bruit.

4.4.1.1 Pureté spectrale

À la section 4.3.2, on a remarqué que les courbes de SFDR demeuraient pratiquement les mêmes peu importe le facteur d'interpolation utilisé. Normalement, on devrait s'attendre à ce que les valeurs de SFDR augmentent avec ce dernier. De plus, on a constaté que le SFDR en mode multifréquence était supérieur aux plus faibles valeurs obtenues en mode simple fréquence.

Nous pensons que ces résultats seraient associés aux transformateurs d'isolation. En effet, en observant le spectre des porteuses simple fréquence, nous avons remarqué que la seconde et la troisième harmoniques étaient pratiquement de même amplitude peu importe le facteur d'interpolation. L'amplitude de la seconde harmonique, qui déterminait la valeur du SFDR, était plus élevée à basse fréquence. En mode multifréquence, les harmoniques des composantes fréquentielles étaient plus faibles.

Selon l'hypothèse retenue, les transformateurs engendreraient de la distorsion due au phénomène d'hystérésis. Cette distorsion serait plus grande à basse fréquence. D'ailleurs jusqu'à 30 kHz, celle-ci est visible à l'œil nu à l'oscilloscope. Ce dernier point expliquerait les faibles valeurs de SFDR obtenues à 70 kHz.

Pour les porteuses multifréquences, il est possible que le phénomène d'hystérésis ait moins d'influence étant donné la faible amplitude des composantes fréquentielles. Cela expliquerait pourquoi le SFDR est supérieur aux plus faibles valeurs obtenues en mode simple fréquence.

Pour valider cette hypothèse, nous avons évalué le SFDR en utilisant une porteuse simple fréquence d'amplitude équivalente à celle des composantes fréquentielles en mode multifréquence (0,5 V crête-à-crête). Les résultats obtenus ont permis de retracer, à la figure 4.33, les courbes de la figure 4.24 sans interpolation. On remarque que les valeurs de SFDR correspondent davantage à celles obtenues en mode multifréquence. Elles sont toutes supérieures à 60 dB.

Ces résultats tendent à valider l'hypothèse d'une distorsion causée par les transformateurs. On devrait donc modifier l'étage de sortie des générateurs de porteuses de référence. Malheureusement, il existe peu de transformateurs couvrant la plage de fréquences d'opération du système. Il faudrait se tourner vers les amplificateurs d'isolation.

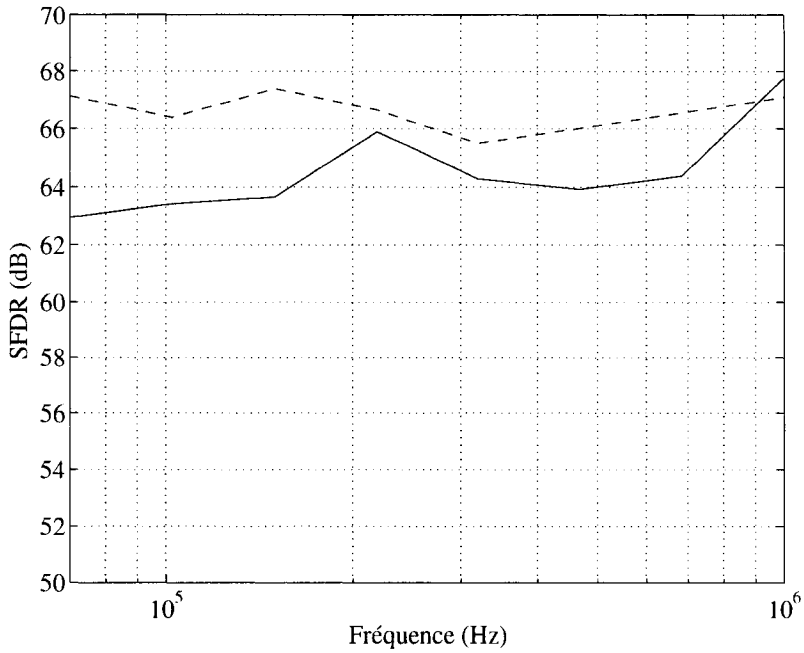


Figure 4.33 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence en mode simple fréquence à faible amplitude. La courbe en trait continu correspond à $V_{ref(+)}$ et celle en traits interrompus, à $V_{ref(-)}$.

4.4.1.2 Rapport signal sur bruit

Les courbes de RSB moyens à la section 4.3.4 présentent de fortes diminutions à f_4 (300 kHz) et à f_6 (700 kHz). L'hypothèse retenue pour expliquer ces diminutions est la présence de bruit sur l'alimentation.

La figure 4.34 montre le spectre de l'alimentation 5 V analogique. Cette dernière est utilisée dans les canaux de démodulation par les circuits de filtrage et d'amplification ainsi que par les ADC. On remarque différentes raies spectrales qui seraient associées aux convertisseurs de tension. Ces derniers fonctionnent par commutation (*switching*) à une fréquence variant entre 300 et 400 kHz (valeur typique de 350 kHz). Les raies situées aux fréquences supérieures correspondraient aux deuxièmes et troisièmes harmoniques.

Il est important de souligner qu'en raison de contraintes physiques, le spectre de la figure 4.34 a été mesuré à la sortie du convertisseur de tension et non après les filtres d'alimentation

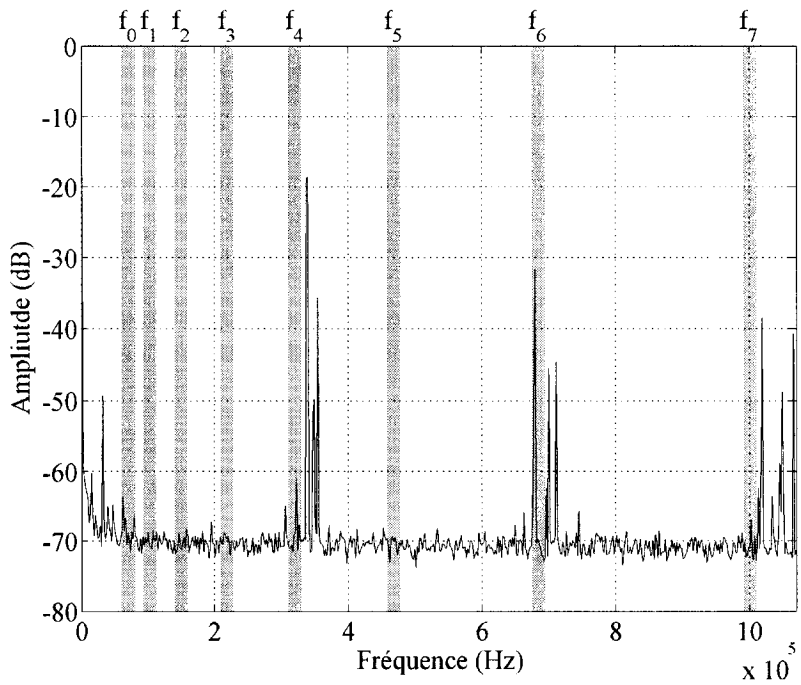


Figure 4.34 Spectre de l'alimentation 5 V analogique et fréquences d'opération du système. Les fréquences d'opération f_0 à f_7 sont représentées par des rectangles gris de 20 kHz de large.

branchés à chaque composant analogique. Bien que ces derniers puissent réduire une partie du bruit, nous supposons qu'ils ne l'éliminent pas complètement. De plus, les plans d'alimentation analogique provenant des convertisseurs couvrent toute la surface analogique des canaux de démodulation. Une partie du bruit peut donc être transmise directement aux lignes de signaux analogiques sans nécessairement passer par l'alimentation des composants.

Sur le graphique de la figure 4.34, nous avons superposé des rectangles gris d'une largeur équivalente à 20 kHz centrés sur les fréquences d'opération f_0 à f_7 du système. On constate que de fortes raies spectrales se situent près des fréquences f_4 (300 kHz), f_6 (700 kHz) et f_7 (1 MHz). Nous supposons donc que ces raies viennent diminuer le RSB à ces fréquences. De plus, comme l'amplitude des mesures de TIE-MF est plus faible en mode multifréquence qu'en mode simple fréquence, le bruit aurait davantage d'influence dans le premier cas. Il faut également souligner qu'à mesure qu'on augmente la cadence d'acquisition, on augmente aussi la fréquence de coupure du filtre des DDC. On laisse alors passer plus de bruit

Tableau 4.21 Nouvelles fréquences d'opération du système TIE-5-MF et étiquettes associées.

	Fréquence (Hz)	**Étiquette**
f_0	70 000,00	70 kHz
f_1	101 601,87	100 kHz
f_2	147 470,57	150 kHz
f_3	214 046,93	200 kHz
f_4	310 679,54	300 kHz
f_5	450 937,45	450 kHz
f_6	654 515,53	650 kHz
f_7	950 000,00	950 kHz

d'alimentation à f_4, f_6 et f_7. En particulier pour f_6, la proximité de la forte raie spectrale expliquerait pourquoi on observe une grande diminution du RSB à cette fréquence pour toutes les cadences d'acquisition.

Si l'hypothèse reliée au bruit d'alimentation est valide, trois options sont envisageables. La plus simple est de choisir des fréquences d'opération se trouvant en dehors des régions spectrales où des raies associées à l'alimentation sont présentes. La seconde consiste à éliminer les plans d'alimentation sous les circuits analogiques. On utiliserait alors des traces pour apporter les tensions d'alimentation jusqu'aux filtres des composants. Cette option suppose que les filtres d'alimentation réduisent suffisamment le bruit. La troisième option consiste à remplacer les convertisseurs de tension par des régulateurs linéaires. Ces derniers sont cependant moins efficaces et dissiperaient davantage de chaleur.

Contrairement aux deux dernières options, la première ne requiert aucune modification physique du système. Celle-ci a donc été testée : nous avons répété la plupart des expériences de ce chapitre après avoir modifié les fréquences d'opération du système. Ces nouvelles fréquences, ainsi que leur étiquette, sont présentées au tableau 4.21. Elles se situent sur une plage de 70 à 950 kHz et sont espacées suivant une échelle logarithmique. Comme le montre la figure 4.35, elles ne chevauchent pas les régions spectrales associées au bruit d'alimentation.

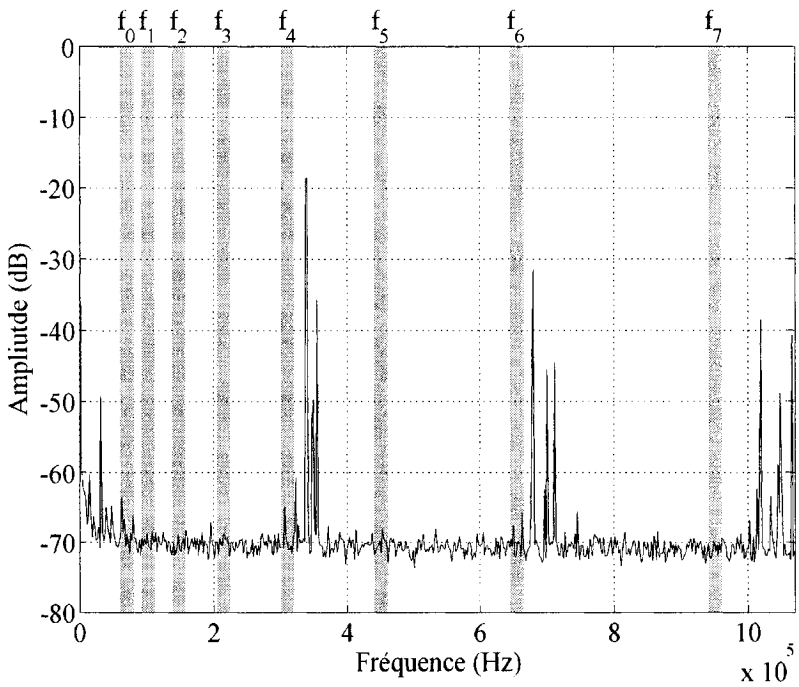


Figure 4.35 Spectre de l'alimentation 5 V analogique et nouvelles fréquences d'opération du système. Les fréquences d'opération f_0 à f_7 sont représentées par des rectangles gris de 20 kHz de large.

Les résultats des expériences sont présentés à l'annexe C. Pour le RSB, les courbes ne présentent plus les diminutions déjà observées. En modes simple fréquence et multifréquence, les RSB moyens à 1 trame/s sont environ 60 et 40 dB respectivement pour toutes les nouvelles fréquences d'opération du système. Ces résultats valident donc l'hypothèse suggérée.

Comme les résultats de pureté spectrale, d'exactitude et de mesure du courant appliqué sont similaires à ceux obtenus précédemment, nous avons choisi d'utiliser les nouvelles fréquences d'opération du tableau 4.21 pour le reste de cet ouvrage.

En outre, nous suggérons diverses avenues à explorer pour améliorer le RSB. Premièrement, il faudrait étudier en profondeur le filtre des DDC afin de trouver des fréquences de coupure plus adéquates. Celles présentées à la section 4.2.3.1 ont été obtenues qualitativement en observant le signal de TIE-MF.

Deuxièmement, le nombre de fréquences d'opération pourrait être réduit en mode multifréquence. Par exemple, en fixant ce nombre à 4 au lieu de 8, l'amplitude de chaque composante fréquentielle serait multipliée par 2, ce qui pourrait permettre de gagner environ 6 dB de RSB. Il serait cependant nécessaire de vérifier l'impact qu'aurait une telle réduction sur les images paramétriques.

Enfin, le contrôle de gain préprogrammé, non testé jusqu'à maintenant, pourrait permettre d'améliorer davantage le RSB. Comme il a déjà été mentionné, celui-ci permet d'ajuster le gain des DVGA pour chaque mesure d'une trame de TIE-MF. Ainsi, il aurait pour effet d'aplanir le signal de TIE-MF et donc de réduire sa bande passante. On peut argumenter que si le bruit est déjà présent avant l'amplification par les DVGA, le contrôle de gain préprogrammé aurait également pour effet d'augmenter l'amplitude du bruit pour les faibles mesures. Cependant, étant donné que la largeur de bande du signal de TIE-MF serait réduite, on pourrait diminuer la fréquence de coupure du filtre des DDC et ainsi atténuer davantage le bruit.

4.4.2 Améliorations suggérées

Certaines améliorations sont suggérées dans les sections suivantes. Elles concernent le circuit imprimé du MSD, la barrière d'isolation, le module de contrôle et le logiciel de contrôle.

4.4.2.1 Circuit imprimé du module de synthèse et de démodulation

En raison de contraintes physiques, certaines décisions concernant l'oscillateur principal se sont avérées sous-optimales lors de la réalisation du circuit imprimé du MSD. Il serait donc utile d'effectuer les modifications suivantes dans une prochaine révision du PCB :

- On devrait séparer les plans de masse et d'alimentation de l'oscillateur principal de ceux des autres composants pour minimiser le bruit sur ces dernières. L'oscillateur est présentement branché à l'alimentation et à la masse analogiques.

- Les lignes d'horloge devraient être de la même longueur pour uniformiser les délais de propagation vers les composants.
- On devrait terminer les lignes d'horloge par des résistances pour minimiser les réflexions possibles (Altera®, 2003).

Ces modifications permettraient en outre d'augmenter la fréquence de l'oscillateur principal. À l'origine, cette dernière avait été fixée à 32 MHz. Le bruit associé était cependant trop élevé sur les alimentations analogiques. Pour cette raison, la fréquence a été réduite à 8 MHz.

4.4.2.2 Barrière d'isolation

Une amélioration majeure pourrait être apportée à la barrière d'isolation. Elle permettrait, entre autres, d'éliminer les transformateurs ainsi que le bloc d'alimentation non isolé. Elle consiste à déplacer la barrière au niveau du lien USB en utilisant le standard Wireless USB (sans fil). Ce dernier spécifie un taux de transfert de 480 Mbits/s à 3 mètres. Il prévoit également l'utilisation d'adapteurs permettant de brancher sans fil un périphérique USB à un ordinateur alors que ces derniers ne sont pas munis des dispositifs Wireless USB (Agere® *et al.*, 2005). Par exemple, Staccato Communications® offre de tels adapteurs de la taille d'une clé USB (SC3221R du côté ordinateur et SC3223R du côté périphérique). Afin de réduire l'interférence que ce lien pourrait causer sur les autres systèmes biomédicaux, ces adapteurs pourraient être placées dans une cage de Faraday.

4.4.2.3 Module de contrôle

Trois améliorations sont suggérées pour le module de contrôle. Premièrement, celui-ci devrait être modifié afin de permettre davantage de flexibilité dans le choix des canaux de démodulation et des DDC. Pour le moment, deux registres permettent de choisir le nombre de canaux n_{cd} et le nombre de fréquences n_{f}. Ces registres activent les DDC 0 à $(n_{\mathrm{f}} - 1)$ des canaux 0 à $(n_{\mathrm{cd}} - 1)$ pour le transfert de mesures vers le FIFO. Ainsi, si, par exemple, le RSP 1 contenant les DDC 0 à 3 du canal 0 devenait défaillant, le système serait inutilisable.

En effet, même en mode simple fréquence, le module de contrôle attendrait indéfiniment que les mesures provenant du DDC 0 lui soient transmises avant de passer à la mesure suivante. Il serait donc souhaitable de pouvoir choisir les DDC et les canaux individuellement. Cependant, cette approche serait beaucoup plus complexe que celle utilisée présentement et demanderait une restructuration majeure des modules `global_module` et `acq_module` du FPGA.

En ce qui concerne la deuxième amélioration, le module `rsp_module` devrait être modifié afin de permettre l'enregistrement de mesures en format 24 bits. À l'origine, le format 16 bits a été choisi afin de faciliter le transfert au FIFO. Celui-ci possède en effet une entrée de ce format. En passant à 24 bits, on pourrait possiblement améliorer l'exactitude et le rapport signal sur bruit. Il faut cependant souligner que le nombre d'octets pour une trame de mesure augmenterait. Une autre possibilité serait d'utiliser le format 16 bits à point flottant. Aucune modification au niveau du module `rsp_module` ne serait alors nécessaire. Cette avenue n'a cependant pas été explorée.

La troisième amélioration suggérée concerne la décimation effectuée par le module de contrôle. Comme il a été mentionné à la section 4.2.5, trois nombres permettent de l'ajuster : n_t définit le nombre total d'échantillons par mesure, n_s spécifie le nombre d'échantillons d'une même mesure qui sont stockés dans le FIFO et n_ns détermine le nombre d'échantillons d'une même mesure qui sont éliminés avant le stockage. La figure 4.36(a) montre, en gris foncé, les échantillons qui seraient stockés dans le FIFO pour $n_\mathrm{t} = 20$, $n_\mathrm{s} = 4$, $n_\mathrm{ns} = 7$. On constate qu'il ne s'agit pas d'une réelle décimation ; la fréquence d'échantillonnage demeure la même. De plus, le module de contrôle pourrait facilement être surchargé si n_s était assez élevé.

À la figure 4.36(b), nous suggérons une approche différente. Celle-ci ressemble davantage à une réelle décimation. En effet, la fréquence d'échantillonnage est réduite par un facteur $(n_\mathrm{i}+1)$, où n_i représente le nombre d'échantillons non stockés entre les échantillons stockés. Cette approche impliquerait l'ajout, dans `fifo_module`, d'un nouveau registre servant à stocker n_i. Elle demanderait également une restructuration importante du module `acq_module`.

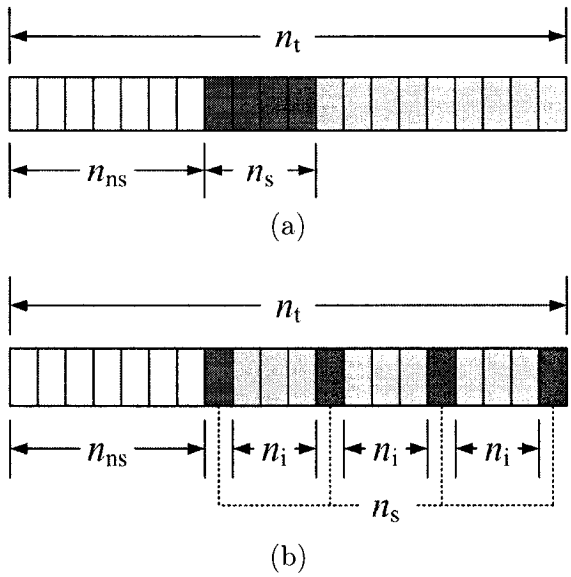


Figure 4.36 Décimations actuelle (a) et suggérée (b) au niveau du module de contrôle. $n_t = 20$, $n_s = 4$, $n_{ns} = 7$ et $n_i = 3$.

4.4.2.4 Logiciel de contrôle

La cadence maximale en mode multifréquence est limitée à 10 trames/s. En fait, même à cette cadence, une trame sur deux est perdue, de sorte que la limite est plutôt 5 trames/s. On peut se demander ce qui cause cette limitation ainsi que la perte de données.

En supposant un échantillon par mesure pour les quatre canaux de démodulation, une trame est constituée de 41 184 octets en mode multifréquence (voir la séquence d'écriture au FIFO à la figure 4.20) :

$$\begin{aligned} &208 \text{ mesures} \times (2 \text{ octets d'étiquette} + 2 \text{ octets de numéro de trame} + \\ &2 \text{ octets de numéro de mesure} + (4 \text{ canaux} \times 8 \text{ fréquences} \times \\ &(2 \text{ octets de localisation} + 4 \text{ octets de mesure}))) = 41\,184 \text{ octets.} \end{aligned} \tag{4.13}$$

Comme il a été mentionné, le μC transfère les données sur le port USB à un taux maximal de 8 Mo/s. À titre indicatif, le FIFO est rempli par le FPGA à une fréquence maximale de 8 MHz à raison de 16 bits par écriture, ce qui donne 16 Mo/s. Le port USB constitue

donc le goulot d'étranglement par rapport au FIFO. En utilisant le résultat de l'équation précédente, la cadence d'acquisition C en mode multifréquence à un échantillon par mesure doit respecter la limite suivante :

$$C \text{ trames/s} \leq \frac{8 \text{ Mo/s}}{41\,184 \text{ octets/trame}}, \tag{4.14}$$

ce qui donne une limite théorique supérieure à 190 trames/s.

Le système devrait donc être en mesure de fonctionner à plus de 10 trames/s en mode multifréquence. La cadence d'acquisition est donc limitée par le logiciel de contrôle.

Afin d'augmenter la cadence d'acquisition, il serait nécessaire d'apporter des modifications au pilote d'interface. Comme il a été mentionné, le code source du pilote fourni par Cypress est disponible. Cependant, celui-ci a été utilisé sans modification. Pour le moment, le module *Tie5HAL* doit interroger le pilote pour que ce dernier lui transfère un ensemble de 1 ko de données. Celles-ci sont ensuite triées par le module pour former les trames de mesures.

Une première modification consisterait à automatiser le transfert de données. Le pilote d'interface s'occuperait de récupérer les données à intervalle régulier et de signaler au module *Tie5HAL*, par une interruption, que des données sont disponibles. Le pilote d'interface pourrait également être modifié pour que celui-ci effectue le triage des données et forme les trames de mesures. Ces deux modifications permettraient de réduire les opérations au niveau du module *Tie5HAL* et d'accélérer la cadence d'acquisition.

En plus de ces modifications, plusieurs fonctions du module *Tie5HAL* peuvent être optimisées. Entre autres, la programmation de tous les composants du système dure environ une minute. Pour le moment, cette programmation doit être effectuée à chaque fois qu'on change certains paramètres du système comme la fréquence d'opération et la cadence d'acquisition. Nous suggérons donc de modifier les fonctions de façon à ce qu'une première longue programmation soit effectuée à l'initialisation pour configurer tous les registres des composants du système. Pour les changements de paramètres subséquents, seuls les registres correspondants seraient modifiés, réduisant ainsi le temps de programmation. En outre, la

boîte de dialogue du module *Tie5HAL* ne permet pas pour l'instant de choisir un nombre de fréquences différent de 1 ou 8. Celle-ci devrait donc être révisée pour offrir cette possibilité.

4.4.3 Avenues de recherche

Dans les sections qui suivent, nous présentons diverses avenues de recherche concernant le système TIE-5-MF qui pourraient être explorées dans le cadre de projets futurs. Nous traitons de la variation de la phase entre les mesures de TIE-MF, de la balance des sources de courant et de la modélisation du système.

4.4.3.1 Variation de la phase entre les mesures

La partie gauche de la figure 4.37 montre les courbes de l'amplitude, de la partie réelle, de la partie imaginaire et de la phase d'une trame moyenne, en trait continu, mesurée à 70 kHz sur le fantôme résistif et de sa trame théorique correspondante, en traits interrompus. On remarque que les courbes se superposent.

Cependant, comme le montre la partie droite de la figure pour 1 MHz, à mesure qu'on augmente la fréquence d'opération, on observe des variations dans les parties réelle et imaginaire entre les trames moyenne et théorique, alors que les courbes d'amplitude se superposent toujours. Cela se traduit par une variation de phase entre les mesures, ce qui entraîne une diminution de l'exactitude.

Les causes expliquant cette variation n'ont pas été investiguées en profondeur. Cependant, nous avons remarqué expérimentalement que la variation de phase était sensible au mouvement des câbles d'électrodes et qu'elle pouvait être minimisée en rapprochant ces derniers le plus près possible l'un de l'autre ainsi que du MEA. Nous soupçonnons donc un couplage magnétique entre les électrodes d'application de courant et celles de mesures ; ce couplage aurait davantage d'influence à mesure qu'on augmente la surface circonscrite par les boucles formées par les câbles d'électrodes.

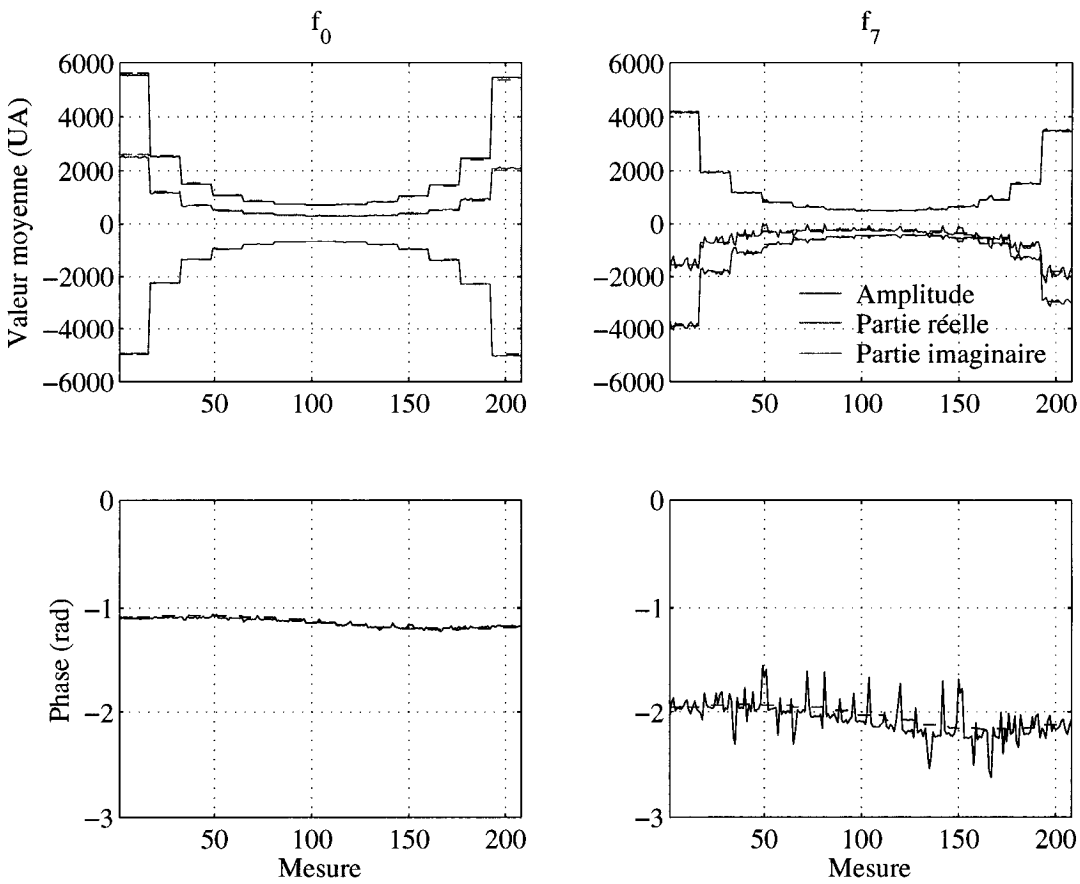


Figure 4.37 Courbes de l'amplitude, de la partie réelle, de la partie imaginaire et de la phase de trames moyennes mesurées sur le fantôme résistif (trait continu) et de leur trame théorique correspondante (traits interrompus) en mode simple fréquence à 70 kHz (gauche) et à 950 kHz (droite).

Les courbes de la figure 4.37 suggèrent qu'il pourrait être avantageux d'utiliser seulement l'amplitude des trames de mesures pour la reconstruction d'images. Cette approche est d'ailleurs utilisée en TIE conventionnelle pour la méthode différentielle en mode dynamique. Évidemment, l'information liée à la phase est alors perdue.

4.4.3.2 Balance des sources de courant

Une technique devrait être développée afin de balancer les sources de courant. En effet, un débalancement cause une tension mode commun qui peut réduire l'exactitude des mesures.

L'approche qui s'avérerait la plus simple serait de monitorer le courant de masse et d'ajuster la tension des porteuses $V_{ref(+)}$ et $V_{ref(-)}$ de manière à ce que celui-ci soit nul. Cette technique est cependant difficile à implanter. Le courant de masse doit être démodulé, ce qui implique un certain délai. De plus, on ne connaît pas l'impédance de charge des électrodes source et puits. L'ajustement des porteuses doit donc s'effectuer itérativement, ce qui réduit la cadence d'acquisition.

Il faut également souligner que l'impédance du thorax varie en fonction du temps (activité cardio-respiratoire, par exemple). Idéalement, les porteuses devraient donc être ajustées à chaque mesure. Il est possible cependant que ces variations d'impédance soient assez faibles pour qu'un seul ajustement soit nécessaire au début de l'acquisition.

4.4.3.3 Modélisation du système

Les facteurs de compensation de la section 4.2.3.2 permettent d'ajuster le gain et la phase des canaux de démodulation. Cependant, ils ne tiennent pas compte des gains et déphasages intrinsèques au système. Il serait donc intéressant de modéliser ce dernier à l'aide de la méthode matricielle de Hartinger *et al.* (2006). Celle-ci permet d'obtenir une matrice d'admittance qui est fonction de la fréquence. Cette matrice peut ensuite être intégrée aux méthodes de reconstruction. Ces dernières tiennent alors compte des imperfections du système. Cela permettrait, entre autres, d'éliminer l'étape de compensation des mesures et d'augmenter l'exactitude.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a couvert plusieurs aspects reliés à l'instrumentation. Nous avons présenté l'architecture générale d'un système de TIE-MF ainsi que les différentes façons dont les groupes de recherche implémentent ses composants. La revue de la littérature a également permis de fixer le choix des composants pour le système TIE-5-MF.

Tableau 4.22 Caractéristiques du système TIE-5-MF.

Unité de synthèse	**Type**		Numérique
	Méthode		Table de conversion
	Implémentation		TSP (DDS)
	Fréquences	**Plage**	70 à 950 kHz
		Résolution	2 mHz
	Porteuse	**Nombre de fréquences**	1 à 8
		SFDR	62 dB (55 dB)
		Résolution DAC	16 bits
Unité de démodulation	**Type**		Numérique
	Méthode		Démodulation synchrone
	Implémentation		RSP (DDC)
	Acquisition	**Cadence**	5 Hz (20 Hz)
		RSB	40 dB (60 dB)
		Résolution ADC	14 bits
		Exactitude	89 %
Interface de communication	**Contrôle**	**Type**	USB 2.0
		Taux de transfert	4 Mbits/s
	Acquisition	**Type**	Idem[†]
		Taux de transfert	64 Mbits/s
Module de contrôle	**Implémentation**		FPGA
	Fonctions		① ②

[†]Même interface que celle utilisée pour le contrôle.
① Contrôle des composants périphériques ② Contrôle de la séquence d'acquisition

Ce système présente les caractéristiques énumérées au tableau 4.22. Les données de SFDR, de cadence d'acquisition et de RSB sont fournies pour le mode multifréquence. Nous avons également mis entre parenthèses celles concernant le mode simple fréquence. Il est important de noter que les valeurs de RSB sont celles associées à une cadence d'acquisition de 1 trame/s.

En plus des caractéristiques présentées au tableau 4.22, nous soulignons que l'interface USB 2.0 du système TIE-5-MF permet de le brancher sur la plupart des ordinateurs. De plus, la densité de son FPGA assure une certaine flexibilité en permettant l'ajout de fonctions dans le futur.

Le système TIE-5-MF constitue le premier prototype multifréquence réalisé à l'IGB. Les résultats de mesure de performances ont montré que celui-ci se compare aux systèmes recensés dans la littérature. Des améliorations sont néanmoins possibles. Certaines ont d'ailleurs été proposées.

CHAPITRE 5

EXPÉRIMENTATION ET VALIDATION

Ce chapitre réunit tout ce qui a été développé dans le cadre de ce projet de doctorat. Il combine le système qui a été réalisé et les diverses méthodes de reconstruction d'images proposées en les plaçant dans un contexte de validation du fonctionnement de l'ensemble. Nous avons pour cela effectué diverses expériences dont les résultats sont rapportés dans les pages suivantes.

Les premières expériences ont été réalisées à l'aide d'un fantôme résistif sur lequel nous avons branché un condensateur et une inductance pour créer des perturbations de conductivité dépendantes de la fréquence. Afin de s'approcher davantage d'une situation clinique tout en conservant un environnement contrôlé, une seconde série d'expériences a été effectuée *in vitro* à l'aide d'un bassin rempli d'une solution saline dans lequel nous avons plongé divers objets. Enfin, des expériences ont été réalisées sur des sujets humains en santé afin d'évaluer les possibilités offertes par la TIE-MF dans un contexte *in vivo*.

Les trois prochaines sections présentent les méthodologies utilisées ainsi que les résultats obtenus pour ces expériences. Dans la quatrième section, nous mettons en évidence et discutons certains points généraux découlant de ces résultats. Nous présentons également quelques avenues à explorer dans des projets subséquents à celui-ci.

Il est important de noter qu'à la suite des remarques formulées à la section 4.2.3.2, des correctifs ont été apportés au système afin d'assurer le synchronisme de tous les démodulateurs. Les facteurs de compensation sont maintenant les mêmes en modes simple fréquence et multifréquence. Ceux-ci sont présentés à l'annexe D.

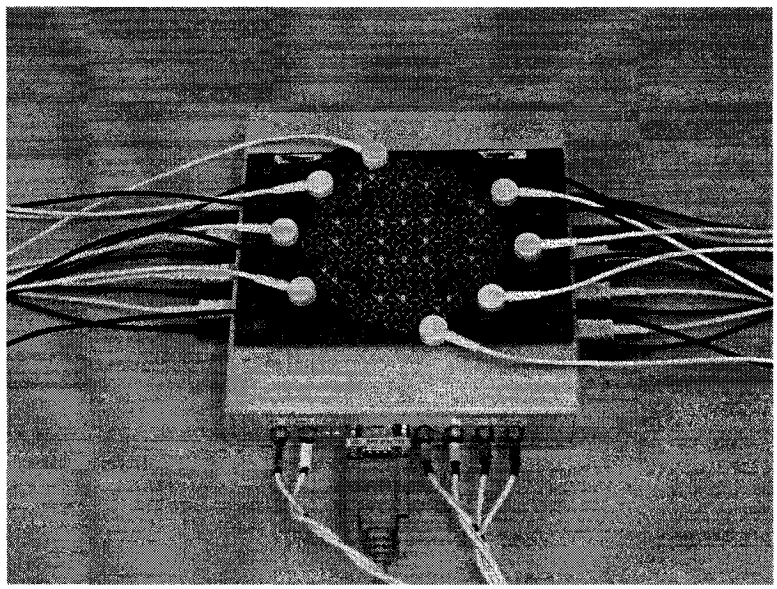


Figure 5.1 Montage expérimental pour les essais sur le fantôme résistif.

5.1 Expériences sur un fantôme résistif

Les premières expériences ont été réalisées sur le fantôme développé par Gagnon et Guardo (2005). Celui-ci est constitué de 340 résistances de précision (0,1 %) et représente un milieu circulaire homogène. La figure 5.1 montre une version de ce fantôme réalisée en composants de surface. Le fantôme est montré ici posé sur le module d'électrodes actives (MEA).

Les résistances du fantôme sont disposées en suivant le maillage de la figure 5.2(a). Chaque segment de ce maillage représente une résistance. Des plots de test sont placés à divers endroits du fantôme afin de pouvoir ajouter des composants (résistances, condensateurs, inductances) qui produisent des perturbations locales de conductivité.

Pour les expériences décrites dans cette section, nous avons utilisé les plots de test situés près des électrodes E_{11} et E_{12}. Ceux-ci sont représentés par de petits cercles noirs à la figure 5.2(a). Nous avons successivement placé, en parallèle à la résistance indiquée par un cercle noir plus grand, les composants suivants : 1) un court-circuit, 2) un condensateur C de 10 nF, et 3) une inductance L de 47 μH. Les valeurs de ces deux derniers composants

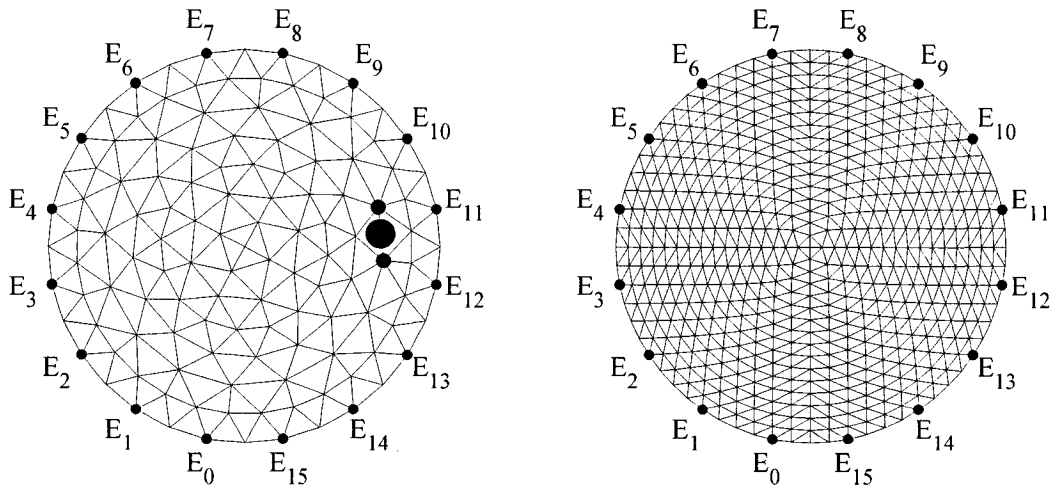


Figure 5.2 (a) Maillage de résistances du fantôme. Le grand cercle noir indique la résistance placée entre les deux plots de test indiqués par les cercles plus petits. (b) Maillage circulaire utilisé pour la reconstruction d'images.

ont été choisies de manière à obtenir, en ce point du maillage, une variation importante d'impédance dans la plage de fréquences d'opération du système.

Pour chacune des perturbations, une série de 100 trames a été enregistrée en mode multifréquence à une cadence de 1 trame/s. Une autre série de 100 trames a également été acquise sur le fantôme sans perturbation. Nous avons ensuite calculé une trame moyenne pour chaque série et chaque fréquence d'opération du système. Des images ont enfin été reconstruites à l'aide des méthodes proposées au chapitre 3 en utilisant le maillage circulaire de la figure 5.2(b). Ce maillage contient 1024 éléments et 545 nœuds.

Les deux sections qui suivent présentent les résultats obtenus en modes dynamique et quasi statique respectivement. Il est important de noter que, pour un même mode de reconstruction, les méthodes paramétriques directe et indirecte ont donné des résultats semblables. Pour cette raison, nous présentons seulement les résultats obtenus à l'aide des méthodes indirectes.

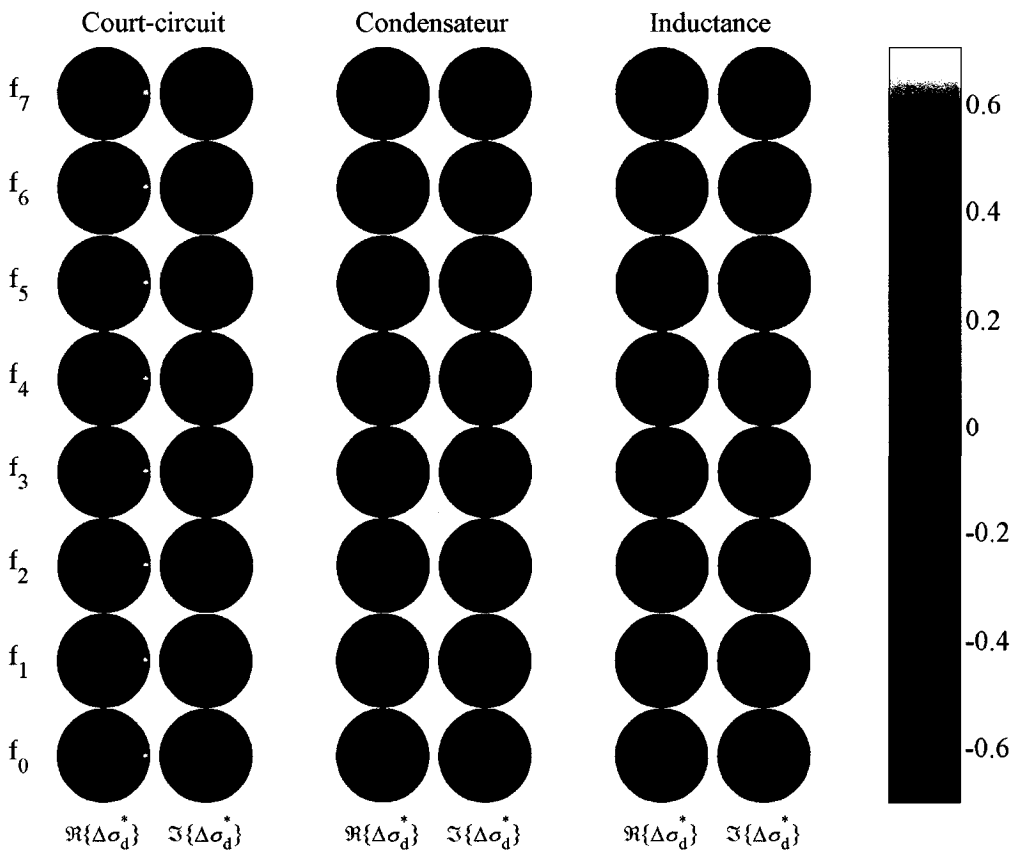


Figure 5.3 Images différentielles du fantôme en mode de reconstruction dynamique.

5.1.1 Reconstruction dynamique

Les images différentielles obtenues pour le mode de reconstruction dynamique sont présentées à la figure 5.3. L'instant de référence correspond, pour chaque fréquence d'opération, à la trame moyenne mesurée pour le fantôme sans perturbation. Les trames moyennes avec perturbations sont associées aux instants de mesure. Les images représentent donc la variation de conductivité due aux perturbations.

Pour le court-circuit, on remarque que la différence de conductivité est positive et se trouve essentiellement dans la partie réelle. On constate également qu'elle est constante en fréquence, comme on devrait s'y attendre.

Le condensateur présente une différence de conductivité positive qui augmente avec la fréquence à la fois dans les parties réelle et imaginaire. Cette augmentation est correcte puisque l'impédance d'un condensateur diminue avec la fréquence. Cependant, on devrait s'attendre à une variation de la partie imaginaire seulement puisque l'impédance d'un condensateur est purement réactive. Nous croyons que cela peut s'expliquer par le fait que $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$ subit un déphasage dû à la combinaison série/parallèle des résistances du fantôme avec le condensateur.

Pour les résultats obtenus avec l'inductance, la partie réelle de $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$ est positive et diminue à mesure que la fréquence augmente. Cette diminution est correcte puisque l'impédance d'une inductance augmente avec la fréquence. Par contre, la partie imaginaire est négative et augmente avec la fréquence pour tendre vers zéro. Nous croyons que ce résultat peut s'expliquer par un déphasage, tout comme pour le condensateur.

Par ailleurs, on constate que les parties imaginaires de $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$ pour le condensateur et l'inductance sont de signe opposé. Elles sont respectivement positive et négative. De plus, leur tendance en fonction de la fréquence suit celle de leur admittance respective. Pour le condensateur, cette dernière est donnée par $(\mathrm{j}\omega C)$. Elle est donc positive et augmente avec la fréquence. L'admittance de l'inductance, donnée par $(-\mathrm{j}/(\omega L))$, est négative et augmente avec la fréquence.

La figure 5.4 présente les images paramétriques obtenues en mode dynamique. On constate, pour les trois perturbations, que les résultats concordent avec ceux de la figure 5.3. En particulier, on remarque l'importante valeur constante $\Delta P_{0\mathrm{r}}$ pour le court-circuit. On voit également que la pente $\Delta P_{1\mathrm{r}}$ est positive pour le condensateur et négative pour l'inductance. En ce qui concerne la courbure $\Delta P_{2\mathrm{r}}$, on remarque qu'elle est pratiquement nulle pour le condensateur et positive pour l'inductance. En combinant $\Delta P_{1\mathrm{r}}$ et $\Delta P_{2\mathrm{r}}$, on constate que le condensateur et l'inductance semblent respectivement suivre la droite $|\omega C|$ et l'hyperbole $|1/(\omega L)|$ du module de l'admittance.

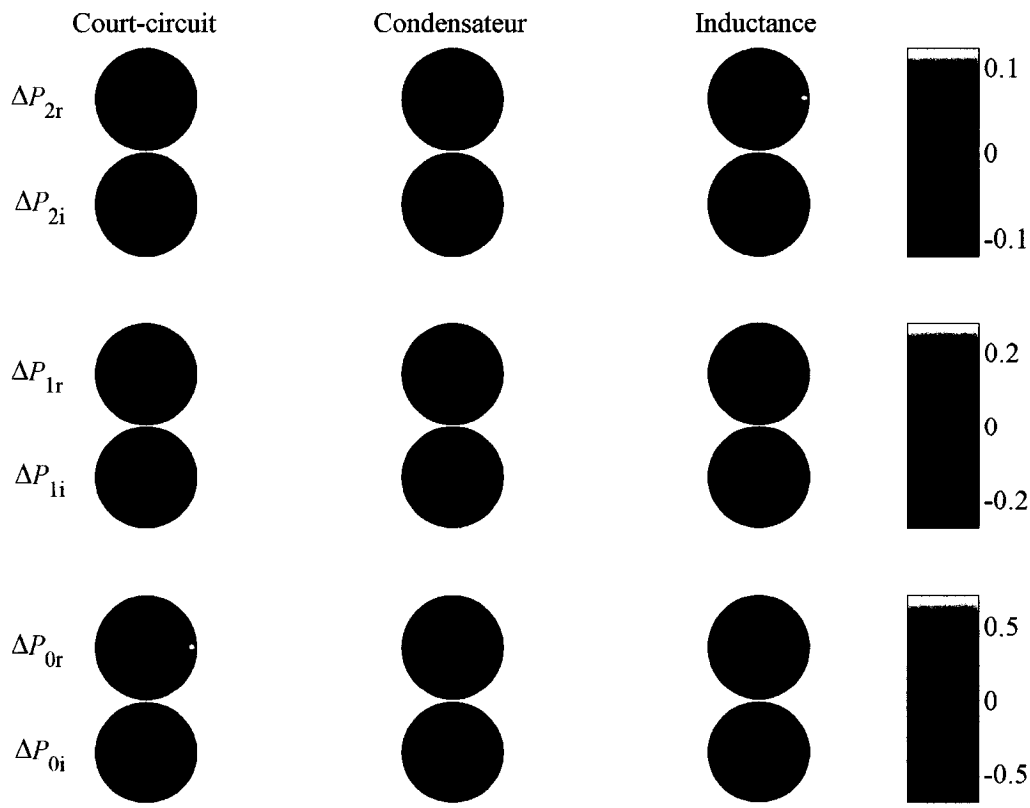


Figure 5.4 Images paramétriques (indirectes) du fantôme en mode de reconstruction dynamique.

5.1.2 Reconstruction quasi statique

Les images différentielles en mode de reconstruction quasi statique sont présentées à la figure 5.5. Celles-ci représentent une variation de conductivité entre deux fréquences en maintenant la perturbation en place. Les images ont été générées en prenant la trame moyenne à f_0 (70 kHz) comme trame de référence et celles aux autres fréquences comme trames de mesure. Comme la référence n'est plus associée au fantôme sans perturbation, les images différentielles correspondantes sont présentées dans la première colonne de la figure.

On remarque, pour le fantôme sans perturbation et le court-circuit, que les images de la partie réelle de $\Delta\sigma_q^*$ ne présentent pratiquement aucune différence de conductivité. Étant

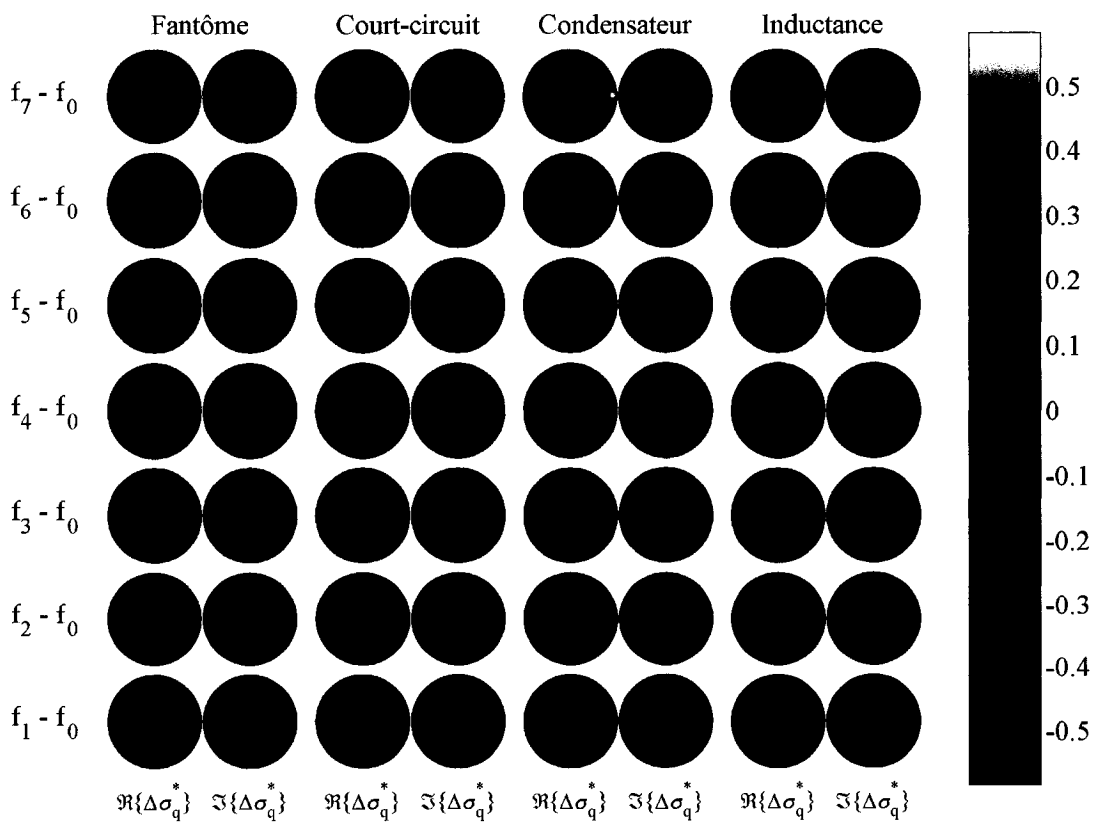


Figure 5.5 Images différentielles du fantôme en mode de reconstruction quasi statique.

donné que le fantôme sans perturbation et le court-circuit sont purement résistifs, ceux-ci ne varient pas en fonction de la fréquence. Il est donc normal que les images obtenues présentent des valeurs de $\Re\{\Delta\sigma_q^*\}$ semblables et pratiquement nulles.

La partie imaginaire présente, dans tous les cas, beaucoup d'artéfacts et fournit peu d'information sur la position des perturbations. D'ailleurs, les images de $\Im\{\Delta\sigma_q^*\}$ pour le fantôme sans perturbation et le court-circuit sont semblables à celles pour le condensateur et l'inductance. L'information semble présente essentiellement dans la partie réelle. Nous pensons que les artéfacts sont dus à la variation des caractéristiques du système en fonction de la fréquence.

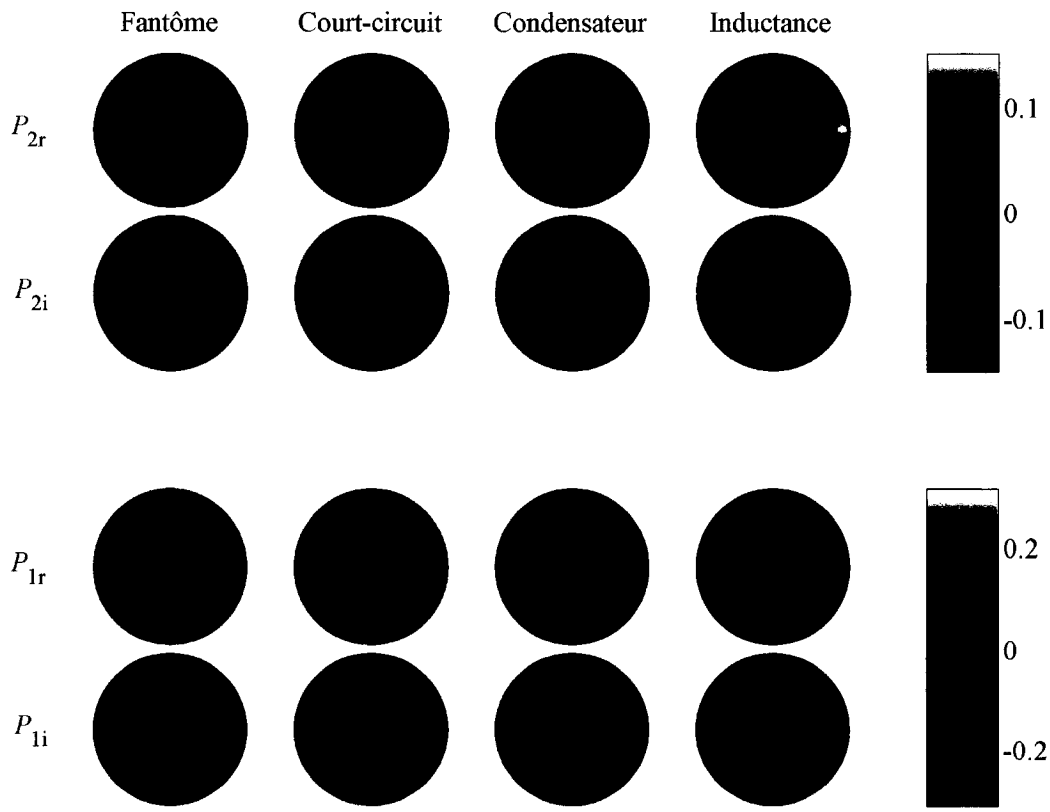


Figure 5.6 Images paramétriques (indirectes) du fantôme en mode de reconstruction quasi statique.

En ne considérant que la partie réelle, on constate que les images obtenues avec le condensateur montrent une augmentation de conductivité avec la fréquence et que celles pour l'inductance présentent une diminution. Ces résultats correspondent à ceux obtenus en mode dynamique.

La figure 5.6 montre les images paramétriques obtenues en mode quasi statique. On constate qu'elles concordent avec celles de la figure 5.5. De plus, pour le court-circuit, le condensateur et l'inductance on remarque que les images des paramètres P_{2r}, P_{2i} et P_{1r} sont pratiquement identiques à celles des paramètres ΔP_{2r}, ΔP_{2i} et ΔP_{1r} de la figure 5.4.

Tableau 5.1 Remarques générales sur les méthodes de reconstruction pour les expériences réalisées sur le fantôme résistif.

Méthode de reconstruction	**Images reconstruites**	
	Partie réelle	**Partie imaginaire**
Reconstruction dynamique		
Méthode différentielle (5.3)	Résultats cohérents	Résultats cohérents
Méthode paramétrique indirecte (5.4)	Résultats cohérents Semblable à directe	Résultats cohérents Semblable à directe
Méthode paramétrique directe	Résultats cohérents Semblable à indirecte	Résultats cohérents Semblable à indirecte
Reconstruction quasi statique		
Méthode différentielle (5.5)	Résultats cohérents	**Résultats incohérents** **Artéfacts**
Méthode paramétrique indirecte (5.6)	Résultats cohérents Semblable à directe	**Résultats incohérents pour P_{1i}** **Artéfacts pour P_{1i}** Semblable à directe
Méthode paramétrique indirecte	Résultats cohérents Semblable à indirecte	**Résultats incohérents pour P_{1i}** **Artéfacts pour P_{1i}** Semblable à indirecte

5.1.3 Remarques générales

Nous présentons, au tableau 5.1, une liste de remarques générales concernant les méthodes de reconstruction d'images pour les expériences réalisées sur le fantôme résistif. Pour chaque méthode, nous indiquons entre parenthèses le numéro de figure auquel elle correspond. De plus, nous soulignons en caractères gras les aspects qui semblent problématiques. Ces aspects sont discutés à la section 5.4.

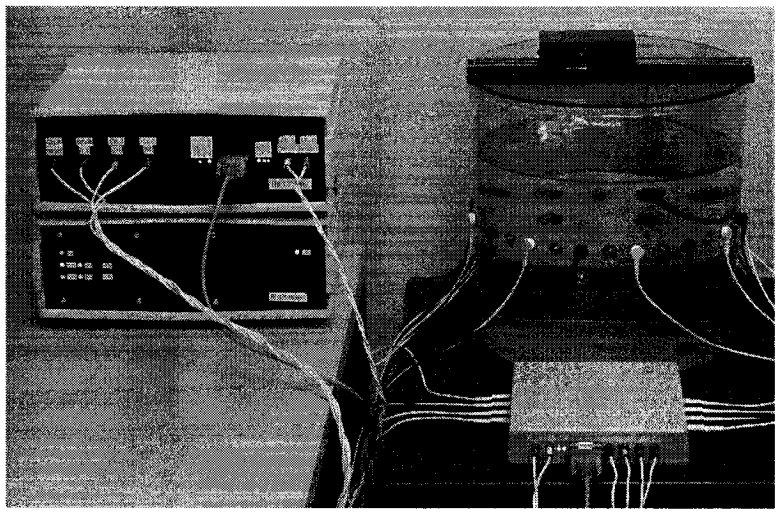


Figure 5.7 Système TIE-5-MF branché sur le bassin.

5.2 Expériences *in vitro*

Les expériences *in vitro* ont été réalisées avec le montage illustré à la figure 5.7. Le bassin a un diamètre et une hauteur de 30,5 cm. Nous l'avons rempli d'eau jusqu'à une hauteur de 22,5 cm et avons ajouté du sel de table pour obtenir une conductivité d'environ 0,239 S/m, la conductivité moyenne du thorax (Klepfer *et al.*, 1997). Le système TIE-5-MF a été branché aux électrodes situées à 15 cm de la base du bassin.

Les perturbations de conductivité ont été créées en plongeant successivement dans le bassin quatre objets différents : 1) un tuyau de plastique de 3,5 cm de diamètre, 2) un tuyau de cuivre de 1,5 cm de diamètre, 3) un concombre de 5 cm de diamètre, et 4) une banane de 4 cm de diamètre. Ces objets ont été placés à mi-distance entre le centre et le bord du bassin, comme le montre le cercle noir à la figure 5.8.

Les tuyaux de cuivre et de plastique ont été choisis parce qu'ils présentent des conductivités constantes et opposées l'une de l'autre par rapport à la solution saline. Le cuivre est plus conducteur et le plastique, plus isolant. Le concombre et la banane ont, quant à eux, été choisis parce que leur conductivité varie en fonction de la fréquence (Holder *et al.*, 1996; Freeston et Tozer, 1995).

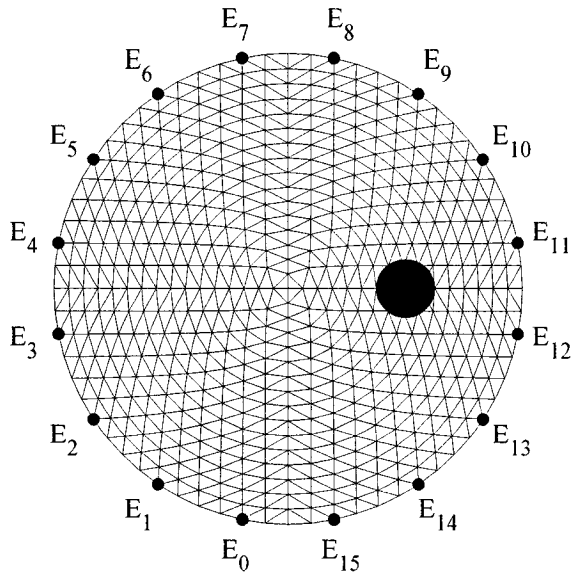


Figure 5.8 Position des perturbations dans le bassin. Ce dernier est représenté par le maillage circulaire utilisé pour la reconstruction d'images.

Les conditions d'enregistrement pour les expériences *in vitro* étaient identiques à celles utilisées pour les essais sur le fantôme résistif. Nous avons fait l'acquisition d'une série de 100 trames en mode multifréquence à une cadence de 1 trame/s pour chacune des perturbations ainsi que pour le bassin sans perturbation. Nous avons ensuite calculé une trame moyenne pour chaque série et chaque fréquence d'opération du système. Les images ont enfin été reconstruites à l'aide du maillage circulaire de la section précédente.

5.2.1 Reconstruction dynamique

La figure 5.9 présente les images différentielles obtenues en mode dynamique. Pour chaque fréquence d'opération du système, la trame moyenne mesurée pour le bassin sans perturbation est associée à l'instant de référence. Les trames moyennes avec perturbations correspondent aux instants de mesure. Les images représentent donc la variation de conductivité due aux perturbations.

Pour les tuyaux de plastique et de cuivre, on remarque que la différence de conductivité se trouve essentiellement dans la partie réelle. Aux fréquences d'opération du système, on de-

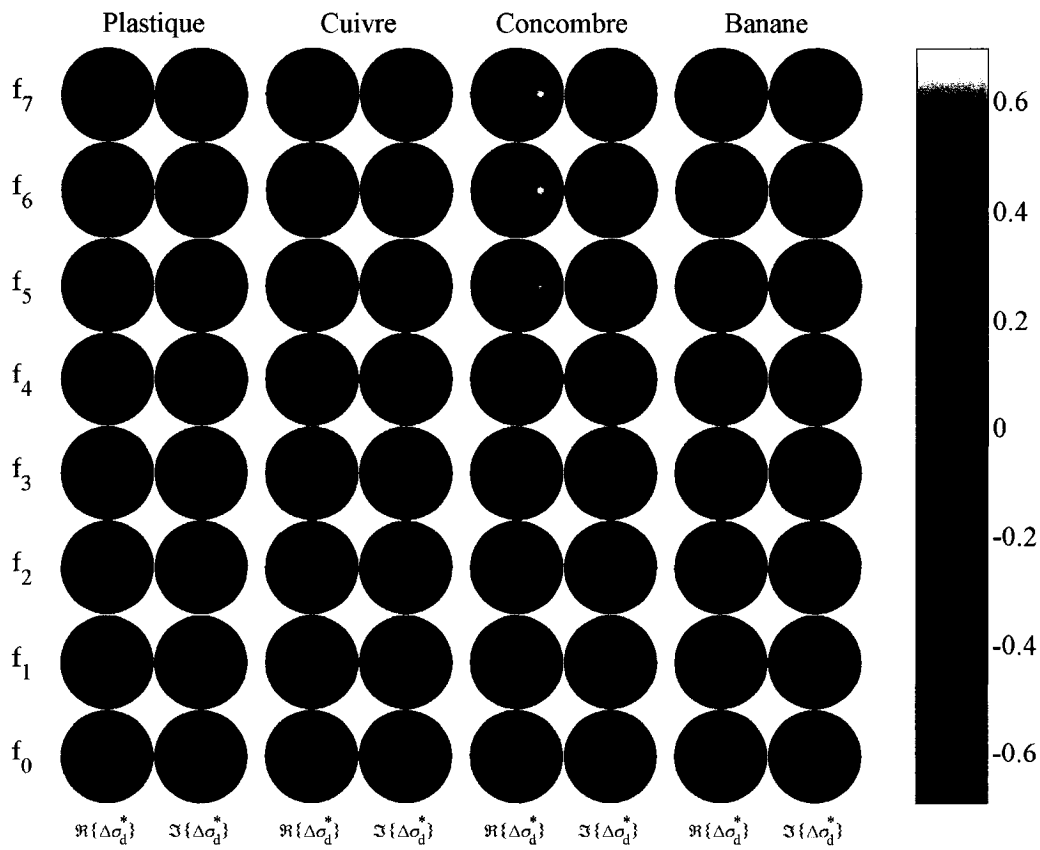


Figure 5.9 Images différentielles *in vitro* en mode de reconstruction dynamique.

vrait en effet s'attendre à ce que la composante imaginaire de ces matériaux soit négligeable. On constate également que la différence de conductivité est relativement constante avec la fréquence, comme on devrait s'y attendre. De plus, on voit que le tuyau de plastique entraîne une diminution de conductivité, tandis que le tuyau de cuivre produit une augmentation.

En ce qui concerne le concombre et la banane, on remarque que les résultats obtenus sont similaires entre eux. On voit que les parties réelle et imaginaire de $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$ sont toutes deux positives. De plus, on constate que la partie réelle augmente tandis que la partie imaginaire diminue à mesure que la fréquence augmente.

Holder *et al.* (1996) ont mesuré le module et la phase de la résistivité de six échantillons de concombre sur une plage de fréquences de 10 kHz à 1 MHz. Les valeurs moyennes obtenues

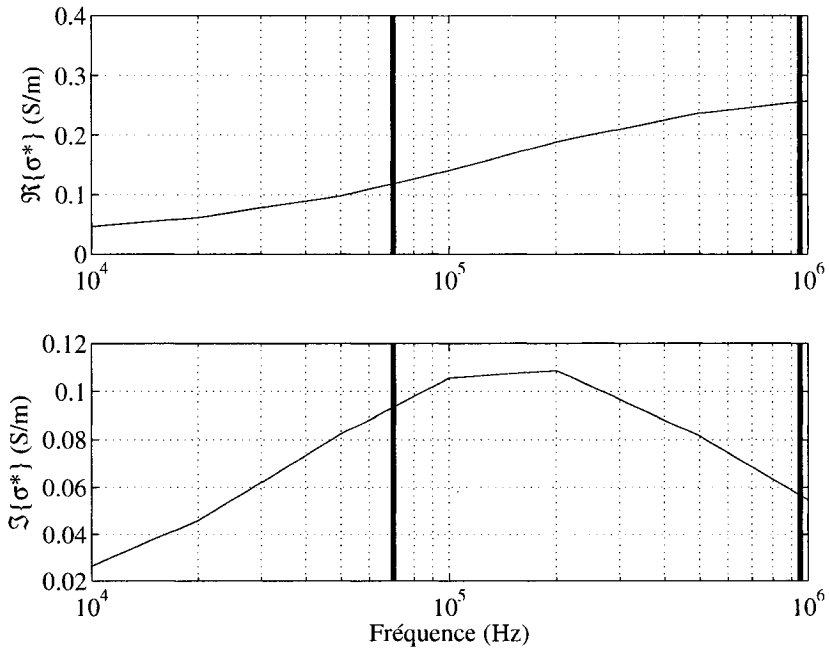


Figure 5.10 Parties réelle et imaginaire du profil de conductivité du concombre. Les lignes verticales correspondent aux limites inférieure et supérieure de la plage de fréquences du système, c'est-à-dire 70 et 950 kHz respectivement. Source : Holder *et al.* (1996).

ont été converties en conductivités complexes et sont tracées à la figure 5.10. On constate que les courbes des parties réelle et imaginaire suivent sensiblement la même tendance que $\Re\{\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^*\}$ et $\Im\{\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^*\}$ sur la plage de fréquences du système délimitée par les lignes verticales.

Pour ce qui est de la banane, Freeston et Tozer (1995) ne fournissent pas de profil de conductivité. Il se peut que sur la plage de fréquences utilisée par le système, le comportement de la banane soit semblable à celui du concombre. Il se pourrait également que les faibles variations de conductivité obtenues par rapport à celles du concombre soient associées au diamètre de la banane. En effet, comme ce dernier est inférieur à celui du concombre, on devrait s'attendre à des variations moins importantes. D'ailleurs, le tuyau de cuivre, qui devrait montrer une différence de conductivité supérieure à celle du concombre pour toutes les fréquences, est plus étroit que ce dernier, ce qui rend les variations plus faibles.

La figure 5.11 montre les images paramétriques obtenues en mode dynamique. Nous ne présentons que les résultats de la méthode indirecte puisque ceux de la méthode directe

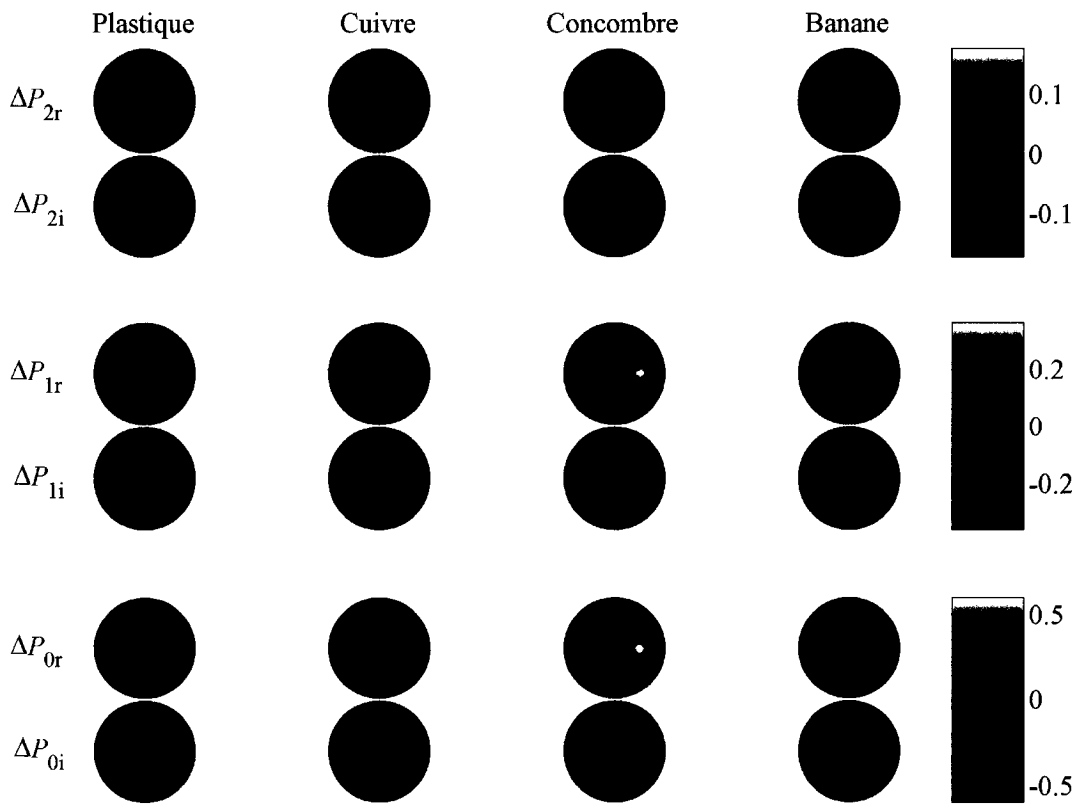


Figure 5.11 Images paramétriques (indirectes) *in vitro* en mode de reconstruction dynamique.

étaient similaires. On constate que les images des différents paramètres concordent avec les résultats de la figure 5.9. En particulier, la valeur constante ΔP_{0r} est négative pour le tuyau de plastique et positive pour le tuyau de cuivre. On voit également que les paramètres de pente ΔP_{1r} et ΔP_{1i} sont respectivement positif et négatif à la fois pour le concombre et la banane.

5.2.2 Reconstruction quasi statique

La figure 5.12 montre les images différentielles obtenues en mode quasi statique. Ces dernières représentent une variation de conductivité entre deux fréquences en gardant la perturbation en place dans le bassin. Les images ont été reconstruites en prenant la trame moyenne à f_0

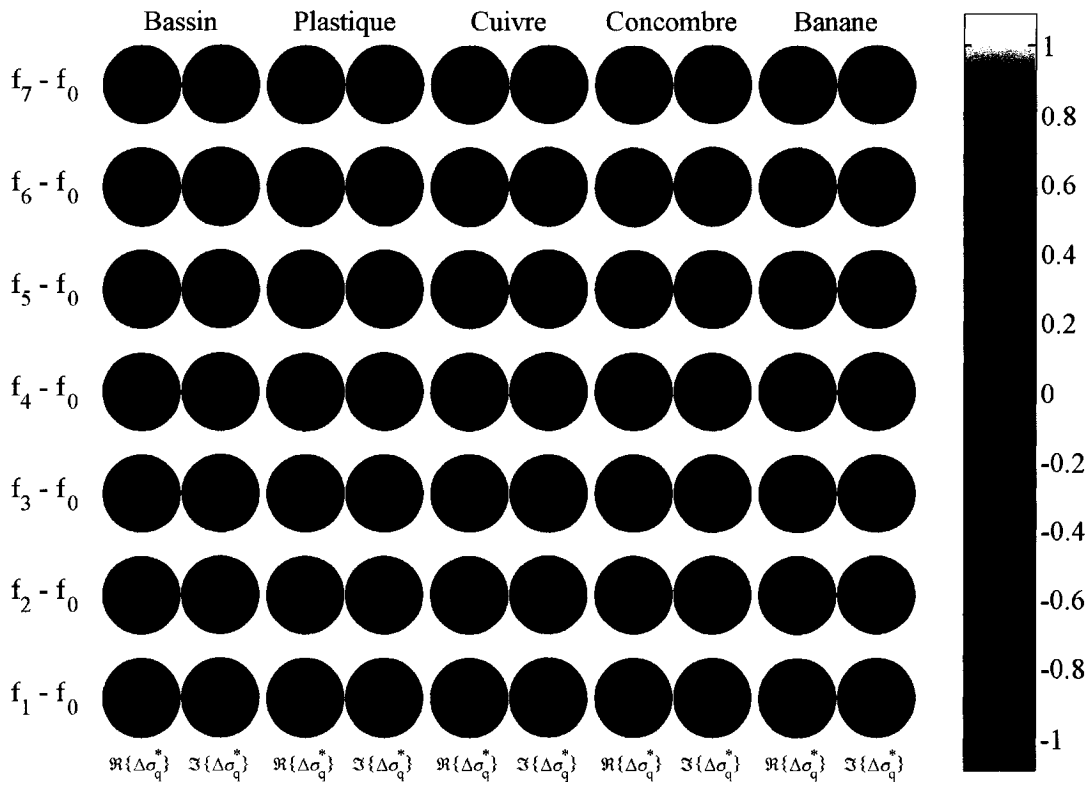


Figure 5.12 Images différentielles *in vitro* en mode de reconstruction quasi statique.

(70 kHz) comme trame de référence. Les trames aux autres fréquences ont servi de trames de mesure. Comme la référence n'est plus associée au bassin sans perturbation, les images différentielles correspondantes sont également présentées dans la première colonne de la figure.

On constate que le bassin sans perturbation, le tuyau de plastique et le tuyau de cuivre génèrent pratiquement les mêmes résultats. En effet, puisqu'il se produit peu ou pas de variation de conductivité entre les fréquences pour les perturbations de plastique et de cuivre, il est normal que les images obtenues soient semblables à celles du bassin sans perturbation. On remarque cependant beaucoup d'artéfacts aux fréquences élevées, particulièrement de f_5 à f_7. Nous pensons que ces artéfacts sont dus à la fois à la variation du comportement du système en fonction de la fréquence, à la variation de phase entre les mesures (voir la

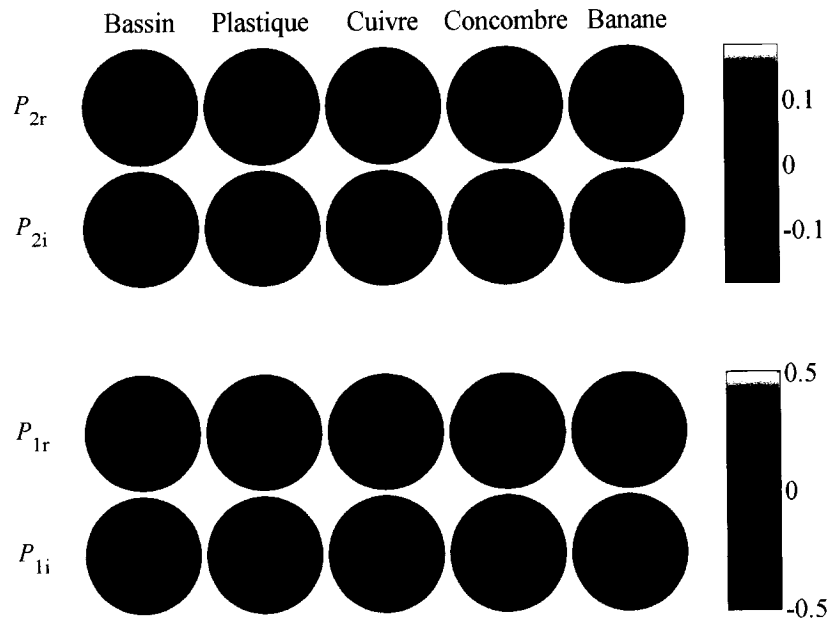
section 4.4.3.1) ainsi qu'à la variation d'impédance en fonction de la fréquence des électrodes d'argent/chlorure d'argent (Ag/AgCl) du bassin.

En ce qui concerne le concombre et la banane, on voit que la partie imaginaire fournit peu d'information. D'ailleurs, les images de $\Im\{\Delta\sigma_q^*\}$ sont semblables à celles obtenues pour le bassin sans perturbation ainsi que pour les tuyaux de plastique et de cuivre. Ce problème avec la partie imaginaire a également été observé pour le fantôme à la section 5.1.2. Nous en discutons à la section 5.4.1.

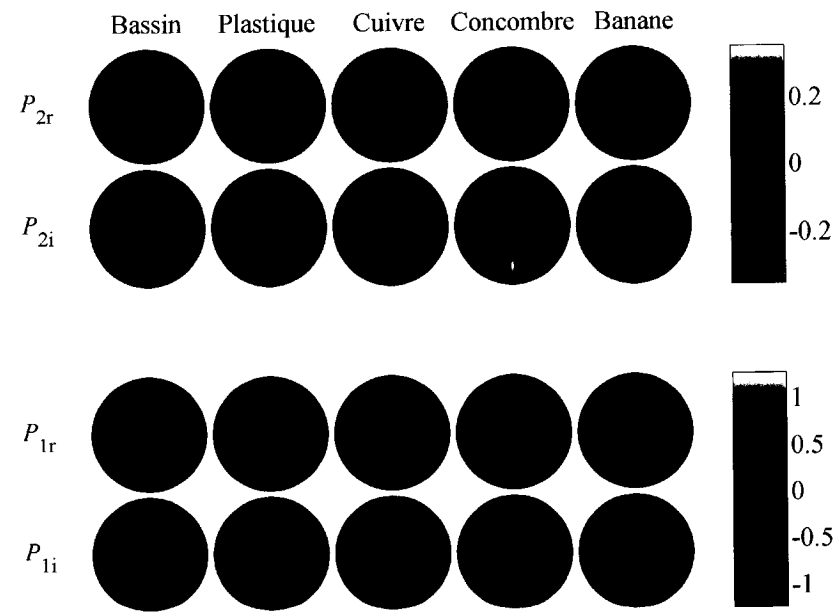
En se concentrant sur la partie réelle de $\Delta\sigma_q^*$ pour le concombre et la banane, on voit que celle-ci augmente avec la fréquence, comme en mode dynamique. Comme dans le cas du bassin sans perturbation et des tuyaux de plastique et de cuivre, des artéfacts apparaissent aux hautes fréquences.

Les figures 5.13(a) et (b) montrent les images obtenues en mode quasi statique à l'aide des méthodes paramétriques indirecte et directe respectivement. On remarque que la méthode indirecte est moins influencée par les hautes fréquences que la méthode directe. En effet, on voit que les paramètres P_{1r} et P_{2r} s'apparentent aux paramètres ΔP_{1r} et ΔP_{2r} de la figure 5.11 pour le concombre et la banane. Pour la méthode directe, par contre, il est difficile de visualiser la position de ces perturbations.

Nous avons reconstruit de nouvelles images paramétriques en éliminant les trames de mesure aux fréquences f_5 à f_7. Celles-ci sont présentées à la figure 5.14. On remarque qu'il y a moins d'artéfacts dans les images et que la méthode directe en (b) affiche les perturbations associées au concombre et à la banane. Cependant, la méthode indirecte en (a) semble toujours produire de meilleurs résultats.

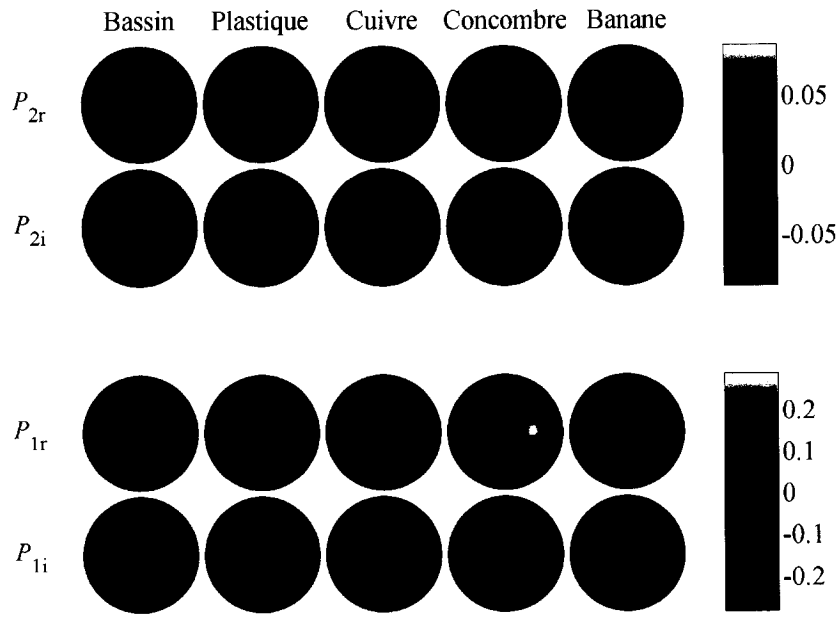


(a)

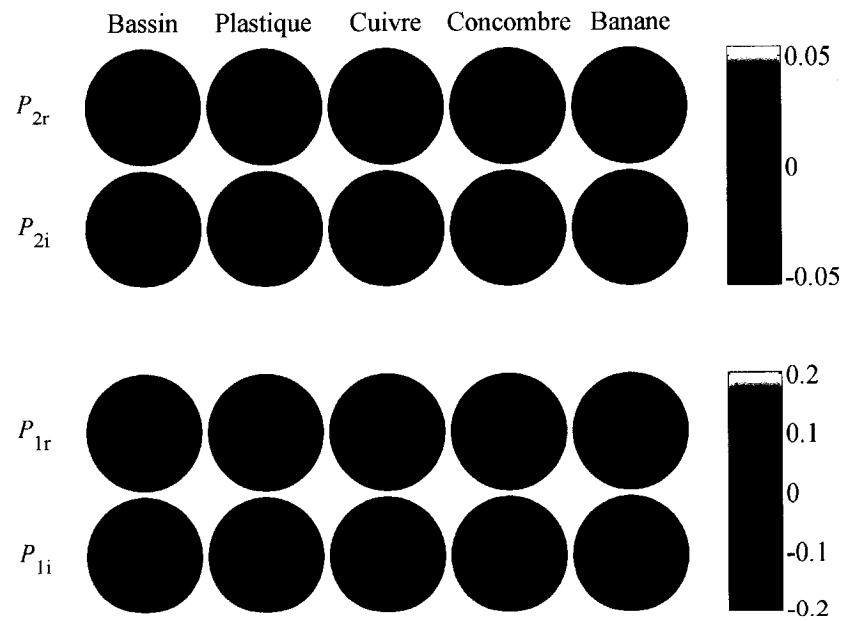


(b)

Figure 5.13 Images paramétriques indirectes (a) et directes (b) *in vitro* en mode de reconstruction quasi statique.



(a)



(b)

Figure 5.14 Images paramétriques indirectes (a) et directes (b) *in vitro* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4.

Tableau 5.2 Remarques générales sur les méthodes de reconstruction pour les expériences *in vitro*.

Méthode de reconstruction	**Images reconstruites**	
	Partie réelle	**Partie imaginaire**
Reconstruction dynamique		
Méthode différentielle (5.9)	Résultats cohérents	Résultats cohérents
Méthode paramétrique indirecte (5.11)	Résultats cohérents Semblable à directe	Résultats cohérents Semblable à directe
Méthode paramétrique directe	Résultats cohérents Semblable à indirecte	Résultats cohérents Semblable à indirecte
Reconstruction quasi statique		
Méthode différentielle (5.12)	Résultats cohérents[‡] **Artéfacts**	Résultats incohérents Artéfacts
Méthode paramétrique indirecte[§] (5.14(a))	Résultats cohérents **Meilleure que directe**	**Résultats incohérents** Artéfacts pour P_{1i} **Différente de directe**
Méthode paramétrique indirecte[§] (5.14(b))	Résultats cohérents **Artéfacts** **Moins bonne qu'indirecte**	**Résultats incohérents** **Artéfacts** **Différente d'indirecte**

[‡]**Pour les basses fréquences.**
[§]**En éliminant les fréquences f_5 à f_7.**

5.2.3 Remarques générales

Au tableau 5.2, nous présentons la liste des remarques générales concernant les méthodes de reconstruction d'images pour les expériences *in vitro*. Pour chaque méthode, nous indiquons entre parenthèses le numéro de figure auquel elle correspond. Nous avons également mis en caractères gras les différences par rapport au tableau 5.1. En ce qui concerne les aspects problématiques, nous en discutons à la section 5.4.

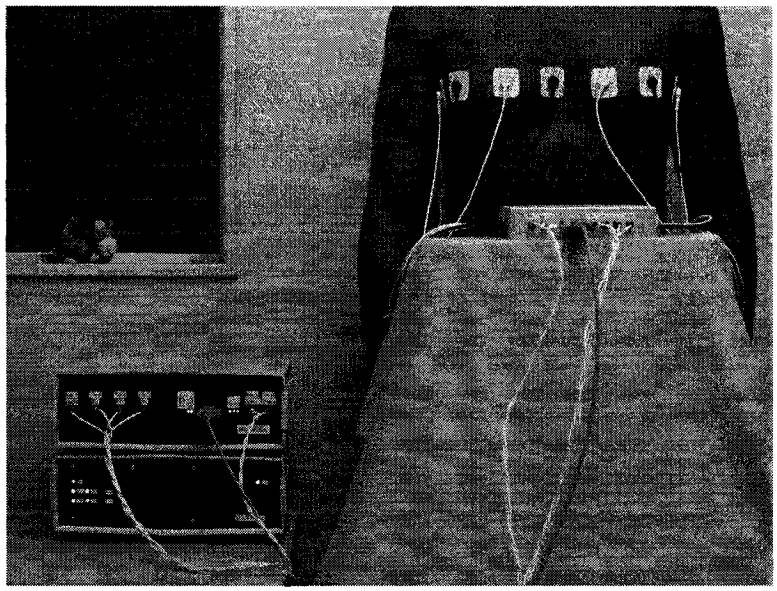


Figure 5.15 Système TIE-5-MF branché sur un volontaire.

5.3 Expériences *in vivo*

Les expériences *in vivo* ont été effectuées sur des volontaires de sexe masculin âgés de 30, 32 et 60 ans. Nous identifions les sujets par les lettres X, Y et Z respectivement. Les expériences ont été réalisées après avoir obtenu l'approbation écrite du comité d'éthique de l'École Polytechnique de Montréal. Les sujets ont été informés du protocole expérimental et ont signé un formulaire de consentement.

Nous avons branché le système TIE-5-MF à seize électrodes disposées uniformément autour du thorax des sujets, au niveau du quatrième espace intercostal (figure 5.15). Les enregistrements ont été effectués debout, pendant que les sujets expiraient jusqu'à la capacité résiduelle fonctionnelle (*Functional Residual Capacity* ou FRC) puis inspiraient jusqu'à la capacité pulmonaire totale (*Total Lung Capacity* ou TLC). FRC correspond au volume d'air contenu dans les poumons à la fin d'une expiration normale et TLC, au volume à la fin d'une inspiration maximale.

La durée des enregistrements était de 100 secondes et l'acquisition était faite en mode multifréquence à une cadence de 1 trame/s. Pour chaque sujet, nous avons isolé un cycle

respiratoire et reconstruit des images en mode dynamique et quasi statique en utilisant le maillage de la figure 3.3(b). Le côté gauche et le devant du thorax sont respectivement du côté gauche et au bas des images. Il est important de noter qu'aucun moyennage n'a été effectué sur les mesures avant la reconstruction, contrairement aux expériences *in vitro* et celles réalisées sur le fantôme résistif.

5.3.1 Reconstruction dynamique

La figure 5.16(a) présente les images différentielles obtenues en mode dynamique pour le sujet X ; les images pour les sujets Y et Z étaient similaires. Afin de ne pas surcharger la figure, nous avons choisi de présenter les images obtenues pour trois trames durant la phase d'inspiration. La première trame a été prise à FRC, la seconde, au milieu de la phase d'inspiration et la troisième, à la fin, c'est-à-dire à TLC.

La première trame est associée à l'instant de référence. Pour cette raison, les images de la première colonne (FRC) de la figure 5.16(a) présentent des différences de conductivité nulles autant pour la partie réelle que pour la partie imaginaire. Nous avons choisi de montrer ces images pour souligner la différence entre les modes de reconstruction dynamique et quasi statique. Comme il sera question à la section suivante, les différences de conductivité ne sont pas nulles à FRC en mode quasi statique.

Les deux autres trames correspondent aux instants de mesure. Les images des deux colonnes de droite ($\rightarrow$ et TLC) représentent donc les différences de conductivité relatives à FRC dues à l'inspiration. On remarque, pour chaque fréquence, que la partie réelle à ces deux instants présente une diminution de conductivité associée à l'augmentation du volume d'air dans les poumons. Cette diminution est plus importante à TLC. On constate également que les variations de conductivité dues à la ventilation pulmonaire se trouvent essentiellement dans la partie réelle, ce que nous considérons normal puisque l'air a une composante réactive négligeable aux fréquences utilisées.

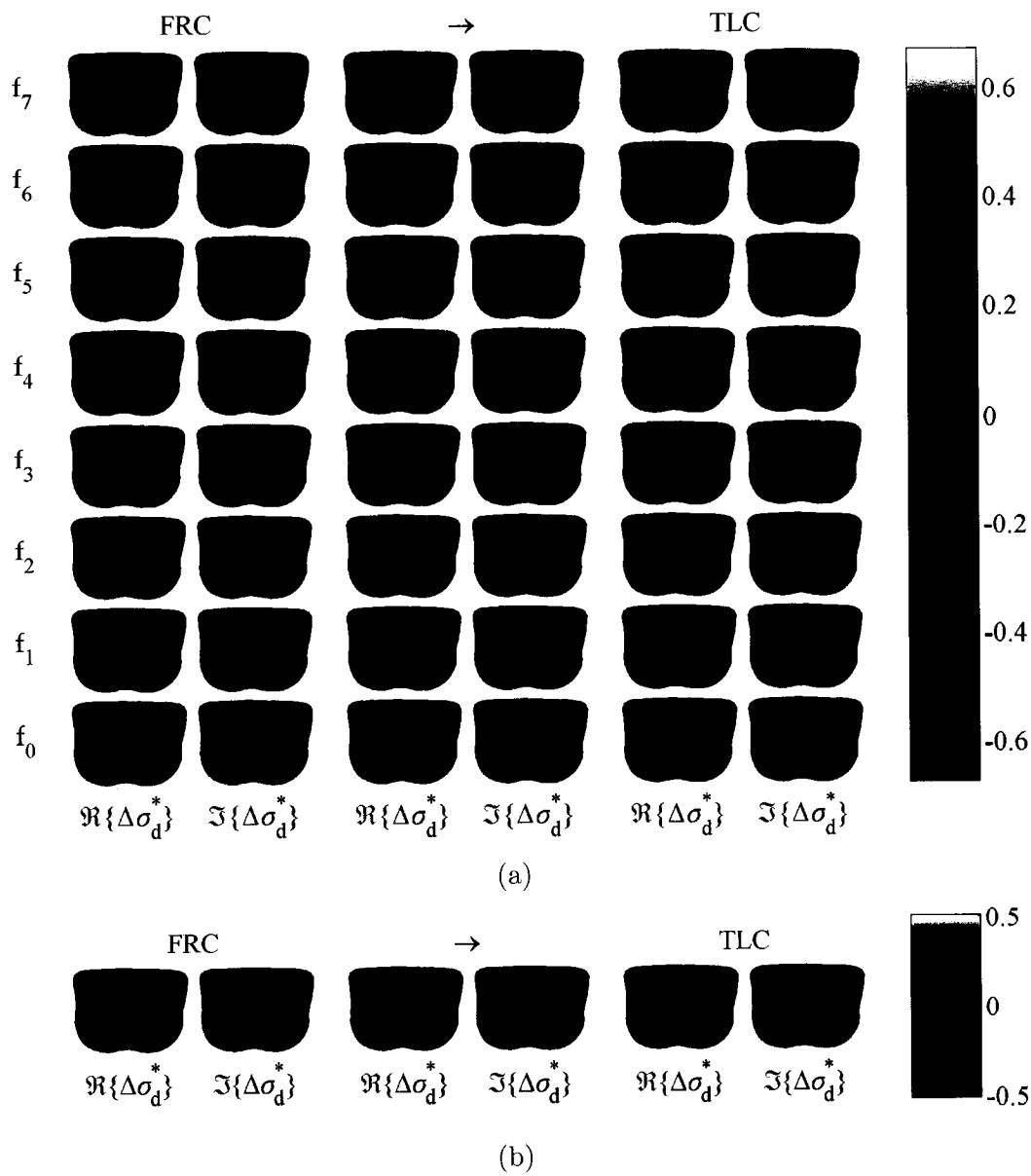


Figure 5.16 Images différentielles (a) et images différentielles moyennes (b) *in vivo* en mode de reconstruction dynamique. Les images en (b) sont obtenues en moyennant celles en (a) sur l'ensemble des fréquences.

En observant l'ensemble des images de la figure 5.16(a), on remarque la présence d'artéfacts, particulièrement dans la partie imaginaire ainsi qu'aux fréquences f_5 à f_7. Il est important de rappeler qu'aucun moyennage n'a été effectué sur les trames de mesures. Les artéfacts sont donc causés principalement par le bruit sur les mesures.

Afin de réduire ces artéfacts, nous avons utilisé une technique basée sur celle de Noble *et al.* (2000). Après avoir remarqué que les différences de conductivité étaient semblables d'une fréquence à l'autre, nous avons moyenné $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$, pour chaque trame, sur l'ensemble des fréquences f_0 à f_7. Les images différentielles obtenues sont présentées à la figure 5.16(b). Les artéfacts sont moins importants et les régions associées à la ventilation pulmonaire sont mieux circonscrites.

La figure 5.17 montre les images paramétriques obtenues en mode de reconstruction dynamique. Nous ne présentons que les résultats de la méthode indirecte ; ceux de la méthode directe étaient similaires. On constate que les images concordent avec les résultats de la figure 5.16(a). En effet, puisque les variations de conductivité varient peu avec la fréquence et qu'elles se trouvent essentiellement dans la partie réelle de $\Delta\sigma_{\mathrm{d}}^{*}$, seul le paramètre $\Delta P_{0\mathrm{r}}$ demeure pertinent.

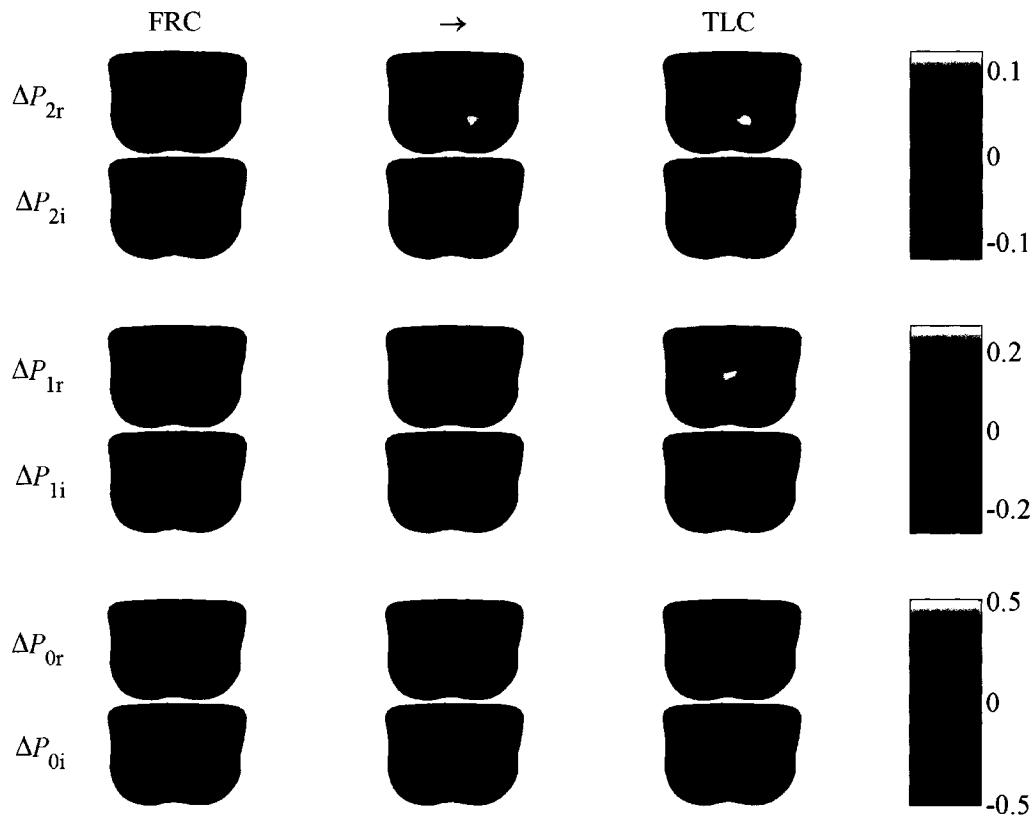


Figure 5.17 Images paramétriques (indirectes) *in vivo* en mode de reconstruction dynamique.

5.3.2 Reconstruction quasi statique

La figure 5.18 montre les images différentielles obtenues en mode quasi statique. Celles-ci représentent les variations de conductivité entre deux fréquences pour les trois instants de la phase d'inspiration. Les images ont été reconstruites en prenant, pour chaque instant, la trame à f_0 (70 kHz) comme trame de référence. Les trames acquises aux sept autres fréquences sont les trames de mesure. Comme la référence n'est plus associée à FRC, on observe des variations de conductivité dans les images de la première colonne.

Contrairement aux images en mode dynamique qui montraient deux régions correspondant aux poumons, il est difficile de distinguer une structure anatomique quelconque dans celles de la figure 5.18. Il en est de même pour les images paramétriques des figures 5.19(a) et (b)

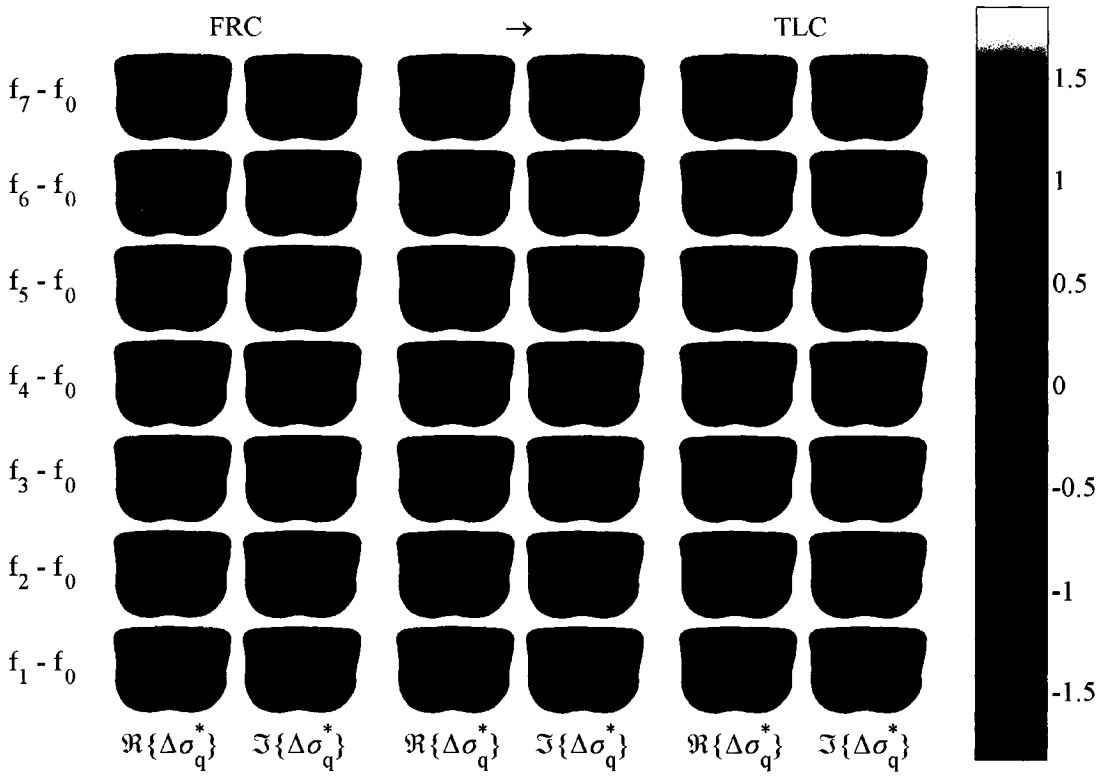
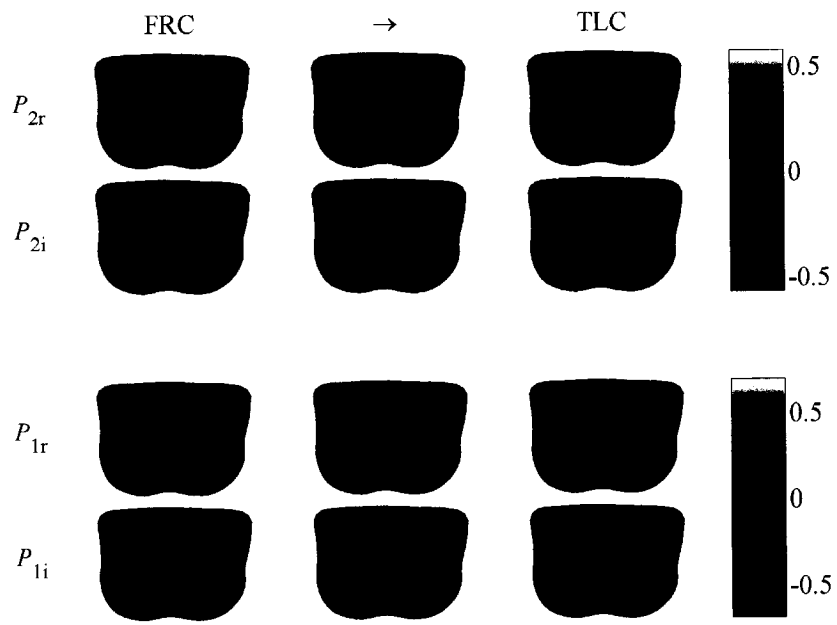


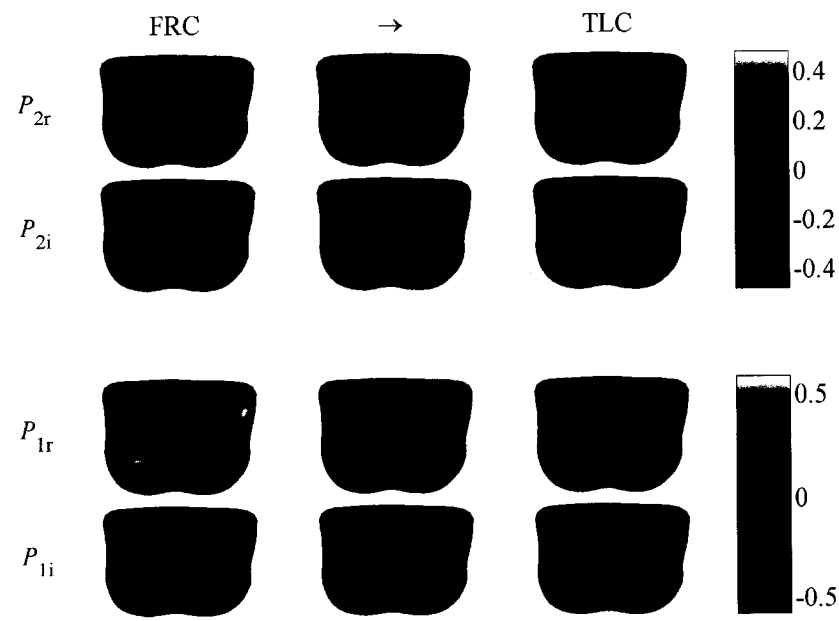
Figure 5.18 Images différentielles *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique.

obtenues en utilisant les méthodes indirecte et directe respectivement. Toutes ces images présentent des artéfacts que nous attribuons au bruit sur les mesures, à la variation du comportement du système en fonction de la fréquence, à la variation de phase entre les mesures et à la variation d'impédance des électrodes Ag/AgCl en fonction de la fréquence. D'ailleurs, les électrodes utilisées étaient périmées. Nous ne savons pas à quel point cela a pu influencer les résultats.

En éliminant les fréquences f_5 à f_7 comme à la section 5.2.2, nous avons reconstruit de nouvelles images paramétriques. Celles-ci sont présentées aux figures 5.20(a) et (b) pour les méthodes indirecte et directe respectivement. Certaines structures anatomiques semblent ressortir davantage. Cependant, les images présentent toujours des artéfacts, particulièrement pour la méthode indirecte.



(a)



(b)

Figure 5.19 Images paramétriques indirectes (a) et directes (b) *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique.

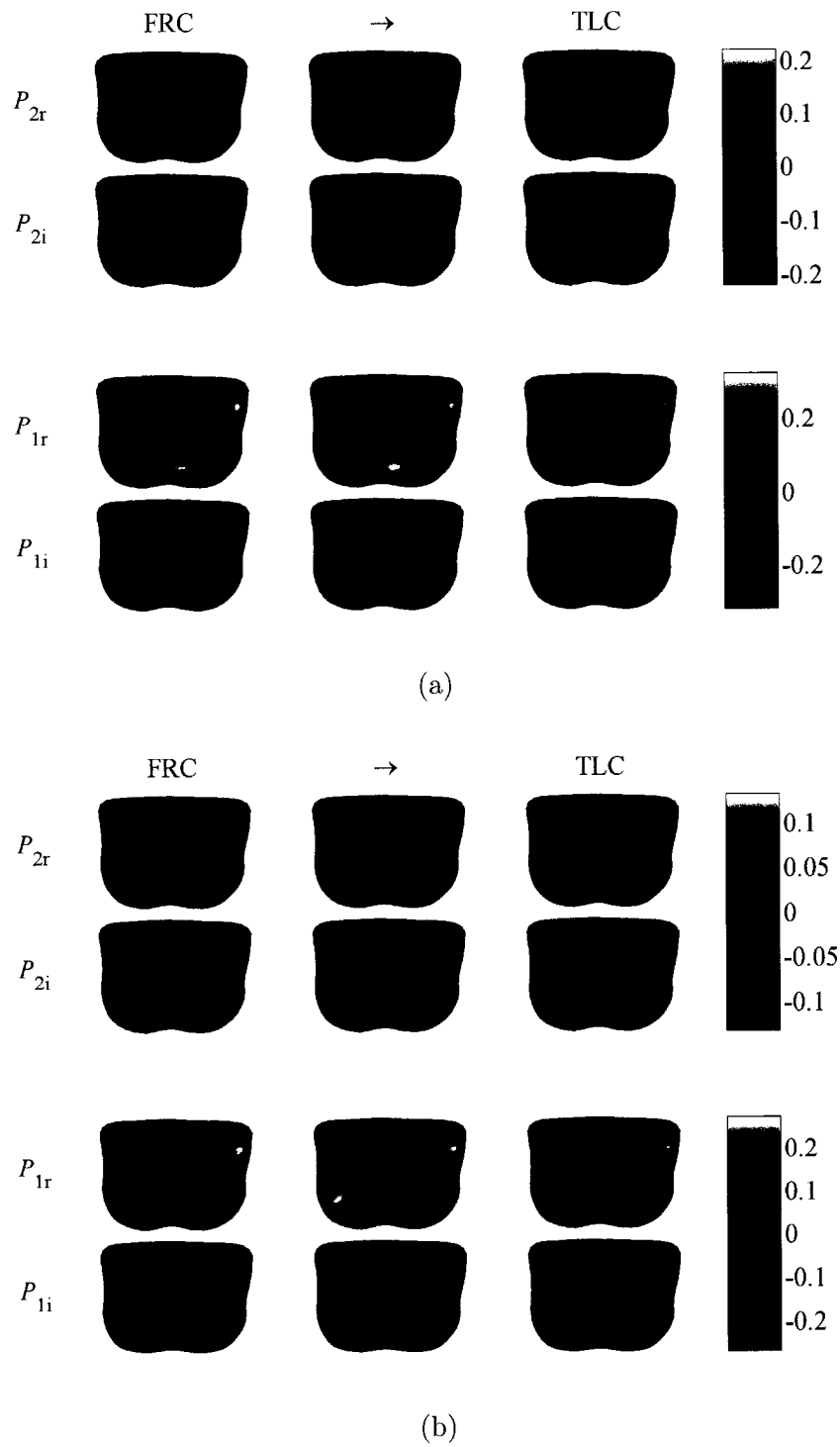


Figure 5.20 Images paramétriques indirectes (a) et directes (b) *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4.

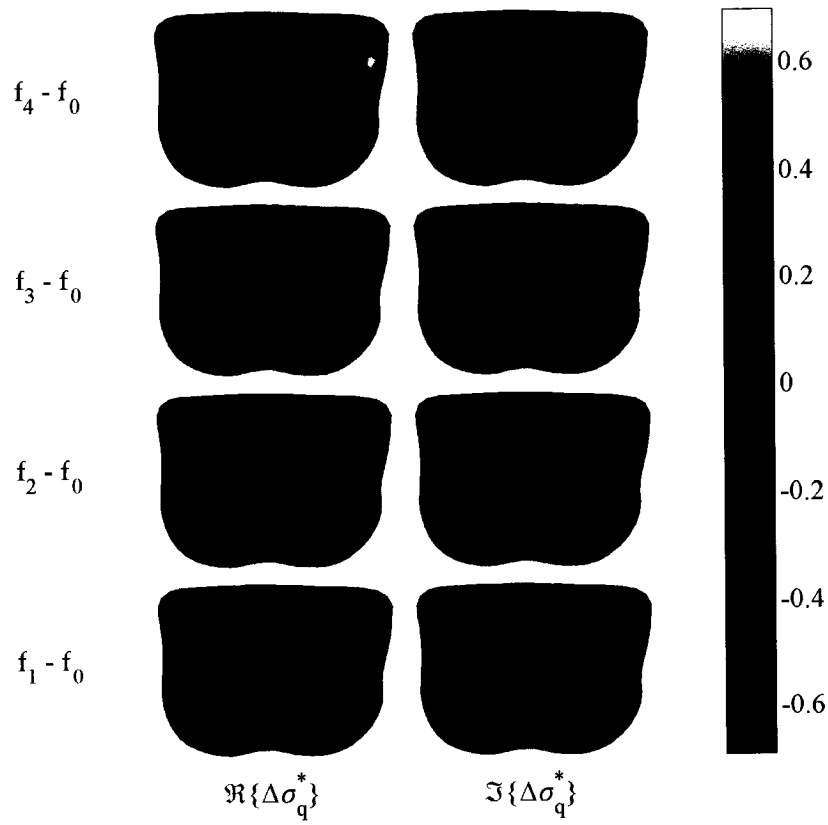
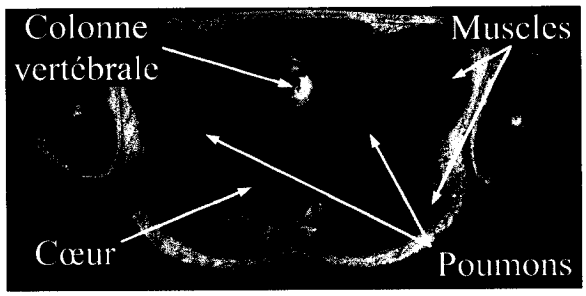


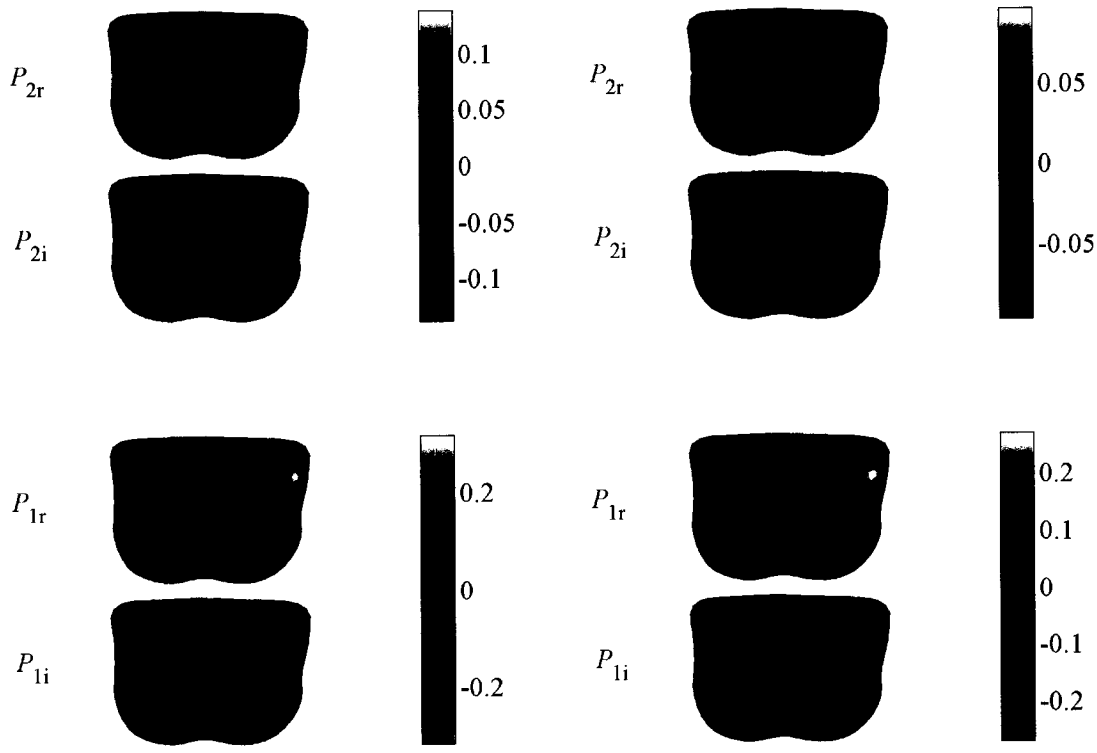
Figure 5.21 Images différentielles moyennes *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4.

En revenant à la figure 5.18, on constate que l'activité respiratoire semble peu influencer $\Delta\sigma_q^*$. À notre connaissance, cet aspect n'a jamais été souligné dans la littérature. De plus, cette observation concorde avec les résultats des simulations décrites à la section 3.4.2 pour lesquels nous avons observé peu de différences entre les images de fin d'expiration et celles de fin d'inspiration. Nous avons donc moyenné les trames du cycle respiratoire complet (inspiration et expiration) sur une base temporelle pour chacune des fréquences f_0 à f_4.

La figure 5.21 montre les images différentielles obtenues. On remarque que les structures anatomiques sont mieux circonscrites que celles de la figure 5.18. Nous avons également reconstruit les images paramétriques présentées aux figures 5.22(b) et (c) pour les méthodes indirecte et directe respectivement.



(a)



(b) (c)

Figure 5.22 (a) Image de la tranche du thorax au niveau du plan d'électrodes. Images paramétriques indirectes (b) et directes (c) moyennes *in vivo* en mode de reconstruction quasi statique en utilisant les fréquences f_0 à f_4.

La figure 5.22(a) montre la photographie d'une tranche du thorax au niveau du plan d'électrodes. Cette photographie provient du Visible Human Project® de la National Library of Medicine des États-Unis. Elle a été enregistrée à partir de l'applet Java *The NPAC/OLDA Visible Human Viewer* développé par Chang *et al.* (1997). Afin d'identifier les tissus dans les images paramétriques, nous avons reproduit, à la figure 5.23, sous forme de diagrammes à bandes, les valeurs des paramètres obtenues au tableau 2.7 pour les tissus thoraciques présents dans la photographie.

Pour le paramètre P_{2r}, on observe une valeur négative en périphérie dans les images des figures 5.22(b) et (c). Cette région pourrait correspondre aux tissus musculaires, incluant le cœur. En effet, les valeurs de P_{2r} correspondantes sont les plus faibles de la figure 5.23. On aurait pu s'attendre à visualiser le cœur comme dans les résultats de simulations de la section 3.4.2. Cependant, il faut noter que pour les simulations, nous n'avons pas considéré les tissus musculaires. Pour ce qui est de la région centrale située vis-à-vis des poumons, celle-ci présente une valeur positive. En se référant à la figure 5.23, on pourrait croire qu'il s'agit de sang et que la région représente la perfusion pulmonaire. Par contre, cela impliquerait une valeur semblable de P_{2r} vis-à-vis du cœur, ce qui n'est pas le cas. Nous pensons donc que cette région représente les poumons. On remarque d'ailleurs, à la figure 5.23, que la valeur de P_{2r} est supérieure pour ces derniers à celle des muscles et du cœur. De plus, l'image produite par la méthode directe ressemble à celles obtenues aux basses fréquences par la méthode différentielle en mode dynamique (figure 5.16(a)).

Le paramètre P_{1r} semble fournir les images les plus révélatrices. Celles-ci montrent trois régions de faible intensité qui pourraient correspondre aux poumons et à la colonne vertébrale. La périphérie, d'intensité plus élevée, pourrait représenter les tissus musculaires, incluant le cœur. En se référant à la figure 5.23, on constate en effet que ces tissus présentent une valeur de P_{1r} élevée, alors que les poumons et les os ont une valeur plus faible.

Pour le paramètre P_{2i}, on remarque une valeur positive dans la région périphérique, que nous avons associée aux tissus musculaires, et une valeur négative vis-à-vis des poumons. On constate cependant, à la figure 5.23, que les valeurs de P_{2i} pour ces tissus sont plutôt

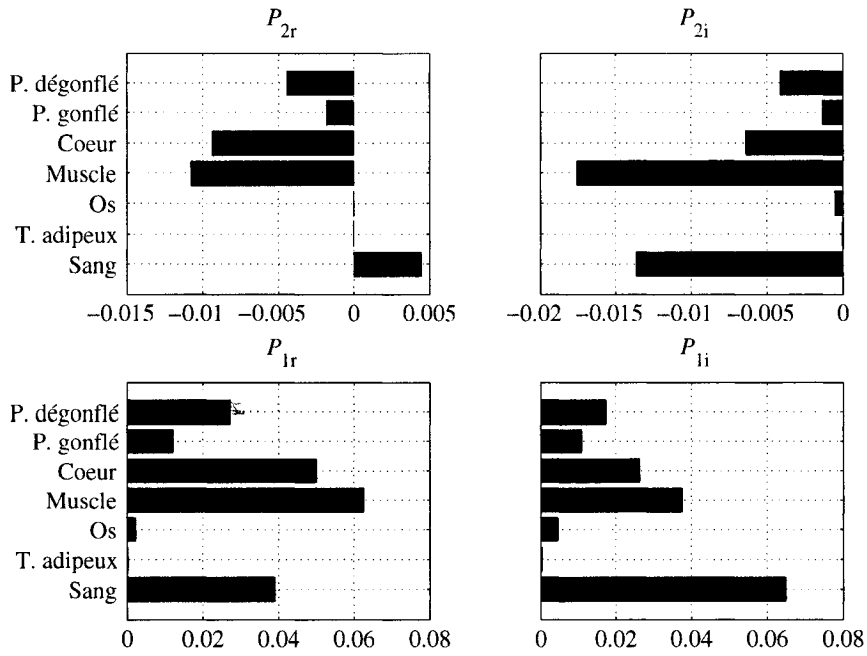


Figure 5.23 Valeurs des paramètres des tissus thoraciques présents au niveau des électrodes.

inversées. La valeur du paramètre pour les tissus musculaires est plus faible que celle pour les poumons, ce qui n'est pas le cas dans les images paramétriques.

Enfin, pour le paramètre P_{1i}, on observe une tache positive dans la région du cœur. Cette tache pourrait correspondre au sang présent dans cet organe. En effet, le sang a la plus grande valeur de P_{1i} à la figure 5.23.

On peut cependant se questionner sur la validité des résultats obtenus pour P_{2i} et P_{1i}. En effet, pour les expériences *in vitro* et celles réalisées sur le fantôme résistif, les perturbations n'étaient pas visibles dans les images représentant la partie imaginaire en mode quasi statique. Comme on ne sait pas quels résultats les expériences *in vivo* devraient donner, on ne peut affirmer avec certitude que les images de P_{2i} et P_{1i} reflètent la réalité.

Les images présentées dans cette section proviennent du sujet X et semblent montrer certaines structures anatomiques. Cela n'était cependant pas le cas pour les sujets Y et Z. Nous pensons que cela peut être dû à une couche adipeuse plus importante chez les sujets Y et Z. Les tissus adipeux sont en effet isolants et nuisent au passage du courant vers les organes

internes. Néanmoins, même si les images des sujets Y et Z ne présentaient pas de régions aussi bien circonscrites et identifiables que celles du sujet X, la valeur moyenne des images suivait la même tendance pour les trois sujets. Par exemple, les valeurs moyennes de P_{1r} et P_{2r} étaient respectivement positive et négative dans tous les cas.

5.3.3 Remarques générales

Nous présentons, au tableau 5.3, la liste des remarques générales concernant les méthodes de reconstruction d'images pour les expériences *in vivo*. Pour chaque méthode, nous indiquons entre parenthèses le numéro de figure auquel elle correspond. De plus, nous avons mis en caractères gras les différences par rapport au tableau 5.2. Par ailleurs, nous soulignons que les résultats en mode de reconstruction quasi statique *semblent* cohérents. En effet, nous ne savons pas quels résultats ce mode devrait donner *in vivo*. Pour ce qui est des aspects problématiques, nous en discutons à la section suivante.

5.4 Discussion

Dans les sections suivantes, nous mettons en évidence et discutons certains points généraux découlant des résultats obtenus. Nous traitons des modes de reconstruction dynamique et quasi statique, des performances des méthodes paramétriques indirectes et directes, des moyennages fréquentiel et temporel effectués lors des expériences *in vivo*, ainsi que des résultats de ces expériences en lien avec l'application visée, la détection de l'œdème pulmonaire. Nous proposons également des avenues de recherche pour certains points traités.

5.4.1 Modes de reconstruction dynamique et quasi statique

En se référant aux tableaux 5.1 à 5.3, on constate que les images en mode quasi statique présentent plus d'artéfacts que celles en mode dynamique. Nous pensons que ce résultat s'explique par le fait que le système se comporte différemment d'une fréquence à l'autre.

Tableau 5.3 Remarques générales sur les méthodes de reconstruction pour les expériences *in vivo*.

Méthode de reconstruction	**Images reconstruites**	
	Partie réelle	**Partie imaginaire**
Reconstruction dynamique		
Méthode différentielle (5.16)	Résultats cohérents **Artéfacts**	Résultats cohérents **Artéfacts**
Méthode paramétrique indirecte (5.17)	Résultats cohérents **pour** ΔP_{0r} **Artéfacts** Semblable à directe	Résultats cohérents **pour** ΔP_{0i} **Artéfacts** Semblable à directe
Méthode paramétrique directe	Résultats cohérents **pour** ΔP_{0r} **Artéfacts** Semblable à indirecte	Résultats cohérents **pour** ΔP_{0i} **Artéfacts** Semblable à indirecte
Reconstruction quasi statique[†]		
Méthode différentielle (5.21)	Résultats cohérents[‡] Artéfacts	**Résultats cohérents**[‡] Artéfacts
Méthode paramétrique indirecte[§] (5.22(a))	Résultats cohérents **Artéfacts** **Moins bonne que directe**	Résultats incohérents **pour** P_{2i} **Artéfacts** Différente de directe
Méthode paramétrique indirecte[§] (5.22(b))	Résultats cohérents Artéfacts **Meilleure qu'indirecte**	Résultats incohérents **pour** P_{2i} Artéfacts Différente d'indirecte

[†]**Pour le sujet X seulement.**
[‡]Pour les basses fréquences **en utilisant le moyennage temporel.**
[§]En éliminant les fréquences f_5 à f_7 **et en utilisant le moyennage temporel.**

Pour le mode dynamique, cette différence de comportement produit peu d'effet puisque les mesures $\Delta \boldsymbol{v}_{\mathrm{d}}^{*}$ sont prises entre deux instants pour une même fréquence. C'est pourquoi, les images présentées, particulièrement celles pour les expériences *in vitro* et celles réalisées sur le fantôme résistif, ont peu d'artéfacts et montrent bien la position des perturbations à toutes les fréquences.

Par contre, en mode quasi statique, les variations fréquentielles du système entraînent des changements dans les mesures $\Delta \boldsymbol{v}_{\mathrm{q}}^{*}$ qui, à leur tour, produisent des changements de différence de conductivité $\Delta \boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{q}}^{*}$. On constate que la compensation de la section 4.2.3.2 ne semble pas

suffisante pour réduire les artéfacts. Nous rappelons qu'elle permet seulement de conserver la relation de gain et de phase entre les canaux de démodulation. Une modélisation du système, telle que nous l'avons suggérée à la section 4.4.3.3, serait certainement plus avantageuse.

Par ailleurs, on remarque que les images à hautes fréquences en mode quasi statique montrent plus d'artéfacts que celles à basses fréquences. Outre les variations fréquentielles du système, nous pensons que ces artéfacts sont également attribuables à la variation de phase entre les mesures (voir la section 4.4.3.1) ainsi qu'à la variation d'impédance des électrodes Ag/AgCl en fonction de la fréquence.

Pour valider l'hypothèse de la variation de phase, il faudrait effectuer des expériences en déplaçant les câbles de façon méthodique. En ce qui concerne la variation d'impédance des électrodes, des expériences pourraient être réalisées, par exemple 1) en remplaçant une électrode à chaque acquisition, 2) en décalant les câbles d'une électrode à chaque acquisition et 3) en utilisant différents types d'électrodes.

En ce qui concerne la partie imaginaire des images en mode quasi statique, on remarque qu'elle fournit la plupart du temps des résultats incohérents (voir les tableaux 5.1 à 5.3). Nous expliquons difficilement ces résultats, mais il est possible que cela concorde avec les observations de Brown *et al.* (1994b). Ces auteurs n'ont conservé que la partie réelle des mesures parce que, selon eux, la capacité des câbles et celle du corps par rapport à la masse rendait les mesures de la partie imaginaire peu fiables. Dans notre cas, cependant, on peut difficilement confirmer cette hypothèse puisque les courants appliqués sont mesurés et qu'on doit tenir compte à la fois des parties réelle et imaginaire de ces courants complexes dans les méthodes de reconstruction.

En utilisant seulement la partie réelle, nous avons pu démontrer le fonctionnement du mode quasi statique, une fois les hautes fréquences éliminées. Il serait d'ailleurs intéressant de reprendre les expériences en ne conservant que les basses fréquences et en augmentant l'amplitude des composantes fréquentielles correspondantes. On améliorerait sûrement le rapport signal sur bruit et la qualité des images.

5.4.2 Méthodes paramétriques indirectes et directes

En simulations, les méthodes paramétriques indirectes et directes produisent pratiquement les mêmes résultats (voir la section 3.4). Pour les expériences présentées dans ce chapitre, les tableaux 5.1 à 5.3 montrent que les deux méthodes paramétriques sont également semblables pour le mode de reconstruction dynamique. Cependant, en mode quasi statique, les méthodes produisent des résultats similaires seulement pour les expériences réalisées sur le fantôme. En effet, on observe des différences dans les résultats des expériences *in vitro* et *in vivo*.

Dans le cas des expériences *in vitro*, on constate que les images de la méthode indirecte ont moins d'artéfacts que celles de la méthode directe. De plus, en conservant toutes les fréquences, on remarque que les perturbations ne sont pas visibles dans les images de la méthode directe. Pour ces expériences, on peut donc conclure que la méthode indirecte produit de meilleurs résultats que la méthode directe, comme nous l'avons indiqué au tableau 5.2.

En ce qui concerne les expériences *in vivo*, on observe plutôt l'inverse. Les images de la méthode directe semblent présenter moins d'artéfacts que celles de la méthode indirecte. De plus, les structures anatomiques semblent mieux circonscrites pour la méthode directe. On pourrait donc conclure que cette méthode donne de meilleurs résultats que la méthode indirecte pour ces expériences, comme nous l'avons indiqué au tableau 5.3. Cependant, il faut noter que les régions visibles dans les images ne correspondent peut-être pas à ce que nous suggérons. Il est également possible que les images générées par la méthode indirecte représente davantage la réalité. C'est pourquoi, nous ne pouvons ici affirmer avec certitude qu'une méthode est meilleure que l'autre.

Néanmoins, nous rappelons que les mesures étaient bruitées pour les expériences *in vivo*, ce qui n'était pas le cas pour les expériences *in vitro*. En effet, les mesures pour ces dernières étaient moyennées sur 100 trames. Il est donc possible que la méthode directe en mode quasi statique produise de meilleurs résultats en présence de bruit. Il serait intéressant de valider cette hypothèse par des simulations. Il se peut également que certaines conditions d'enregis-

trement favorisent une méthode plus que l'autre. D'autres expériences sont nécessaires pour déterminer ces conditions.

5.4.3 Moyennages fréquentiel et temporel

À la section 5.3.1, nous avons effectué un moyennage fréquentiel sur les images différentielles en mode dynamique. Cette technique a permis de réduire les artéfacts dans les images. Cependant, on peut se demander si les images résultantes présentent moins d'artéfacts que celles qu'on obtiendrait en mode simple fréquence, avec la fréquence f_0 par exemple. En effet, le mode simple fréquence présente un meilleur rapport signal sur bruit puisque l'amplitude de la seule composante fréquentielle de la porteuse est huit fois supérieure à celle de la porteuse multifréquence. Il serait donc intéressant d'effectuer la comparaison. Si les images en mode simple fréquence s'avèrent de meilleure qualité, on pourrait se questionner sur l'avantage du mode multifréquence pour la reconstruction d'images dynamiques.

Pour la reconstruction quasi statique à la section 5.3.2, nous avons proposé un moyennage temporel sur les mesures. Celui-ci a permis de réduire les artéfacts et de rendre davantage visibles certaines structures anatomiques dans les images. Il est cependant important de noter que les sujets sur lesquels nous avons réalisé les expériences se tenaient debout et presque immobiles. Il serait intéressant d'évaluer l'effet du mouvement à la fois sur les images moyennées et non moyennées. Il se peut que les mouvements de faible amplitude présentent peu de perturbations dans les images puisqu'une référence est prise pour chaque trame. Cela renforcerait l'idée d'utiliser le moyennage temporel en mode quasi statique.

Compte tenu que les images pour ce mode de reconstruction semblent présenter peu de différences sur une base temporelle, on peut se questionner de nouveau sur l'avantage du mode multifréquence. En effet, on pourrait utiliser le système en mode simple fréquence en changeant, pour chaque trame, la fréquence d'opération. Pour chacune des fréquences utilisées, on moyennerait les trames acquises et on reconstruirait ensuite des images en mode quasi statique. L'amplitude des composantes fréquentielles serait alors supérieure à

celle utilisée en mode multifréquence, ce qui améliorerait le rapport signal sur bruit et réduirait probablement les artéfacts dans les images. Cette approche n'a pas été testée mais pourrait offrir des possibilités intéressantes.

5.4.4 Résultats des expériences *in vivo* et détection de l'œdème pulmonaire

Pour la détection de l'œdème pulmonaire, nous fondions de l'espoir sur le mode de reconstruction quasi statique puisqu'il ne nécessite pas de référence temporelle. En effet, dans une situation idéale, le système serait relié à un patient et un seul enregistrement à plusieurs fréquences simultanées permettrait de déterminer si le patient souffre de cette pathologie. Bien que cet espoir ne soit pas épuisé, les résultats de la section 5.3.2 montrent qu'il semble difficile d'appliquer la TIE-MF *in vivo*.

Premièrement, les images à hautes fréquences présentent beaucoup d'artéfacts. Nous pensons qu'en modélisant le système et qu'en incorporant le modèle résultant aux méthodes de reconstruction, il serait possible de réduire significativement ces artéfacts.

Deuxièmement, le fait que les images sur les sujets Y et Z ne présentent pas de régions circonscrites comme celles du sujet X montre la variabilité inter-individuelle. Il serait nécessaire d'effectuer des expériences sur un plus grand nombre de personnes et de comparer les images obtenues pour valider nos observations. Pour identifier automatiquement les régions correspondant aux poumons dans les images quasi statiques, une méthode semblable à celle de Smallwood *et al.* (1999), basée sur les images dynamiques, pourrait être utilisée. On pourrait également reprendre les expériences en mode simple fréquence, puisque l'activité respiratoire ne semble pas influencer les images quasi statiques. Il se peut qu'en employant une porteuse de plus forte amplitude, on puisse visualiser, pour les sujets Y et Z, les mêmes régions que celles du sujet X. Cependant, il est possible que les tissus n'aient pas les mêmes propriétés en modes multifréquence et simple fréquence.

Troisièmement, on ne peut confirmer que les régions observées pour le sujet X correspondent à des structures anatomiques. Il se peut que les résultats obtenus pour les sujets Y et Z

reflètent davantage la réalité que ceux obtenus pour le sujet X et qu'il soit en effet impossible de distinguer quoi que ce soit avec la TIE-MF.

D'ailleurs, Faes *et al.* (1999) ont effectué une revue de la littérature sur la résistivité tissulaire. Ils ont comparé les résultats de plusieurs études et ont remarqué d'importantes différences entre les valeurs de résistivité obtenues pour les mêmes tissus. Afin de déterminer la véritable résistivité des tissus et d'évaluer si celle-ci est significativement différente d'un tissu à l'autre, ils ont repris des mesures sur plusieurs tissus entre 100 Hz et 10 MHz. Pour les tissus contenant beaucoup d'eau, comme le poumon, le cœur, le foie et le muscle, les auteurs ont montré que les valeurs de résistivité présentaient rarement une différence significative d'un tissu à l'autre. Par contre, les os et les tissus adipeux présentaient des valeurs significativement supérieures à celles des autres tissus.

Bien que cette étude ne considère que la partie réelle de la résistivité, elle nous amène à nous questionner sur la validité de l'hypothèse fondamentale sur laquelle repose la TIE-MF, à savoir que chaque tissu a un profil de conductivité différent en fonction de la fréquence. En effet, que les profils soient différents n'implique pas nécessairement qu'ils le soient de manière significative.

Cependant, les images du sujet X montrent clairement des régions qu'on peut associer aux poumons. Par conséquent, nous continuons de penser que la TIE-MF et le mode de reconstruction quasi statique peuvent être appliqués à la détection de l'œdème pulmonaire.

5.5 Conclusion

Les différentes expériences présentées dans ce chapitre ont permis de valider le fonctionnement du système TIE-5-MF et des méthodes de reconstruction proposées. En mode dynamique, nous avons été en mesure d'imager toutes les perturbations lors des expériences réalisées *in vitro* et sur le fantôme résistif. Pour le mode de reconstruction quasi statique, les perturbations qui variaient peu ou pas en fonction de la fréquence étaient invisibles dans les

images, comme on pouvait s'y attendre. Les autres perturbations, quant à elles, donnaient des résultats correspondant à ceux obtenus en mode dynamique pour la partie réelle.

En ce qui concerne les expériences *in vivo*, nous avons montré que le mode dynamique permet de suivre la ventilation pulmonaire. De plus, en effectuant un moyennage fréquentiel, nous avons pu réduire les artéfacts dans les images. Pour le mode de reconstruction quasi statique, nous avons pu observer des régions pouvant représenter les poumons, la colonne vertébrale et les tissus musculaires. De plus, nous avons constaté que les images variaient peu avec l'activité respiratoire. Nous avons ainsi pu effectuer un moyennage temporel qui a permis de réduire les artéfacts dans les images.

Bien que nous croyions que la TIE-MF demeure applicable à la détection de l'œdème pulmonaire, la technologie, telle que nous l'avons développée, présente des limites. Celles-ci ont été soulignées et des avenues de recherche ont été proposées.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans cette thèse diverses contributions apportées par ce projet au domaine de la TIE-MF. Ces contributions permettent de jeter les bases d'un programme de recherche dont le principal objectif serait d'appliquer la TIE-MF à la détection de l'œdème pulmonaire. Compte tenu de ces contributions, on peut maintenant examiner les améliorations à apporter au système ainsi qu'aux méthodes de reconstruction et proposer quelques avenues de recherche.

Contributions

Les contributions apportées par ce projet touchent plusieurs aspects de la TIE-MF. Les deux modèles de conductivité tissulaire que nous avons proposés, le modèle linéaire et le modèle quadratique, constituent notre première contribution. Selon nous, ceux-ci sont plus faciles à comprendre que les modèles de la littérature. De plus, ils permettent de simplifier la mise en œuvre des méthodes de reconstruction d'images. Nous avons comparé ces modèles à ceux de la littérature et avons conclu que le modèle quadratique représentait le meilleur choix pour notre application.

Les six méthodes de reconstruction que nous avons proposées constituent notre seconde contribution. Pour chacun des modes dynamique et quasi statique, nous avons développé une méthode différentielle, une méthode paramétrique indirecte et une méthode paramétrique directe. Ces méthodes ont la particularité de reconstruire des images en une seule itération. Nous avons montré qu'elles fonctionnaient à la fois avec des données simulées et des données expérimentales obtenues avec notre système de TIE-MF.

Le module de synthèse et de démodulation (MSD) de ce système constitue la troisième et principale contribution apportée par ce projet. En plus de la conception proprement dite, le développement du MSD a impliqué la réalisation du dessin de son circuit imprimé, la

réalisation de l'architecture du module de contrôle (FPGA), la programmation du micro-contrôleur USB ainsi que la programmation du module MEMTA *Tie5HAL*. Le MSD et le module d'électrodes actives réalisé dans le cadre d'un projet de maîtrise forment notre système appelé TIE-5-MF. Les résultats de mesures de performance effectuées sur celui-ci ont permis de montrer qu'il se compare avantageusement à ceux recensés dans la littérature.

Le moyennage temporel en mode quasi statique que nous avons employé dans le cadre des expériences *in vivo* constitue notre quatrième et dernière contribution. Nous avons proposé ce moyennage après avoir remarqué que l'activité respiratoire semblait peu influencer les images quasi statiques. À notre connaissance, cet aspect n'a jamais été abordé dans la littérature.

Il est également intéressant de souligner que la plupart des groupes de recherche semblent avoir abandonné le mode quasi statique. En effet, à notre connaissance, la dernière publication sur ce mode de reconstruction, hormis celles de Florestal (2001) et Hartinger (2006) du groupe de l'IGB, date de l'année 2000 (Casas *et al.*). Cela est peu surprenant compte tenu des résultats que nous avons obtenus pour les expériences *in vivo*. On constate néanmoins que le moyennage temporel semble réduire les artéfacts observés. De plus, le modèle quadratique que nous avons proposé simplifie grandement les méthodes de reconstruction. Nous croyons que ces contributions pourraient raviver l'intérêt pour le mode quasi statique.

Atteinte des objectifs

Compte tenu des résultats présentés dans cet ouvrage, nous pouvons conclure que les contributions énumérées précédemment remplissent les objectifs de ce projet de doctorat qui étaient 1) de réaliser un système de TIE-MF et 2) de développer des méthodes de reconstruction d'images adaptées à cette technologie. Les résultats obtenus lors des expériences réalisées à l'aide du système ont d'ailleurs démontré le fonctionnement de ce dernier et des méthodes de reconstruction.

Améliorations et avenues de recherche

Le système et les méthodes de reconstruction proposés dans ce projet sont fonctionnels. Toutefois, des améliorations peuvent être envisagées. Nous en énumérons quelques-unes ci-dessous.

À court terme, il serait judicieux de se concentrer sur les aspects suivants :

- Modifier le logiciel de contrôle et le pilote d'interface pour accélérer la programmation des composants et le transfert des mesures acquises. Ces modifications permettraient d'augmenter la cadence d'acquisition.
- Implémenter les méthodes de reconstruction en temps réel dans MEMTA pour faciliter le déroulement des expériences. Cette implémentation permettrait d'évaluer immédiatement l'effet de certaines modifications apportées au système dans les images.
- Modéliser le système et incorporer le modèle résultant dans les méthodes de reconstruction. Cela permettrait d'augmenter l'exactitude des mesures et de réduire l'effet, dans les images, de la variation du comportement fréquentiel du système.
- Utiliser le contrôle de gain préprogrammé pour augmenter le rapport signal sur bruit.
- Optimiser les filtres des DDC.

À plus long terme, les modifications suivantes devraient être apportées au système :

- Remplacer les convertisseurs de tension ou modifier le PCB pour réduire le bruit sur les plans d'alimentation.
- Optimiser la section du PCB correspondant à l'oscillateur principal.
- Modifier le module de contrôle pour rendre le choix des canaux de démodulation et des DDC plus flexible.
- Améliorer la méthode de décimation utilisée par le module de contrôle.
- Modifier le module de contrôle pour permettre l'enregistrement de mesures 24 bits.
- Placer la barrière d'isolation au niveau de l'interface USB.

- Éliminer les transformateurs d'isolation. Ceux-ci semblent causer de la distorsion à basse fréquence pour des amplitudes élevées.
- Balancer les sources de courant pour réduire la tension mode commun.

Nous suggérons également des avenues de recherche à explorer. En simulations, il serait intéressant de s'attarder aux aspects suivants :

- Étudier l'effet du bruit sur les méthodes paramétriques indirecte et directe en mode de reconstruction quasi statique. La méthode directe est peut-être moins sensible au bruit.
- Évaluer l'effet d'utiliser seulement l'amplitude des mesures dans les méthodes de reconstruction. Cela impliquerait une révision des méthodes proposées.

Les avenues suivantes nécessiteraient d'effectuer des expériences à l'aide du système :

- Réduire le nombre de fréquences d'opération du système. Cette réduction permettrait d'augmenter l'amplitude des composantes fréquentielles et ainsi d'améliorer le rapport signal sur bruit.
- Pour le mode de reconstruction dynamique, comparer les images obtenues par moyennage fréquentiel à celles obtenues à l'aide d'une seule fréquence.
- Évaluer le moyennage temporel en effectuant un balayage des fréquences d'opération en mode simple fréquence. L'utilisation d'une seule fréquence à la fois permettrait d'augmenter l'amplitude des porteuses ainsi que le rapport signal sur bruit.
- Déterminer la cause des variations de phase entre les mesures à hautes fréquences.

Enfin, les avenues de recherche suivantes sont plus spécifiques aux applications *in vivo* :

- Évaluer l'effet du mouvement sur le moyennage temporel.
- Étudier l'influence de l'impédance des électrodes en fonction de la fréquence.
- Comparer les images quasi statiques obtenues en modes multifréquence et simple fréquence et vérifier si les tissus ont les mêmes propriétés dans les deux cas.
- Comparer les images quasi statiques *in vivo* sur un plus grand nombre de personnes pour évaluer la variabilité inter-individuelle.

- Utiliser les images dynamiques pour circonscrire les régions correspondant aux poumons dans les images quasi statiques.
- Pour la détection de l'œdème pulmonaire, explorer l'approche d'une comparaison intra-individuelle du tissu pulmonaire par rapport à un tissu qui ne subit pas l'influence de l'œdème.

La liste des améliorations et avenues de recherche que nous suggérons n'est pas exhaustive. Il est fort probable qu'au cours d'autres expériences, on découvre de nouvelles solutions aux problèmes soulignés dans cet ouvrage.

Néanmoins, compte tenu des résultats obtenus dans ce projet, la TIE-MF, telle que nous l'avons développée, semble prometteuse. De plus, elle peut encore être améliorée tant au niveau du système qu'au niveau des méthodes de reconstruction. Nous croyons donc qu'une fois mature, cette technologie pourra être appliquée à la détection de l'œdème pulmonaire.

RÉFÉRENCES

ADLER, A., AMYOT, R., GUARDO, R., BATES, J. et BERTHIAUME, Y. (1997). Monitoring Changes in Lung Air and Liquid Volumes with Electrical Impedance Tomography. *Journal of Applied Physiology*, 83 (5) : 1762–1767.

ADLER, A., BERTHIAUME, Y. et AMYOT, R. (1995). Imaging of the Pulmonary Edema with Electrical Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the 17th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society and the 21st Canadian Medical and Biological Engineering Conference*, 557–558.

ADLER, A. et GUARDO, R. (1996). Electrical Impedance Tomography : Regularized Imaging and Contrast Detection. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 15 (2) : 170–179.

AGERE®, HEWLETT-PACKARD®, INTEL®, MICROSOFT®, NEC®, PHILIPS® et SAMSUNG® (2005). Wireless Universal Serial Bus Specification.

ALTERA® (2003). High-Speed Board Layout Guidelines.

AMBARDAR, A. (1995). *Analog and Digital Signal Processing.* PWS Publishing Company.

ARPINAR, V. E. et EYÜBOĞLU, B. M. (2001). Microcontroller Controlled, Multifrequency Electrical Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 23rd Annual EMBS International Conference*, 2289–2291.

AVIS, N. J., BARBER, D. C., BROWN, B. H. et KIBER, M. A. (1992). Back-Projection Distortions in Applied Potential Tomography Images Due to Non-Uniform Reference Conductivity Distributions. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 13 (Supplément A) : 113–117.

BARBER, D. C. et BROWN, B. H. (1986). Recent Developments in Applied Potential Tomography - APT. *Information Processing in Medical Imaging*, 106–121.

BARBER, D. C. et BROWN, B. H. (1988). Errors in Reconstruction of Resistivity Images Using a Linear Reconstruction Technique. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 9 (Supplément A) : 101–104.

BLAD, B. (1994). An Electrical Impedance Tomography System for Complex Impedance Imaging. *Innovation and Technology in Biology and Medicine*, 15 (Supplément 1) : 80–88.

BLAD, B. (1996). Clinical Applications of Characteristic Frequency Measurements : Preliminary In Vivo Study. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 34 : 362–365.

BRANDSTÄTTER, B., HOLLAUS, K., HUTTEN, H., MAYER, M., MERWA, R. et SCHARFETTER, H. (2003). Direct Estimation of Cole Parameters in Multifrequency EIT Using a Regularized Gauss-Newton Method. *Physiological Measurement*, 24 : 437–448.

BRANDSTÄTTER, B., SCHARFETTER, H. et MAGELE, C. (2001). Multi Frequency Electrical Impedance Tomography. *COMPEL : The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 20 (3) : 828–847.

BROWN, B. H., BARBER, D. C., MORICE, A. H. et LEATHARD, A. D. (1994a). Cardiac and Respiratory Related Electrical Impedance Changes in the Human Thorax. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 41 (8) : 729–734.

BROWN, B. H., BARBER, D. C., WANG, W., LU, L., LEATHARD, A. D., SMALLWOOD, R. H., HAMPSHIRE, A. R., MACKAY, R. et HATZIGALANIS, K. (1994b). Multi-Frequency Imaging and Modelling of Respiratory Related Electrical Impedance Changes. *Physiological Measurement*, 15 (Supplément A) : A1–A12.

BROWN, B. H., FLEWELLING, R., GRIFFITHS, H., HARRIS, N. D., LEATHARD, A. D., LU, L., MORICE, A. H., NEUFELD, G. R., NOPP, P. et WANG, W. (1996). EITS Changes following Oleic Acid Induced Lung Water. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A117–A130.

BROWN, B. H., LEATHARD, A. D., LU, L., WANG, W. et HAMPSHIRE, A. (1995a). Measured and Expected Cole Parameters from Electrical Impedance Tomographic Spectroscopy Images of the Human Thorax. *Physiological Measurement*, 16 (Supplément A) : A57–A67.

BROWN, B. H., LEATHARD, A. D., WANG, W., LU, L., HARRIS, N. D. et NOPP, P. (1995b). Modelling of EITS Images to Show Lung Water. *Innovation and Technology in Biology and Medicine*, 16 (6) : 738–741.

BROWN, B. H. et SEAGAR, A. D. (1987). The Sheffield Data Collection System. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8 (Supplément A) : 91–97.

CARROLL, L. (1866). *Alice's Adventures in Wonderland.* William Morrow & Co (1992).

CARTER, B. (2002). Circuit Board Layout Techniques. Dans MANCINI, R., éditeur, *Op Amps for Everyone*. Texas Instruments®.

CASAS, O., BRAGÓS, R., RIU, P. J. et ROSELL, J. (2000). Algorithms for Parametric Images in MEIT Systems. *Physiological Measurement*, 21 (1) : 35–43.

CASAS, O., BRAGÓS, R., ROSELL, J., TRESÀNCHEZ, M., WARREN, M., RODRIGUEZ-SINOVAS, A., CARREÑO, A. et CINCA, J. (1999). In Vivo and In Situ Ischemic Tissue Characterization Using Electrical Impedance Spectroscopy. *Annals of the New York Academy of Sciences*, 873 : 51–58.

CASAS, O., ROSELL, J., BRAGÓS, R., LOZANO, A. et RIU, P. J. (1996). A Parallel Broadband Real-Time System for Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A1–A6.

CHANG, Y.-J., CODDINGTON, P. et HUTCHENS, K. (1997). The NPAC/ OLDA Visible Human Viewer. Consultation en ligne "http :// www.dhpc.adelaide.edu.au/ projects/ vishuman2/".

CHAUVEAU, N., AYEVA, B., RIGAUD, B. et MORUCCI, J. P. (1996). A Multifrequency Serial EIT System. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A7–A13.

COHEN-BACRIE, C., GOUSSARD, Y. et GUARDO, R. (1997). Regularized Reconstruction in Electrical Impedance Tomography Using a Variance Uniformization Constraint. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 16 (5) : 562–571.

COLE, K. S. et COLE, R. H. (1941). Dispersion and Absorption in Dielectrics - I. Alternating Current Characteristics. *Journal of Chemical Physics*, 9 : 341–351.

DALZIEL, C. F. (1972). Electric Shock Hazard. *IEEE Spectrum*, 41–50.

DAZÉ, P.-L. (2004). Intégration d'un tomographe d'impédance électrique dans un réseau de portes programmables (FPGA). Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

DUDYKEVYCH, T., GERSING, E., THIEL, F. et HELLIGE, G. (2001). Impedance Analyser Module for EIT and Spectroscopy Using Undersampling. *Physiological Measurement*, 22 (1) : 19–24.

FAES, T. J. C., VAN DER MEIJ, H. A., DE MUNCK, J. C. et HEETHAAR, R. M. (1999). The Electric Resistivity of Human Tissues (100 Hz-10 MHz) : A Meta-Analysis of Review Studies. *Physiological Measurement*, 20 (Revue) : R1–R10.

FITZGERALD, A., GRIFFITHS, H. et HOLDER, D. (1998). Experimental Validation of Multi-Frequency EIT Based on Phase Magnitude Imaging. Dans *Proceedings of the Xth International Conference on Electrical Bio-Impedance, Barcelona*, 127–130.

FITZGERALD, A. J., THOMAS, B. J., CORNISH, B. H., MICHAEL, G. J. et WARD, L. C. (1997). Extraction of Electrical Characteristics from Pixels of Multifrequency EIT Images. *Physiological Measurement*, 18 (2) : 107–118.

FLETCHER, R. (1980). *Practical Methods of Optimization : Volume 1 - Unconstrained Optimization*. John Wiley & Sons.

FLORESTAL, J. R. (2001). Étude prospective de l'application de la tomographie d'impédance électrique à la détection de tumeurs du sein. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

FORTIN, A. et GARON, A. (2000). *Les éléments finis : de la théorie à la pratique.* École Polytechnique de Montréal.

FOSTER, K. R. et SCHWAN, H. P. (1986). Dielectric Properties of Tissues. Dans POLK, C. et POSTOW, E., éditeurs, *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields.* CRC Press.

FREESTON, I. L. et TOZER, R. C. (1995). Impedance Imaging using Induced Currents. *Physiological Measurement*, 16 (Supplément 3A) : A257–A266.

FRERICHS, I., HAHN, G., SCHRÖDER, T. et HELLIGE, G. (1998). Electrical Impedance Tomography in Monitoring Experimental Lung Injury. *Intensive Care Medicine*, 24 : 829–836.

GABRIEL, C. et GABRIEL, S. (1999). Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies. Consultation en ligne "http :// www.brooks.af.mil/ AFRL/ HED/ hedr/ reports/ dielectric/ Title/ Title.html".

GABRIEL, C., GABRIEL, S. et CORTHOUT, E. (1996a). The Dielectric Properties of Biological Tissues : I. Literature Survey. *Physics in Medicine and Biology*, 41 : 2231–2249.

GABRIEL, S., LAU, R. W. et GABRIEL, C. (1996b). The Dielectric Properties of Biological Tissues : II. Measurements in the Frequency Range 10 Hz to 20 GHz. *Physics in Medicine and Biology*, 41 : 2251–2269.

GABRIEL, S., LAU, R. W. et GABRIEL, C. (1996c). The Dielectric Properties of Biological Tissues : III. Parametric Models for the Dielectric Spectrum of Tissues. *Physics in Medicine and Biology*, 41 : 2271–2293.

GAGNON, H. (1997). Application de la tomographie d'impédance électrique à la résolution du problème inverse en électrocardiographie. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

GAGNON, H. (2003). *Évaluation de la ventilation pulmonaire par tomographie d'impédance électrique.* Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal.

GAGNON, H. et GUARDO, R. (2005). A Method for Designing Electrical Impedance Tomography (EIT) Phantoms of Arbitrary Shape and Conductivity Distribution. *Biomedizinische Technik*, 50 (Supplément 1) : 297–298.

GAONA, A., AGUILLÓN, M. A., SÁNCHEZ, R., LEAL, E. et ZAPATA, A. R. (2002). Design, Construction and Evaluation of a System in Electrical Impedance Tomography (EIT). Applications on Cerebral Tissue in Rats. Dans *Proceedings of the Second Joint EMBS/BMES Conference*, 1760–1761.

GERSING, E. et OSYPKA, M. (1994). EIT Using Magnitude and Phase in an Extended Frequency Range. *Physiological Measurement*, 15 (Supplément A) : A21–A28.

GHAHARY, A. et WEBSTER, G. (1989). Electrical Safety for an Electrical Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 461–462.

GRAHAM, B. M. et ADLER, A. (2006). Objective Selection of Hyperparameter for EIT. *Physiological Measurement*, 27 (5) : S65–S79.

GRIFFITHS, H. (1987). The Importance of Phase Measurement in Electrical Impedance Tomography. *Physics in Medicine and Biology*, 32 (11) : 1435–1444.

GRIFFITHS, H. (1995). Tissue Spectroscopy with Electrical Impedance Tomography : Computer Simulations. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 42 (9) : 948–954.

GRIFFITHS, H. et AHMED, A. (1987a). A Dual-Frequency Applied Potential Tomography Technique : Computer Simulations. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8 (Supplément A) : 103–107.

GRIFFITHS, H. et AHMED, A. (1987b). Applied Potential Tomography for Non-Invasive Temperature Mapping in Hyperthermia. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8 (Supplément A) : 147–153.

GRIFFITHS, H. et JOSSINET, J. (1994). Bioelectrical Spectroscopy from Multi-Frequency EIT. *Physiological Measurement*, 15 (Supplément A) : A59–A63.

GRIFFITHS, H. et ZHANG, Z. (1989a). A Dual-Frequency Electrical Impedance Tomography System. *Physics in Medicine and Biology*, 34 (10) : 1465–1476.

GRIFFITHS, H. et ZHANG, Z. (1989b). Dual-Frequency Electrical Impedance Tomography In Vitro and In Vivo. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 476–477.

HALTER, R., HARTOV, A. et PAULSEN, K. D. (2004). Design and Implementation of a High Frequency Electrical Impedance Tomography System. *Physiological Measurement*, 25 (1) : 379–390.

HAMPSHIRE, A., SMALLWOOD, R. H., BROWN, B. H., MARVEN, S. et PRIMHAK, R. A. (1995a). Modelling Cole-Cole Parameters of Neonatal Lungs. *Innovation and Technology in Biology and Medicine*, 16 (6) : 736–737.

HAMPSHIRE, A., SMALLWOOD, R. H., BROWN, B. H. et PRIMHAK, R. A. (1995b). Multifrequency and Parametric EIT Images of Neonatal Lungs. *Physiological Measurement*, 16 (Supplément A) : A175–A189.

HARTINGER, A. E. (2006). Optimisation et modélisation d'un système de tomographie d'impédance électrique. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

HARTINGER, A. E., GAGNON, H. et GUARDO, R. (2006). A Method for Modelling and Optimizing an Electrical Impedance Tomography System. *Physiological Measurement*, 27 (5) : S51–S64.

HARTINGER, E. et EL FEHRI, L. (2003). Génération d'un filtre de régularisation anisotrope en tomographie d'impédance électrique. Rapport technique, École Polytechnique de Montréal.

HOLDER, D. S., HANQUAN, Y. et RAO, A. (1996). Some Practical Biological Phantoms for Calibrating Multifrequency Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A167–A177.

JOSSINET, J., TOURTEL, C. et RISACHER, F. (1994). A 2 MHz Wide Band Full Wave Distributed Impedance Tomograph. Dans *Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 543–544.

JOSSINET, J. et TRILLAUD, C. (1991). High Frequency Imaging of Capacitive Targets. Dans *Proceedings of the 13th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 18–19.

JOSSINET, J. et TRILLAUD, C. (1992). Imaging the Complex Impedance in Electrical Impedance Tomography. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 13 (Supplément A) : 47–50.

JOSSINET, J., TRILLAUD, C., RISACHER, F. et MCADAMS, E. T. (1993). A High Frequency Electrical Impedance Tomograph using Distributed Parallel Input Channels. *Medical Progress through Technology*, 19 : 167–172.

KERNER, T. E., HARTOV, A., SOHO, S. K., POPLACK, S. P. et PAULSEN, K. D. (2002a). Imaging the Breast with EIS : An Initial Study of Exam Consistency. *Physiological Measurement*, 23 (1) : 221–236.

KERNER, T. E., PAULSEN, K. D., HARTOV, A., SOHO, S. K. et POPLACK, S. P. (2002b). Electrical Impedance Spectroscopy of the Breast : Clinical Imaging Results in 26 Subjects. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 21 (6) : 638–645.

KESTER, W. (2004). Interfacing to Data Converters – Sampling Clock Generation. Dans KESTER, W., éditeur, *Op Amps for Everyone.* Analog Devices®.

KLEPFER, R. N., JOHNSON, C. R. et MACLEOD, R. S. (1997). The Effects of Inhomogeneities and Anisotropies on Electrocardiographic Fields : A 3-D Finite-Element Study. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 44 (8) : 706–719.

LAROUSSE (1995). Le Petit Larousse illustré 1996.

LESSARD, S. et MONGA (1993). *Statistique : Concepts et Méthodes.* Les Presses de l'Université de Montréal, Masson.

LEVITZKY, M. G. (1995). *Pulmonary Physiology, Fourth Edition.* McGraw-Hill.

LI, J. H., JOPPEK, C. et FAUST, U. (1996). Fast EIT Data Acquisition System with Active Electrodes and its Application to Cardiac Imaging. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A25–A32.

LIONHEART, W. R. B., KAIPIO, J. et MCLEOD, C. N. (2001). Generalized Optimal Current Patterns and Electrical Safety in EIT. *Physiological Measurement*, 22 (1) : 85–90.

LU, L., BROWN, B. H., BARBER, D. C. et LEATHARD, A. D. (1995). A Fast Parametric Modelling Algorithm with the Powell Method. *Physiological Measurement*, 16 (Supplément A) : A39–A47.

LU, L., HAMZAOUI, L., BROWN, B. H., RIGAUD, B., SMALLWOOD, R. H., BARBER, D. C. et MORUCCI, J. P. (1996). Parametric Modelling for Electrical Impedance Spectroscopy System. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 34 : 122–126.

MAALOUF, K. (2002). Tomographie d'impédance électrique par courants de Foucault. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

MARQUARDT, D. W. (1963). An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters. *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, 11 (2) : 431–441.

MARVEN, S. S., HAMPSHIRE, A., SMALLWOOD, R. H., BROWN, B. H. et PRIMHAK, R. A. (1996). Reproducibility of Electrical Impedance Tomographic Spectroscopy (EITS) Parametric Images of Neonatal Lungs. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A205–A212.

MAURICE, I. (2005). Développement d'un module d'électrodes actives pour un tomographe d'impédance électrique multifréquence. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

MAYER, M., BRUNNER, P., MERWA, R., SMOLLE-JÜTTNER, F. M., MAIER, A. et SCHARFETTER, H. (2006). Direct Reconstruction of Tissue Parameters from Differential Multifrequency EIT In Vivo. *Physiological Measurement*, 27 (5) : S93–S101.

MCEWAN, A., ROMSAUEROVA, A., YERWORTH, R., HORESH, L., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2006). Design and Calibration of a Compact Multi-Frequency EIT System for Acute Stroke Imaging. *Physiological Measurement*, 27 (5) : S199–S210.

NASSIRI, M. A. (2005). Configurations alternatives d'électrodes en tomographie d'impédance électrique. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

NEWELL, J. C., EDIC, P. M., REN, X., LARSON-WISEMAN, J. L. et DANYLEIKO, M. D. (1996). Assessment of Acute Pulmonary Edema in Dogs by Electrical Impedance Imaging. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 43 (2) : 133–138.

NEWELL, J. C., ISAACSON, D., SAULNIER, G. J., CHENEY, M. et GISSER, D. (1993). Acute Pulmonary Edema Assessed by Electrical Impedance Imaging. Dans *Proceedings of the 15th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 92–93.

NOBLE, T. J., HARRIS, N. D., MORICE, A. H., MILNES, P. et BROWN, B. H. (2000). Diuretic Induced Change in Lung Water Assessed by Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, 21 : 155–163.

NOBLE, T. J., MORICE, A. H., MILNES, P., HARRIS, N. D., LEATHARD, A. D., SMITH, S. et BROWN, B. H. (1996). Electrical Impedance Tomographic Spectroscopy in the Detection of Increased Lung Water in Heart Failure. Dans *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 778–779.

OSTERMAN, K. S., KERNER, T. E., WILLIAMS, D. B., HARTOV, A., POPLACK, S. P. et PAULSEN, K. D. (2000). Multifrequency Electrical Impedance Imaging : Preliminary In Vivo Experience in Breast. *Physiological Measurement*, 21 (1) : 99–109.

PEASE, R. A. (1991). *Troubleshooting Analog Circuits*. Newsnes (Butterworth-Heinemann).

POVILL, R. et RIU, P. (1995). Quantification in Multifrequency Tomography. *Physiological Measurement*, 16 (Supplément A) : A69–A78.

RECORD, P. M. (1994). Single-Plane Multifrequency Electrical Impedance Instrumentation. *Physiological Measurement*, 15 (Supplément A) : A29–A35.

RIGAUD, B., HAMZAOUI, L., FRIKHA, R., CHAUVEAU, N. et MORRUCI, J. P. (1995). In Vitro Tissue Characterization and Modelling Using Electrical Impedance Measurements in the 100 Hz-10 MHz Frequency Range. *Physiological Measurement*, 16 (Supplément A) : A15–A28.

RIGAUD, B., MORUCCI, J. P. et CHAUVEAU, N. (1996). Biomedical Impedance Techniques in Medicine, Part I : Bioimpedance Measurement, Second Section : Impedance Spectrometry. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 24 (4–6) : 257–351.

RIU, P., ROSELL, J. et PALLÁS-ARENY, R. (1992). In Vivo Static Imaging for the Real and the Reactive Parts in Electrical Impedance Tomography Using Multifrequency Techniques. Dans *Proceedings of the 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 1706–1707.

RIU, P. J., BRAGÓS, R. et ROSELL, J. (1996). Broadband Quasi-Differential Multifrequency Electrical Impedance Imaging System. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A39–A47.

ROMSAUEROVA, A., MCEWAN, A., HORESH, L., YERWORTH, R., BAYFORD, R. H. et HOLDER, D. S. (2006). Multi-Frequency Electrical Impedance Tomography (EIT) of the Adult Human Head : Initial Findings in Brain Tumors, Arteriovenous Malformations

and Chronic Stroke, Development of an Analysis Method and Calibration. *Physiological Measurement*, 27 (5) : S147–S161.

SANSEN, W., GEERAERTS, B., PETEGEM, W. V., DEHAENE, W. et STEYAERT, M. (1992). Voltage versus Current Driven High Frequency EIT Systems. Dans *Proceedings of the 1992 International Biomedical Engineering Days*, 102–106.

SCHLAPPA, J., ANNESE, E. et GRIFFITHS, H. (2000). Systematic Errors in Multi-Frequency EIT. *Physiological Measurement*, 21 (1) : 111–118.

SHALLOF, A. M. et BARBER, D. C. (1996a). Imaging the Complex Conductivity in Electrical Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the 3rd IEEE International Conference on Image Processing*, 543–546.

SHALLOF, A. M. et BARBER, D. C. (1996b). Tissue Characterisation Using a Multi-frequency of Electrical Impedance Tomography. Dans *Proceedings of the IEE Colloquium on Advances in Electrical Tomography*, 2/1–2/4.

SHI, X., DONG, X., YOU, F., FU, F. et LIU, R. (2005). High Precision Multifrequency Electrical Impedance Tomography System and Preliminary Imaging Results on Saline Tank. Dans *Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference*, 1492–1495.

SIKORA, R. et ZEŃCZAK, M. (1999). Optimum Selection of Frequency for Medical Equipment Using Electrical Impedance Tomography. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 10 : 193–202.

SMALLWOOD, R. H. et HAMPSHIRE, A. R. (1995). Data Processing Techniques for Serial EIT Spectroscopy Images : A Review of some Preliminary Results. *Physiological Measurement*, 16 (Supplément A) : A129–A142.

SMALLWOOD, R. H., HAMPSHIRE, A. R., BROWN, B. H., PRIMHAK, R. A. et MARVEN, S. A. (1999). A Comparison of Neonatal and Adult Lung Impedances Derived from EIT Images. *Physiological Measurement*, 20 (4) : 401–413.

SMITH, R. W. M., FREESTON, I. L. et BROWN, B. H. (1989). Digital Demodulator for Electrical Impedance Imaging. Dans *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 1744–1745.

SONI, N. K., HARTOV, A., KOGEL, C., POPLACK, S. P. et PAULSEN, K. D. (2004). Multi-Frequency Electrical Impedance Tomography of the Breast : New Clinical Results. *Physiological Measurement*, 25 (1) : 301–314.

SONI, N. K., PAULSEN, K. D., DEHGHANI, H. et HARTOV, A. (2006). Finite Element Implementation of Maxwell's Equations for Image Reconstruction in Electrical Impedance Tomography. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 25 (1) : 55–61.

STAUB, N. C. (1983). The Measurement of Lung Water Content. *Journal of Microwave Power*, 18 (3) : 259–263.

TANGUAY, L.-F. (2004). Tomographie d'impédance électrique par courants induits (TIECI) : algorithmes et instrumentation. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

THIEL, F., HAHN, G., GERSING, E., DUDYKEVYCH, T., HARTUNG, C. et HELLIGE, G. (2001). Semiparallel, Multi-Frequency Equipment for Electrical Bio-Impedance Measurements. Dans *Proceedings of the XIth International Conference on Electrical Bio-Impedance, Oslo*, 225–228.

WANG, W., TANG, M., MCCORMICK, M. et DONG, X. (2001). Preliminary Results from an EIT Breast Imaging Simulation System. *Physiological Measurement*, 22 (1) : 39–48.

WANG, W., TUNSTALL, B., CHAUHAN, D. et MCCORMICK, M. (1998). The Design of the Montfort MK2 Electrical Impedance Mammography System. Dans *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, 1042–1043.

WEBSTER, J. G. (1990). *Electrical Impedance Tomography.* Adam Hilger.

WILSON, A. J., MILNES, P., WATERWORTH, A. R., SMALLWOOD, R. H. et BROWN, B. H. (2001). Mk3.5 : A Modular, Multi-Frequency Successor to the Mk3a EIS/EIT System. *Physiological Measurement*, 22 (1) : 49–54.

YORKEY, T. J., WEBSTER, J. G. et TOMPKINS, W. J. (1987). Comparing Reconstruction Algorithms for Electrical Impedance Tomography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 34 (11) : 843–852.

ZHANG, Z. et GRIFFITHS, H. (1990). Dual-Frequency Electrical Impedance Tomography of the Forearm. Dans *Proceedings of a Meeting on Electrical Impedance Tomography of the European Community Concerted Action on Electrical Impedance Tomography Copenhagen*, 256–262.

ZHAO, T. X., BROWN, B. H., NOPP, P., WANG, W., LEATHARD, A. D. et LU, L. (1996). Modelling of Cardiac-Related Changes in Lung Resistivity Mesured with EITS. *Physiological Measurement*, 17 (Supplément A) : A227–A234.

ZHU, Q. S., MCLEOD, C. N., DENYER, C. W., LIDGEY, F. J. et LIONHEART, W. R. B. (1994). Development of a Real-Time Adaptive Current Tomograph. *Physiological Measurement*, 15 (Supplément A) : A37–A43.

ANNEXE A

DÉVELOPPEMENT DU PROBLÈME DIRECT

Le problème direct en TIE-MF consiste à trouver les mesures de différences de potentiel à la surface d'un milieu, le thorax dans le cas de ce projet, connaissant la fréquence et la valeur des courants appliqués, l'emplacement des électrodes ainsi que la géométrie et la distribution de conductivité du milieu.

Cette annexe montre le développement, à partir des équations de Maxwell, de l'équation différentielle représentant la physique du problème. Par la suite, elle présente de quelle façon la méthode des éléments finis permet d'obtenir les mesures de TIE-MF. Pour cette partie, nous suggérons au lecteur de se référer à l'ouvrage de Fortin et Garon (2000) afin de mieux suivre les développements mathématiques.

A.1 Mise en équation

La théorie électromagnétique est décrite par les quatre équations de Maxwell :

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t}, \tag{A.1}$$

$$\nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J}_{\mathrm{c}} + \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t}, \tag{A.2}$$

$$\nabla \cdot \boldsymbol{D} = \rho, \tag{A.3}$$

$$\nabla \cdot \boldsymbol{B} = 0, \tag{A.4}$$

où $\boldsymbol{E}$ et $\boldsymbol{H}$ représentent, respectivement, les champs électrique et magnétique, $\boldsymbol{B}$, la densité de flux magnétique, $\boldsymbol{D}$, la densité de flux électrique, $\boldsymbol{J}_{\mathrm{c}}$, la densité de courant de conduction, ρ, la densité de charge et t, le temps. Notons que le terme $\partial \boldsymbol{D}/\partial t$ représente la densité de courant de déplacement.

À partir de ces équations, on peut dériver l'équation différentielle décrivant la physique du problème en TIE-MF.

En prenant la divergence de chaque côté de l'équation (A.2), on obtient

$$\boldsymbol{\nabla} \cdot \boldsymbol{\nabla} \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{\nabla} \cdot \left(\boldsymbol{J}_{\mathrm{c}} + \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} \right). \tag{A.5}$$

Comme la divergence d'un rotationnel est nulle, on trouve

$$\boldsymbol{\nabla} \cdot \left(\boldsymbol{J}_{\mathrm{c}} + \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} \right) = 0. \tag{A.6}$$

Cette dernière équation est en fait l'équation de conservation de la charge.

Comme

$$\boldsymbol{D} = \varepsilon_0 \varepsilon \boldsymbol{E}, \tag{A.7}$$

où ε_0 représente la permittivité du vide ($\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m) et ε, la permittivité relative, et que

$$\boldsymbol{J}_{\mathrm{c}} = \sigma \boldsymbol{E}, \tag{A.8}$$

où σ représente la conductivité, on obtient

$$\boldsymbol{\nabla} \cdot \left(\sigma \boldsymbol{E} + \frac{\partial}{\partial t} \varepsilon_0 \varepsilon \boldsymbol{E} \right) = 0. \tag{A.9}$$

La limite supérieure de la plage de fréquences utilisée par le système de TIE-MF est 1 MHz. On peut donc utiliser l'approximation électroquasistatique (Soni *et al.*, 2006). On néglige ainsi le champ électrique secondaire provenant du champ magnétique généré par le champ électrique primaire. L'équation (A.1) devient donc

$$\boldsymbol{\nabla} \times \boldsymbol{E} = \boldsymbol{0}. \tag{A.10}$$

Le champ $\boldsymbol{E}$ est donc déterminé uniquement par le potentiel électrique scalaire V selon la relation

$$\boldsymbol{E} = -\boldsymbol{\nabla} V, \tag{A.11}$$

puisque $\boldsymbol{\nabla} \times (-\boldsymbol{\nabla} V) = \mathbf{0}$, satisfaisant l'équation (A.10).

On obtient alors

$$-\boldsymbol{\nabla} \cdot \left(\sigma \boldsymbol{\nabla} V + \frac{\partial}{\partial t} \varepsilon_0 \varepsilon \boldsymbol{\nabla} V \right) = 0, \tag{A.12}$$

ou

$$-\boldsymbol{\nabla} \cdot (\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon)\, \boldsymbol{\nabla} V^* = 0, \tag{A.13}$$

où * indique la notation phaseur.

Le terme $(\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon)$ de l'équation (A.13) représente en fait la conductivité complexe. On peut ainsi remplacer le terme $(\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon_0\varepsilon)$ par σ^* et obtenir enfin l'équation différentielle suivante :

$$-\boldsymbol{\nabla} \cdot \sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^* = 0. \tag{A.14}$$

A.2 Résolution par la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est la plus utilisée en TIE (Webster, 1990). Elle permet de résoudre l'équation (A.14), c'est-à-dire de trouver V^*, pour un certain domaine Ω et des conditions sur la frontière Γ de ce domaine. Dans le présent projet, le domaine correspond au thorax, la frontière, à la surface du thorax et les conditions, aux courants appliqués au niveau des électrodes.

On cherche donc V^* solutionnant l'équation différentielle

$$-\boldsymbol{\nabla} \cdot \sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^* = 0 \quad \text{dans} \quad \Omega, \tag{A.15}$$

et répondant aux conditions naturelles (conditions de Neumann) suivantes :

$$-\sigma^* \nabla V^* \cdot \boldsymbol{n} = \quad -J_{\mathrm{s}}^* \qquad \text{sur} \quad \Gamma_{\mathrm{s}}, \tag{A.16}$$

$$-\sigma^* \nabla V^* \cdot \boldsymbol{n} = \quad J_{\mathrm{p}}^* \qquad \text{sur} \quad \Gamma_{\mathrm{p}}, \tag{A.17}$$

$$-\sigma^* \nabla V^* \cdot \boldsymbol{n} = \quad 0 \qquad \text{sur} \quad \Gamma_{\emptyset}, \tag{A.18}$$

où $\boldsymbol{n}$ correspond au vecteur normal. Γ_{s} et Γ_{p} représentent les parties de la frontière, c'est-à-dire les électrodes, correspondant à la source et au puits de courant respectivement, et $\Gamma_{\emptyset}$, la partie pour laquelle aucun courant n'est appliqué, c'est-à-dire tout le reste de la surface du thorax. Notons que $\Gamma_{\mathrm{s}} \bigcup \Gamma_{\mathrm{p}} \bigcup \Gamma_{\emptyset} = \Gamma$ et que $\Gamma_{\mathrm{s}} \bigcap \Gamma_{\mathrm{p}} \bigcap \Gamma_{\emptyset} = \emptyset$. Les termes J_{s}^* et J_{p}^* représentent, quant à eux, les densités de courant de la source et du puits de courant respectivement.

On remarque que l'espace fonctionnel est $H^1(\Omega)$[†] puisque le problème est d'ordre deux et qu'aucune condition essentielle (condition de Dirichlet) n'a été fixée sur Γ (Fortin et Garon, 2000).

On peut choisir une fonction de pondération arbitraire $w \in H^1(\Omega)$, la multiplier par le terme de gauche de l'équation (A.15) et intégrer sur Ω pour obtenir

$$\int_{\Omega} \left(-\nabla \cdot \sigma^* \nabla V^*\right) w \, dv = 0, \tag{A.19}$$

où dv représente un élément de volume pour Ω tridimensionnel ou de surface pour Ω bidimensionnel.

En utilisant l'identité

$$\left(-\nabla \cdot \sigma^* \nabla V^*\right) w = \nabla \cdot w \left(-\sigma^* \nabla V^*\right) - \nabla w \cdot \left(-\sigma^* \nabla V^*\right), \tag{A.20}$$

[†] $H^1(\Omega)$: espace de Sobolev pour lequel les fonctions de cet espace ainsi que leur dérivée première appartiennent à $L^2(\Omega)$, l'ensemble des fonctions de carré sommable (Fortin et Garon, 2000).

on obtient

$$\int_\Omega \boldsymbol{\nabla} \cdot w\,(-\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*)\; dv - \int_\Omega \boldsymbol{\nabla} w \cdot (-\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*)\; dv = 0. \tag{A.21}$$

À l'aide du théorème de la divergence donné par

$$\int_\Omega \boldsymbol{\nabla} \cdot w\,(-\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*)\; dv = \int_\Gamma w\,(-\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*) \cdot \boldsymbol{n}\, ds, \tag{A.22}$$

où ds représente un élément de surface pour Ω tridimensionnel ou de ligne pour Ω bidimensionnel, on remplace le premier terme du membre de gauche pour donner

$$-\int_\Omega \boldsymbol{\nabla} w \cdot (-\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*)\; dv + \int_\Gamma w\,(-\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*) \cdot \boldsymbol{n}\, ds = 0. \tag{A.23}$$

En déplaçant les conditions aux frontières dans le membre de droite, on trouve

$$\int_\Omega \boldsymbol{\nabla} w \cdot (\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*)\; dv = \int_\Gamma w\,(\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*) \cdot \boldsymbol{n}\, ds. \tag{A.24}$$

En remplaçant $(-\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*) \cdot \boldsymbol{n}$ par les conditions naturelles (A.16), (A.17) et (A.18) sur Γ_s, Γ_p et $\Gamma_\emptyset$ respectivement, on obtient la formulation variationnelle (ou forme faible) du problème :

$$\int_\Omega \boldsymbol{\nabla} w \cdot (\sigma^* \boldsymbol{\nabla} V^*)\; dv = \int_{\Gamma_\mathrm{s}} w J_\mathrm{s}^*\, ds - \int_{\Gamma_\mathrm{p}} w J_\mathrm{p}^*\, ds. \tag{A.25}$$

Il s'agit maintenant de diviser Ω en un nombre fini n_e d'éléments discrets pour former un maillage. Ce dernier est généré en choisissant un certain nombre n_n de points (nœuds) et en les interconnectant pour former les éléments. On peut former un maillage en utilisant la méthode de *triangulation de Delaunay* par exemple (Gagnon, 1997).

Chaque élément K du maillage est constitué de n_d degrés de liberté, ceux-ci étant associés ici aux nœuds du maillage. On cherche alors à résoudre, par approximation, l'équation différentielle du problème à l'intérieur de chaque élément séparément. Pour ce faire, on résout

l'équation (A.24) sur chaque élément K. On ne peut utiliser l'équation (A.25) puisque les conditions naturelles ne s'appliquent qu'au problème global. On obtient donc

$$\int_K \nabla w \cdot (\sigma^* \nabla V^*)\, dv = \int_{\partial K} w\, (\sigma^* \nabla V^*) \cdot \boldsymbol{n}_K\, ds, \tag{A.26}$$

où ∂K représente la frontière de K. En remplaçant $(\sigma^* \nabla V^* \cdot \boldsymbol{n}_K)$ par J_K^*, on obtient

$$\int_K \nabla w \cdot (\sigma^* \nabla V^*)\, dv = \int_{\partial K} w J_K^*\, ds. \tag{A.27}$$

Il s'agit maintenant d'approximer la fonction V^* recherchée et la fonction σ^* par des fonctions d'interpolation qui seront associées à chaque degré de liberté, c'est-à-dire

$$V^*(\boldsymbol{x})\,|_K \simeq V_K^*(\boldsymbol{x}) = \sum_{j=1}^{n_\mathrm{d}} V_{K_j}^* \psi_{K_j}, \tag{A.28}$$

$$\sigma^*(\boldsymbol{x})\,|_K \simeq \sigma_K^*(\boldsymbol{x}) = \sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}} \sigma_{K_h}^* \psi_{K_h}. \tag{A.29}$$

Chaque fonction d'interpolation ψ_{K_j} vaut 1 aux coordonnées $\boldsymbol{x}$ du degré de liberté j qui lui est associé et 0 aux coordonnées $\boldsymbol{x}$ des autres degrés de liberté. Chaque degré de liberté j et h possède donc les valeurs $V_{K_j}^*$ et $\sigma_{K_h}^*$ et les fonctions d'interpolation permettent d'approximer $V^*(\boldsymbol{x})|_K$ et $\sigma^*(\boldsymbol{x})|_K$ pour tous les autres points de l'élément. Il est important de noter que les fonctions utilisées pour V^* et σ^* peuvent être différentes.

Ici, la conductivité a été associée à chaque nœud du maillage. On aurait pu choisir de la laisser constante sur chaque élément. Cela aurait permis de simplifier les calculs en sortant le terme σ^* de l'intégrale de gauche de l'équation (A.27). Cependant, en associant la conductivité à chaque nœud, on s'assure de lui conserver une continuité dans le milieu. De plus, on réduit le nombre d'inconnues à trouver lors de la reconstruction d'images puisqu'il y a habituellement moins de nœuds que d'éléments dans un maillage.

En combinant les équations (A.27), (A.28) et (A.29), on obtient

$$\sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}}\sum_{j=1}^{n_\mathrm{d}}\sigma^*_{K_h}V^*_{K_j}\int_K \boldsymbol{\nabla} w\cdot\psi_{K_h}\boldsymbol{\nabla}\psi_{K_j}\,dv = \int_{\partial K} wJ^*_K\,ds. \tag{A.30}$$

Comme w est une fonction arbitraire, mais qui doit appartenir à $H^1(\Omega)$, et que l'on cherche la fonction V^* telle que $V^* \in H^1(\Omega)$, on peut utiliser la même fonction d'interpolation ψ pour approximer w. On obtient alors le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
\sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}}\sum_{j=1}^{n_\mathrm{d}}\sigma^*_{K_h}V^*_{K_j}\int_K \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_1}\cdot\psi_{K_h}\boldsymbol{\nabla}\psi_{K_j}\,dv &= \int_{\partial K}\psi_{K_1}J^*_K\,ds\\
\sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}}\sum_{j=1}^{n_\mathrm{d}}\sigma^*_{K_h}V^*_{K_j}\int_K \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_2}\cdot\psi_{K_h}\boldsymbol{\nabla}\psi_{K_j}\,dv &= \int_{\partial K}\psi_{K_2}J^*_K\,ds\\
&\vdots\\
\sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}}\sum_{j=1}^{n_\mathrm{d}}\sigma^*_{K_h}V^*_{K_j}\int_K \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_i}\cdot\psi_{K_h}\boldsymbol{\nabla}\psi_{K_j}\,dv &= \int_{\partial K}\psi_{K_i}J^*_K\,ds\\
&\vdots\\
\sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}}\sum_{j=1}^{n_\mathrm{d}}\sigma^*_{K_h}V^*_{K_j}\int_K \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_{n_\mathrm{d}}}\cdot\psi_{K_h}\boldsymbol{\nabla}\psi_{K_j}\,dv &= \int_{\partial K}\psi_{K_{n_\mathrm{d}}}J^*_K\,ds.
\end{aligned} \tag{A.31}$$

Il est intéressant de remarquer que, comme on utilise la même fonction pour approximer w et V^*, l'équation (A.24), en remplaçant w par V^*, représente en fait l'équation de conservation d'énergie. L'énergie traduite sous forme de pertes dans Ω sera égale à celle fournie par le courant appliqué sur la frontière Γ.

Le système d'équations (A.31) se traduit par le système linéaire suivant :

$$\sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}}\sigma^*_{K_h}\Upsilon^*_K\boldsymbol{v}^*_K = \boldsymbol{c}^*_K, \tag{A.32}$$

où Y_K^* représente la matrice d'admittance élémentaire pour laquelle les éléments $y_{K_{ij}}^*$ sont donnés par

$$y_{K_{ij}}^* = \sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}} \sigma_{K_h}^* \int_K \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_i} \cdot \psi_{K_h} \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_j}\, dv = \sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}} \sigma_{K_h}^* \int_K \psi_{K_h} \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_j} \cdot \boldsymbol{\nabla}\psi_{K_i}\, dv. \tag{A.33}$$

$\boldsymbol{v}_K^*$ représente le vecteur élémentaire des tensions donné par

$$\boldsymbol{v}_K^* = \begin{bmatrix} V_{K_1}^* & V_{K_2}^* & \cdots & V_{K_j}^* & \cdots & V_{K_{n_\mathrm{d}}}^* \end{bmatrix}^T, \tag{A.34}$$

où T dénote la transposée, et $\boldsymbol{c}_K^*$, le vecteur élémentaire des courants dont chaque élément c_{K_i} est donné par

$$c_{K_i}^* = \int_{\partial K} \psi_{K_i} J_K^*\, ds. \tag{A.35}$$

Pour simplifier les calculs de Y_K^*, on passe à un élément de référence $\hat{K}$ en effectuant un changement de coordonnées $\boldsymbol{x} \rightarrow \boldsymbol{\xi}$ de sorte que $\psi_K(\boldsymbol{x}) = \hat{\psi}(\boldsymbol{\xi})$ (Fortin et Garon, 2000). Ainsi, il n'est pas nécessaire de calculer $\boldsymbol{\nabla}\psi_K$ pour chaque élément K, mais seulement pour l'élément de référence $\hat{K}$. L'équation (A.33) devient

$$y_{K_{ij}}^* = \sum_{h=1}^{n_\mathrm{d}} \sigma_{K_h}^* \int_{\hat{K}} \hat{\psi}_h(\boldsymbol{\xi}) \left[\frac{\partial \hat{\psi}_j(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}}\right]^T (\mathsf{B}_K)^T (\mathsf{B}_K) \left[\frac{\partial \hat{\psi}_i(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}}\right] G_K\, d\boldsymbol{\xi}. \tag{A.36}$$

B_K et G_K représentent respectivement une matrice de passage et un jacobien. Ils dépendent du type d'élément utilisé et des coordonnées des nœuds de l'élément.

Dans le cadre de ce projet, des fonctions d'interpolation $\hat{\psi}_j(\boldsymbol{\xi})$ linéaires et des éléments triangulaires ont été choisis ($n_\mathrm{d} = 3$). Pour les trois nœuds ($j = 1$, 2 et 3) d'un élément de référence $\hat{K}$ de ce type, on obtient (Fortin et Garon, 2000)

$$\hat{\psi}_1(\boldsymbol{\xi}) = 1 - \xi - \eta, \tag{A.37}$$

$$\hat{\psi}_2(\boldsymbol{\xi}) = \xi, \tag{A.38}$$

$$\hat{\psi}_3(\boldsymbol{\xi}) = \eta, \tag{A.39}$$

où $\boldsymbol{\xi} = (\xi, \eta)$.

En dérivant les équations précédentes, on trouve les vecteurs suivants :

$$\frac{\partial \hat{\psi}_1(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \end{bmatrix}^T, \tag{A.40}$$

$$\frac{\partial \hat{\psi}_2(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}^T, \tag{A.41}$$

$$\frac{\partial \hat{\psi}_3(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}^T. \tag{A.42}$$

Le jacobien de l'élément K est donné par

$$G_K = (x_{2_K} - x_{1_K})(y_{3_K} - y_{1_K}) + (x_{1_K} - x_{3_K})(y_{2_K} - y_{1_K}) = 2 \times \text{aire}(K) \tag{A.43}$$

et la matrice de passage B_K par

$$\mathsf{B}_K = \frac{1}{G_K} \begin{bmatrix} y_{3_K} - y_{1_K} & y_{1_K} - y_{2_K} \\ x_{1_K} - x_{3_K} & x_{2_K} - x_{1_K} \end{bmatrix}, \tag{A.44}$$

où (x_{1_K}, y_{1_K}), (x_{2_K}, y_{2_K}) et (x_{3_K}, y_{3_K}) représentent les coordonnées des trois nœuds de l'élément K.

Il aurait été possible d'utiliser une interpolation quadratique et ainsi d'augmenter le nombre de degrés de liberté. Cependant, les calculs deviennent beaucoup plus complexes. Il est préférable d'augmenter le nombre d'éléments du maillage plutôt que le degré des fonctions d'interpolation.

On remarque qu'en utilisant des fonctions linéaires, l'intégrale (A.36) se simplifie à

$$y^*_{K_{ij}} = \sum_{h=1}^{3} \sigma^*_{K_h} \left[\frac{\partial \hat{\psi}_j(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}}\right]^T (\mathsf{B}_K)^T (\mathsf{B}_K) \left[\frac{\partial \hat{\psi}_i(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}}\right] G_K \int_{\hat{K}} \hat{\psi}_h(\boldsymbol{\xi})\, d\boldsymbol{\xi}. \tag{A.45}$$

En effectuant l'intégrale, on obtient, pour $h = 1$, 2 et 3,

$$y^*_{K_{ij}} = \left(\frac{1}{3}\sum_{h=1}^{3}\sigma^*_{K_h}\right)\left(\frac{1}{2}\left[\frac{\partial\hat{\psi}_j(\boldsymbol{\xi})}{\partial\boldsymbol{\xi}}\right]^T(\mathsf{B}_K)^T(\mathsf{B}_K)\left[\frac{\partial\hat{\psi}_i(\boldsymbol{\xi})}{\partial\boldsymbol{\xi}}\right]G_K\right). \tag{A.46}$$

On remarque que la conductivité associée à un élément est la moyenne de celle de ses trois nœuds. Si on avait considéré une conductivité constante sur cet élément, le premier terme entre parenthèses aurait simplement été la valeur de cette conductivité.

Une fois toutes les matrices Y^*_K calculées, la dernière étape consiste à rassembler toutes les contributions élémentaires pour donner la solution globale pour Ω en tenant compte des conditions sur Γ. On assemble le système global en additionnant les contributions de chaque élément (Fortin et Garon, 2000; Maalouf, 2002). On obtient alors

$$\mathsf{Y}^*(\boldsymbol{\sigma}^*)\,\boldsymbol{v}^* = \boldsymbol{c}^*, \tag{A.47}$$

où Y^* représente la matrice d'admittance, $\boldsymbol{\sigma}^*$, le vecteur des conductivités sur les nœuds, $\boldsymbol{v}^*$, le vecteur des tensions et $\boldsymbol{c}^*$, le vecteur des courants appliqués. Les tailles de $\boldsymbol{\sigma}^*$, $\boldsymbol{v}^*$ et $\boldsymbol{c}^*$ sont toutes les trois de $n_\mathrm{n} \times 1$ et celle de Y^*, de $n_\mathrm{n} \times n_\mathrm{n}$, où n_n est le nombre de nœuds du maillage.

Le vecteur $\boldsymbol{c}^*$ ne nécessite pas de calcul. En choisissant d'appliquer le courant directement sur les nœuds, ses composantes sont simplement les valeurs de courant à chaque nœud du maillage. Comme aucune source de courant ne se trouve à l'intérieur du domaine, les composantes de $\boldsymbol{c}^*$ seront toutes nulles à l'exception des points d'application sur le contour.

De la même manière que la formulation variationnelle élémentaire (A.27) peut être représentée par le système linéaire élémentaire (A.32), le système linéaire global (A.47) représente la formulation variationnelle globale (A.25) avec ses conditions naturelles sur Γ.

La matrice Y^* est singulière. Pour pouvoir l'inverser, il faut fixer le potentiel d'un nœud, c'est-à-dire fixer la valeur d'un degré de liberté dans $\boldsymbol{v}^*$. En effet, étant donné qu'aucune condition essentielle n'est présente dans la définition du problème, en ne fixant aucun poten-

tiel, on se retrouve avec une infinité de solutions. On fixe habituellement un nœud arbitraire à la masse. Une fois ce nœud choisi, on élimine la ligne de $\boldsymbol{v}^*$, $\boldsymbol{c}^*$ et Y^* ainsi que la colonne de Y^* correspondantes dans l'équation (A.47). La matrice Y^* devient inversible et il est possible de trouver les potentiels pour tous les autres nœuds du maillage.

Pour les systèmes de TIE conventionnelle développés à l'IGB, cette procédure peut être appliquée. Ceux-ci possèdent de réelles sources de courant qu'on suppose constantes. Même si un débalancement survient, aucune tension mode commun n'apparaît puisque l'électrode de masse est directement connectée à la masse.

Par contre, dans le cas du système de TIE-MF proposé, le courant est appliqué par des sources de tension et dépend donc de la charge. Comme la charge peut varier selon le point d'application et selon la fréquence, il est très difficile d'obtenir des sources de courant balancées pour toutes les fréquences. De plus, l'électrode de masse est reliée à une résistance $\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}$ permettant de mesurer le courant de débalancement. Le potentiel au nœud de masse n'est donc pas nul mais correspond plutôt au produit de cette résistance par le courant de débalancement. L'équation (A.47) ne peut donc être résolue de la même façon que précédemment.

En se rappelant que le système de TIE-MF permet de mesurer les courants appliqués au niveau des électrodes source ($c_{(+)}$) et puits ($c_{(-)}$) de courant ainsi qu'au niveau de l'électrode de masse ($c_{(\mathrm{g})}$), et en supposant que tous les courants sont positifs s'ils entrent dans le milieu, on a

$$c^*_{(+)} + c^*_{(-)} + c^*_{(\mathrm{g})} = 0, \tag{A.48}$$

ce qui implique que la balance de courant passera par l'électrode de masse :

$$c^*_{(\mathrm{g})} = -\left(c^*_{(+)} + c^*_{(-)}\right). \tag{A.49}$$

$c^*_{(+)}$, $c^*_{(-)}$ et $c^*_{(\mathrm{g})}$ représentent les valeurs non nulles du vecteur $\boldsymbol{c}^*$.

Pour une configuration de courant k donnée, on a l'équation suivante :

$$\mathsf{Y}^* \boldsymbol{v}_k^* = \boldsymbol{c}_k^*. \tag{A.50}$$

On connaît le potentiel au nœud de masse. Celui-ci devrait normalement être nul. Cependant, on observe une tension dépendant de $\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}$ si les sources de courant sont débalancées :

$$v_{(\mathrm{g})}^* = -\mathrm{R}_{(\mathrm{g})} c_{(\mathrm{g})}^* = \mathrm{R}_{(\mathrm{g})} \left(c_{(+)}^* + c_{(-)}^* \right). \tag{A.51}$$

Cette dernière équation permet l'inversion de la matrice Y^*.

En fait, on décompose cette matrice ainsi que les vecteurs $\boldsymbol{v}_k^*$ et $\boldsymbol{c}_k^*$ pour isoler la ligne correspondante au noeud de l'électrode de masse :

$$\begin{bmatrix} \left[\mathsf{Y}_{(\mathrm{vv})}^*\right] & \left[\boldsymbol{y}_{(\mathrm{vg})}^*\right] \\ \left[\boldsymbol{y}_{(\mathrm{vg})}^*\right]^T & \left[y_{(\mathrm{gg})}^*\right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_{k(\mathrm{v})}^* \\ v_{k(\mathrm{g})}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{c}_{k(\mathrm{v})}^* \\ c_{k(\mathrm{g})}^* \end{bmatrix}, \tag{A.52}$$

où l'indice (g) correspond au noeud de masse et (v), à tous les autres noeuds pour lesquels on cherche le potentiel.

L'équation précédente peut être décomposée en deux équations :

$$\mathsf{Y}_{(\mathrm{vv})}^* \boldsymbol{v}_{k(\mathrm{v})}^* + \boldsymbol{y}_{(\mathrm{vg})}^* v_{k(\mathrm{g})}^* = \boldsymbol{c}_{k(\mathrm{v})}^*, \tag{A.53}$$

$$\left[\boldsymbol{y}_{(\mathrm{vg})}^*\right]^T \boldsymbol{v}_{k(\mathrm{v})}^* + y_{(\mathrm{gg})}^* v_{k(\mathrm{g})}^* = c_{k(\mathrm{g})}^*. \tag{A.54}$$

La deuxième équation de ce système est une combinaison linéaire de celles représentées par la première équation. En effet, la somme des courants doit être nulle de sorte qu'en additionnant les équations représentées par la première, on arrive à la deuxième équation. Cela

explique la singularité de la matrice Y^*. Cette deuxième équation peut donc être éliminée. En redisposant les termes de la première équation, on trouve

$$\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})} = \boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})} - \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}v^*_{k(\mathrm{g})}, \tag{A.55}$$

ou

$$\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})} = \boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})} - \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right). \tag{A.56}$$

On peut inverser la matrice $\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}$ de sorte qu'on trouve les potentiels aux nœuds du maillage (à l'exception de celui correspondant à l'électrode de masse) :

$$\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})} = \left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1}\left(\boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})} - \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right)\right). \tag{A.57}$$

Les tailles de $\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}$, $\boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})}$ et $\boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}$ sont toutes de $(n_\mathrm{n}-1)\times 1$ et celle de $\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}$, de $(n_\mathrm{n}-1)\times(n_\mathrm{n}-1)$.

On remarque qu'en balançant les sources de courant, on élimine le terme dépendant de $\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}$ et on obtient l'équation utilisée en TIE conventionnelle.

On insère enfin le potentiel au nœud de masse, donné par

$$v^*_{k(\mathrm{g})} = \mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right), \tag{A.58}$$

à la ligne correspondante dans $\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}$. En conservant la même structure que précédemment, on obtient

$$\boldsymbol{v}^*_k = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})} \\ v^*_{k(\mathrm{g})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1}\left(\boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})} - \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right)\right) \\ \mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right) \end{bmatrix}. \tag{A.59}$$

Connaissant les valeurs du courant appliqué sur Γ pour une configuration k et la conductivité complexe de chaque nœud de Ω, l'équation (A.59) permet de trouver les valeurs de potentiel sur tous les nœuds du maillage.

Ce qu'on obtient cependant à l'aide du système de TIE-MF, ce sont les mesures de différence de potentiel entre deux électrodes, c'est-à-dire entre deux nœuds sur Γ. Pour trouver une mesure de TIE-MF, on effectue la différence entre les potentiels des nœuds correspondant aux électrodes suiveur et inverseur de tension qui sont contenus dans $\boldsymbol{v}_k^*$. On associe cette différence à l'opérateur $D_{k,m}[\cdot]$ pour une configuration d'application k et une mesure m données :

$$\delta v_{k,m}^* = D_{k,m}\left[\boldsymbol{v}_k^*\right]. \tag{A.60}$$

Il est important de noter qu'aucun modèle d'électrode n'est utilisé.

La séquence d'acquisition du système de TIE-MF utilise 16 configurations d'application de courant ($k = 1$ à 16). Pour chacune de ces configurations, 13 mesures de différences de potentiel sont effectuées ($m = 1$ à 13). Pour obtenir une trame complète à une fréquence donnée, 208 mesures (16×13) sont donc nécessaires.

Il est également important de noter que le courant est mesuré à chaque mesure de différence de potentiel. Il serait donc plus juste d'écrire, en combinant les équations (A.59) et (A.60),

$$\delta v_{k,m}^* = D_{k,m}\begin{bmatrix} \left[\mathsf{Y}_{(\mathrm{vv})}^*\right]^{-1}\left(\boldsymbol{c}_{k,m(\mathrm{v})}^* - \boldsymbol{y}_{(\mathrm{vg})}^*\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c_{k,m(+)}^* + c_{k,m(-)}^*\right)\right) \\ \mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c_{k,m(+)}^* + c_{k,m(-)}^*\right) \end{bmatrix}, \tag{A.61}$$

pour tenir compte d'un changement possible de $\boldsymbol{c}_{k(\mathrm{v})}^*$, $c_{k(+)}^*$ et $c_{k(-)}^*$ entre chaque mesure m.

On forme enfin un vecteur de 208 mesures δv^* en suivant la séquence d'acquisition de la figure 4.12 (section 4.2.2) :

$$\boldsymbol{\delta v}^* = \begin{bmatrix} \delta v_{1,1}^* & \delta v_{2,1}^* & \cdots & \delta v_{k,m}^* & \cdots & \delta v_{n_\mathrm{c},n_\mathrm{mc}}^* \end{bmatrix}^T, \tag{A.62}$$

où $n_\mathrm{c} = 16$ et $n_\mathrm{mc} = 13$ sont respectivement le nombre de configurations d'application de courant et le nombre de mesures effectuées à chaque configuration.

ANNEXE B

CALCUL DE LA MATRICE DE SENSIBILITÉ

Cette annexe présente le calcul de la matrice de sensibilité S^*. Cette matrice s'obtient en dérivant le vecteur de mesures par rapport à la conductivité et en normalisant cette dérivée par le vecteur de mesures :

$$\mathsf{S}^* = \left[\frac{\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \boldsymbol{\sigma}^*}{\boldsymbol{\delta v}^*}\right]_{\sigma_{\mathrm{h}}^*} = \left[\frac{\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \sigma_1^*}{\boldsymbol{\delta v}^*} \;\; \frac{\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \sigma_2^*}{\boldsymbol{\delta v}^*} \;\; \cdots \;\; \frac{\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \sigma_{n_{\mathrm{n}}}^*}{\boldsymbol{\delta v}^*}\right]_{\sigma_{\mathrm{h}}^*}, \tag{B.1}$$

où σ_{h}^* représente la conductivité du milieu homogène utilisé pour calculer S^* et n_{n}, le nombre de nœuds du maillage d'éléments finis.

On évalue d'abord $\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \sigma^*$ pour un nœud donné. En reprenant l'équation (A.56) et en dérivant de chaque côté par rapport à σ^*, on obtient

$$\frac{\partial}{\partial \sigma^*}\left(\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}\right) = \frac{\partial}{\partial \sigma^*}\left(\boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})} - \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right)\right). \tag{B.2}$$

Les termes $\boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})}$, $c^*_{k(+)}$ et $c^*_{k(-)}$ sont des données du problème et ne dépendent pas de σ^*, ce qui simplifie l'équation précédente :

$$\frac{\partial \mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}}{\partial \sigma^*}\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})} + \mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\frac{\partial \boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}}{\partial \sigma^*} = -\frac{\partial \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}}{\partial \sigma^*}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right). \tag{B.3}$$

En isolant $\partial \boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}/\partial \sigma^*$, on trouve

$$\frac{\partial \boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}}{\partial \sigma^*} = -\left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1}\left[\frac{\partial \mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}}{\partial \sigma^*}\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})} + \frac{\partial \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}}{\partial \sigma^*}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right)\right]. \tag{B.4}$$

On peut remplacer $\boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}$ par l'expression (A.57), ce qui donne

$$\begin{aligned}\frac{\partial \boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}}{\partial \sigma^*} &= -\left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1}\left[\frac{\partial \mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}}{\partial \sigma^*}\left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1}\left(\boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})} - \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right)\right)\right. \\ &\quad \left. + \frac{\partial \boldsymbol{y}^*_{(\mathrm{vg})}}{\partial \sigma^*}\mathrm{R}_{(\mathrm{g})}\left(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}\right)\right]. \end{aligned} \tag{B.5}$$

On suppose que les sources et les puits de courant sont balancés, de sorte que $(c^*_{k(+)} + c^*_{k(-)}) \doteq 0$. On peut donc simplifier l'équation précédente :

$$\frac{\partial \boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}}{\partial \sigma^*} = -\left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1}\frac{\partial \mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}}{\partial \sigma^*}\left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1}\boldsymbol{c}^*_{k(\mathrm{v})}. \tag{B.6}$$

Il est important de noter que le terme $\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}$ est calculé pour le milieu homogène donné. La conductivité σ^*_{h} est la même pour tous les nœuds du maillage.

D'après l'équation (A.58), la dérivée $\partial v^*_{k(\mathrm{g})}/\partial \sigma^*$ est nulle. On obtient le vecteur global

$$\frac{\partial \boldsymbol{v}^*_k}{\partial \sigma^*} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \boldsymbol{v}^*_{k(\mathrm{v})}}{\partial \sigma^*} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{B.7}$$

En utilisant le même opérateur qu'à l'équation (A.61), on trouve

$$\frac{\partial \delta v^*_{k,m}}{\partial \sigma^*} = D_{k,m}\left[\frac{\partial \boldsymbol{v}^*_{k,m}}{\partial \sigma^*}\right]. \tag{B.8}$$

Cet opérateur n'intervient pas sur l'opération de dérivation. Il ne sert qu'à obtenir des différences entre les éléments du vecteur $\partial \boldsymbol{v}^*_{k,m}/\partial \sigma^*$.

On forme le vecteur $\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \sigma^*$ comme à l'équation (A.62), c'est-à-dire

$$\frac{\partial \boldsymbol{\delta v}^*}{\partial \sigma^*} = \left[\frac{\partial \delta v^*_{1,1}}{\partial \sigma^*} \;\; \frac{\partial \delta v^*_{2,1}}{\partial \sigma^*} \;\; \cdots \;\; \frac{\partial \delta v^*_{k,m}}{\partial \sigma^*} \;\; \cdots \;\; \frac{\partial \delta v^*_{n_{\mathrm{c}},n_{\mathrm{mc}}}}{\partial \sigma^*}\right]^T. \tag{B.9}$$

Afin de compléter le calcul de $\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \sigma^*$, il reste à trouver la dérivée $\partial \mathsf{Y}^*/\partial \sigma^*$ contenant le terme $\partial \mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}/\partial \sigma^*$. Pour ce faire, on prend les contributions de chaque élément $\partial \mathsf{Y}^*_K/\partial \sigma^*$. La dérivée s'effectue par rapport à la conductivité σ^* du nœud traité. Si ce nœud appartient à l'élément K, on obtient, en dérivant l'équation (A.46), les éléments de la matrice $\partial \mathsf{Y}^*_K/\partial \sigma^*$ suivants :

$$\left[\frac{\partial \mathsf{Y}^*_K}{\partial \sigma^*}\right]_{ij} = \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\left[\frac{\partial \hat{\psi}_j(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}}\right]^T (\mathsf{B}_K)^T (\mathsf{B}_K)\left[\frac{\partial \hat{\psi}_i(\boldsymbol{\xi})}{\partial \boldsymbol{\xi}}\right] G_K\right). \tag{B.10}$$

Dans le cas où le nœud n'appartient pas à l'élément, la matrice $\partial \mathsf{Y}^*_K/\partial \sigma^*$ est nulle. On remarque, dans la dernière équation, que $\partial \mathsf{Y}^*/\partial \sigma^*$ ne dépend plus de la conductivité.

Pour assembler la matrice globale $\partial \mathsf{Y}^*/\partial \sigma^*$, on ne tient compte que de la contribution des éléments contenant le nœud traité. On trouve ensuite le terme $\partial \mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}/\partial \sigma^*$ en décomposant la matrice comme dans l'équation (A.52).

Une fois les vecteurs $\partial \boldsymbol{\delta v}^*/\partial \sigma^*$ obtenus pour tous les nœuds du maillage, on divise leurs éléments par ceux du vecteur $\boldsymbol{\delta v}^*$. On obtient ce dernier à partir des équations (A.61) et (A.62). Comme on suppose que les sources et les puits de courant sont balancés, l'équation (A.61) se simplifie pour donner

$$\delta v^*_{k,m} = D_{k,m}\begin{bmatrix} \left[\mathsf{Y}^*_{(\mathrm{vv})}\right]^{-1} \boldsymbol{c}^*_{k,m(\mathrm{v})} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{B.11}$$

ANNEXE C

MESURE DES PERFORMANCES POUR LES NOUVELLES FRÉQUENCES D'OPÉRATION DU SYSTÈME

Cette annexe présente les résultats de mesure des performances du système obtenus en utilisant les nouvelles fréquences d'opération du tableau 4.21. Comme les facteurs de compensation de la section 4.2.3.2 ne sont pas valides pour ces fréquences, une nouvelle calibration du système a dû être effectuée. Les facteurs obtenus sont présentés aux tableaux C.1 et C.2 pour les modes simple fréquence et multifréquence respectivement.

Tableau C.1 Facteurs de compensation g^* pour le mode simple fréquence et les nouvelles fréquences d'opération du système.

Fréquence	**Canal 0 (V)**	**Canal 1 ($I_{(+)}$)**
f_0	(+1,0843) + j (+0,0588)	(+0,0679) + j (−0,0169)
f_1	(+0,6595) + j (−0,8834)	(+0,0311) + j (−0,0635)
f_2	(−0,6469) + j (−0,8945)	(−0,0477) + j (−0,0526)
f_3	(−0,7790) + j (+0,7763)	(−0,0474) + j (+0,0530)
f_4	(+1,0912) + j (−0,0874)	(+0,0708) + j (−0,0067)
f_5	(−0,9869) + j (+0,4515)	(−0,0652) + j (+0,0280)
f_6	(−0,7270) + j (−0,7791)	(−0,0449) + j (−0,0544)
f_7	(−1,0151) + j (+0,1871)	(−0,0695) + j (+0,0057)
Fréquence	**Canal 2 ($I_{(-)}$)**	**Canal 3 ($I_{(g)}$)**
f_0	(+0,0700) + j (−0,0178)	(+0,9947) + j (−0,0572)
f_1	(+0,0319) + j (−0,0656)	(+0,5195) + j (−0,8794)
f_2	(−0,0493) + j (−0,0543)	(−0,7074) + j (−0,7521)
f_3	(−0,0489) + j (+0,0546)	(−0,5941) + j (+0,8487)
f_4	(+0,0731) + j (−0,0068)	(+0,9776) + j (−0,3354)
f_5	(−0,0674) + j (+0,0288)	(−0,7212) + j (+0,7281)
f_6	(−0,0462) + j (−0,0564)	(−0,9609) + j (−0,2949)
f_7	(−0,0719) + j (+0,0055)	(−0,5739) + j (+0,7823)

Tableau C.2 Facteurs de compensation g^* pour le mode multifréquence et les nouvelles fréquences d'opération du système.

Fréquence	**Canal 0 (V)**	**Canal 1 ($I_{(+)}$)**
f_0	(+1,0446) + j (+0,0407)	(+0,0679) + j (−0,0167)
f_1	(+0,6398) + j (−0,8769)	(+0,0306) + j (−0,0633)
f_2	(−0,6449) + j (−0,8775)	(−0,0476) + j (−0,0518)
f_3	(−0,7641) + j (+0,7729)	(−0,0465) + j (+0,0528)
f_4	(+1,0776) + j (−0,0937)	(+0,0661) + j (−0,0239)
f_5	(−0,9718) + j (+0,4521)	(−0,0504) + j (+0,0487)
f_6	(−0,7227) + j (−0,7649)	(−0,0652) + j (−0,0245)
f_7	(−1,0008) + j (+0,1904)	(−0,0462) + j (+0,0511)
Fréquence	**Canal 2 ($I_{(-)}$)**	**Canal 3 ($I_{(g)}$)**
f_0	(+0,0700) + j (−0,0174)	(+0,9939) + j (−0,0577)
f_1	(+0,0315) + j (−0,0653)	(+0,5113) + j (−0,8779)
f_2	(−0,0491) + j (−0,0534)	(−0,7073) + j (−0,7406)
f_3	(−0,0480) + j (+0,0544)	(−0,5819) + j (+0,8450)
f_4	(+0,0683) + j (−0,0245)	(+0,9653) + j (−0,3394)
f_5	(−0,0522) + j (+0,0501)	(−0,7086) + j (+0,7259)
f_6	(−0,0673) + j (−0,0256)	(−0,9532) + j (−0,2849)
f_7	(−0,0481) + j (+0,0525)	(−0,5623) + j (+0,7781)

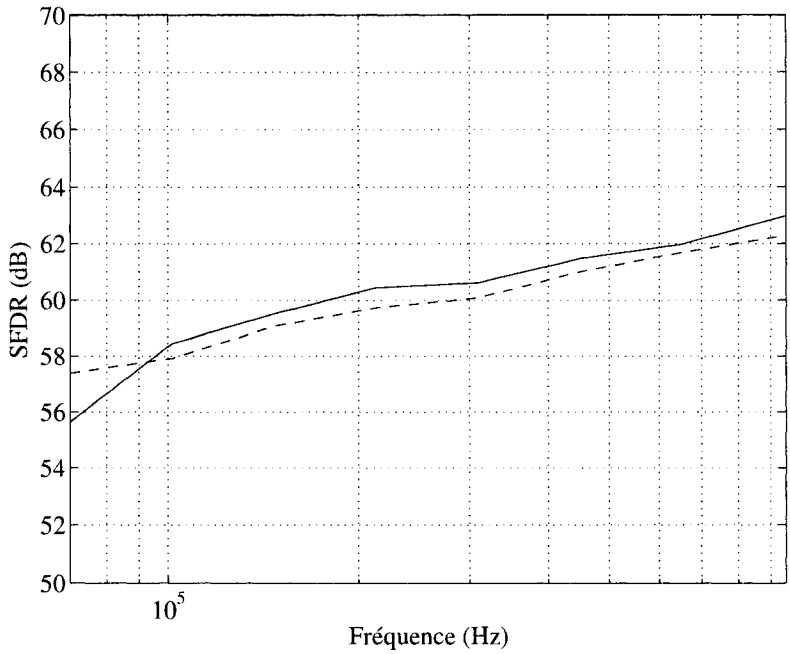


Figure C.1 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence pour les nouvelles fréquences d'opération du système en mode simple fréquence. La courbe en trait continu correspond à $V_{ref(+)}$ et celle en traits interrompus, à $V_{ref(-)}$.

C.1 Pureté spectrale

La figure C.1 présente les courbes de SFDR en fonction de la fréquence en mode simple fréquence à pleine amplitude. On remarque que les résultats sont similaires à ceux de la section 4.3.2.

Comme le montre la figure C.2, en fixant l'amplitude à celle des composantes de la porteuse multifréquence, le SFDR en mode simple fréquence dépasse 60 dB comme à la section 4.4.1.1.

Pour la porteuse multifréquence, le SFDR a été évalué à 62,29 dB pour $V_{ref(+)}$ et 63,77 dB pour $V_{ref(-)}$. Le spectre de $V_{ref(+)}$ est présenté à la figure C.3. On remarque la similitude avec celui de la figure 4.25.

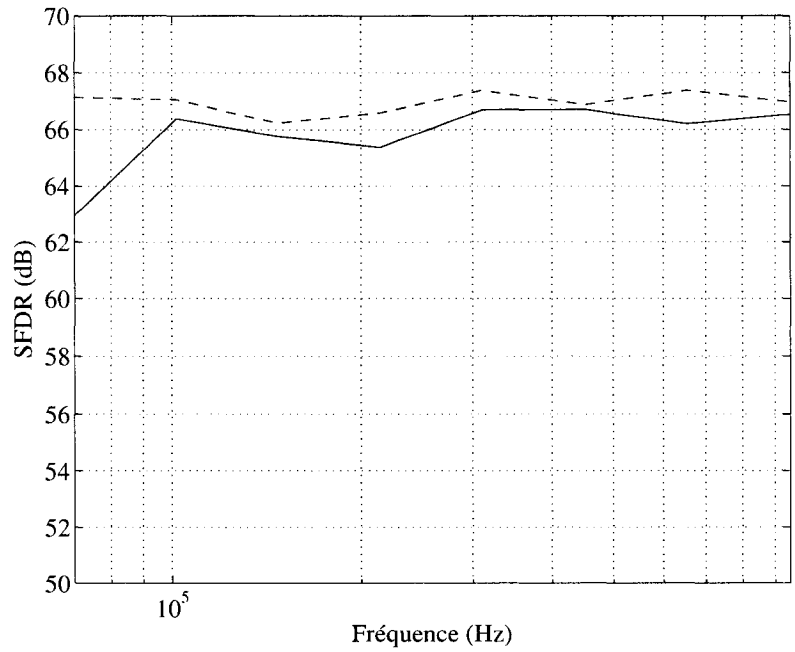


Figure C.2 Courbes du SFDR en fonction de la fréquence pour les nouvelles fréquences d'opération du système en mode simple fréquence à faible amplitude. La courbe en trait continu correspond à $V_{ref(+)}$ et celle en traits interrompus, à $V_{ref(-)}$.

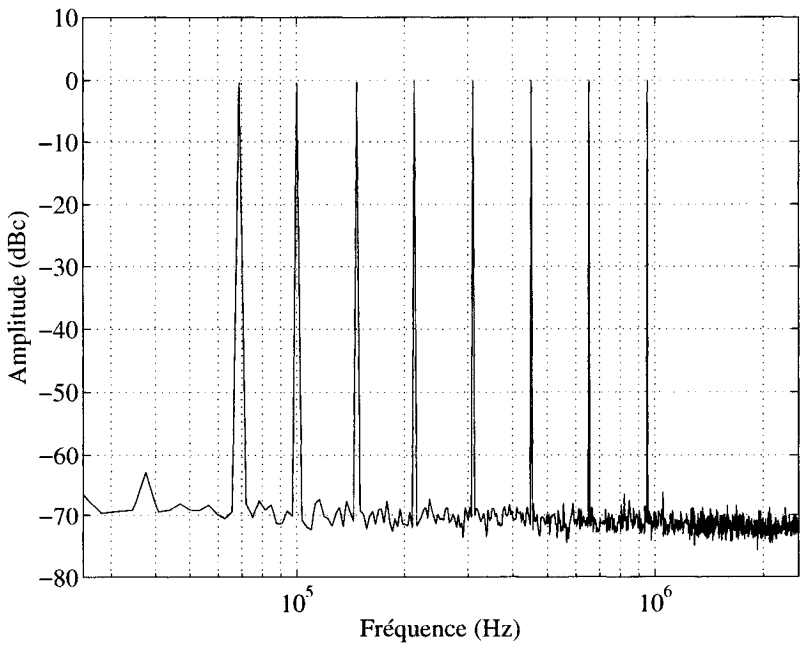


Figure C.3 Spectre de la porteuse multifréquence $V_{ref(+)}$ sans interpolation pour les nouvelles fréquences d'opération du système.

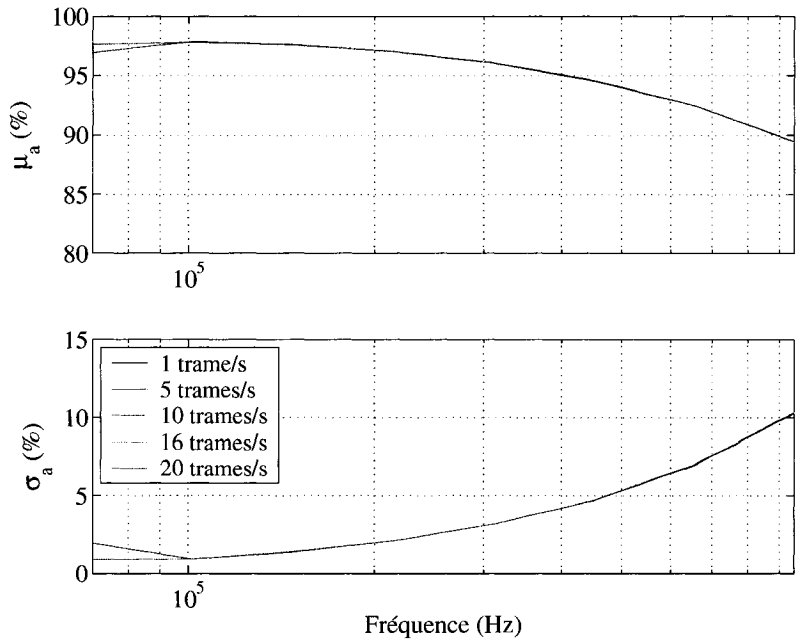


Figure C.4 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) de l'exactitude en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système.

C.2 Exactitude

Les figures C.4 et C.5 montrent les courbes d'exactitude en modes simple fréquence et multifréquence respectivement. On remarque que l'exactitude moyenne est environ 97 % à 70 kHz et 89 % à 950 kHz dans les deux cas. Ces résultats sont similaires à ceux obtenus à la section 4.3.3.

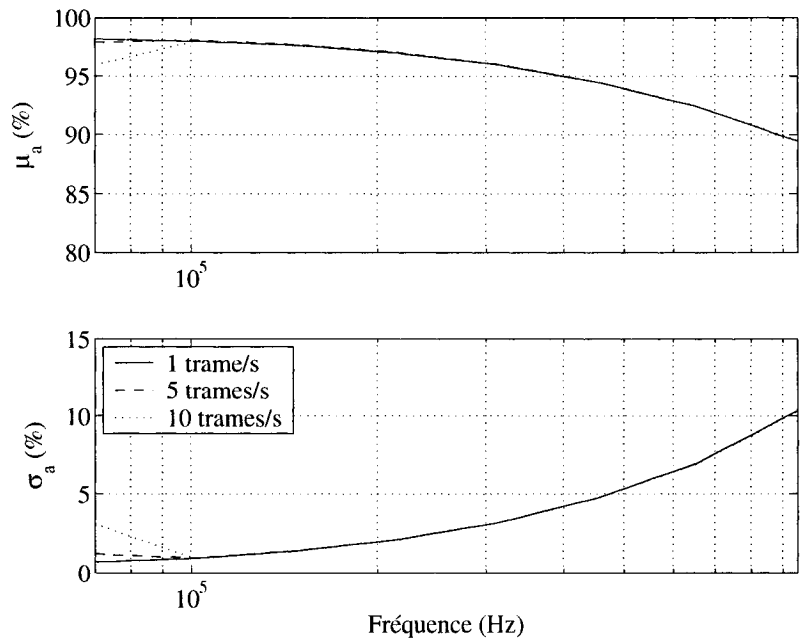


Figure C.5 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) de l'exactitude en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode multifréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système.

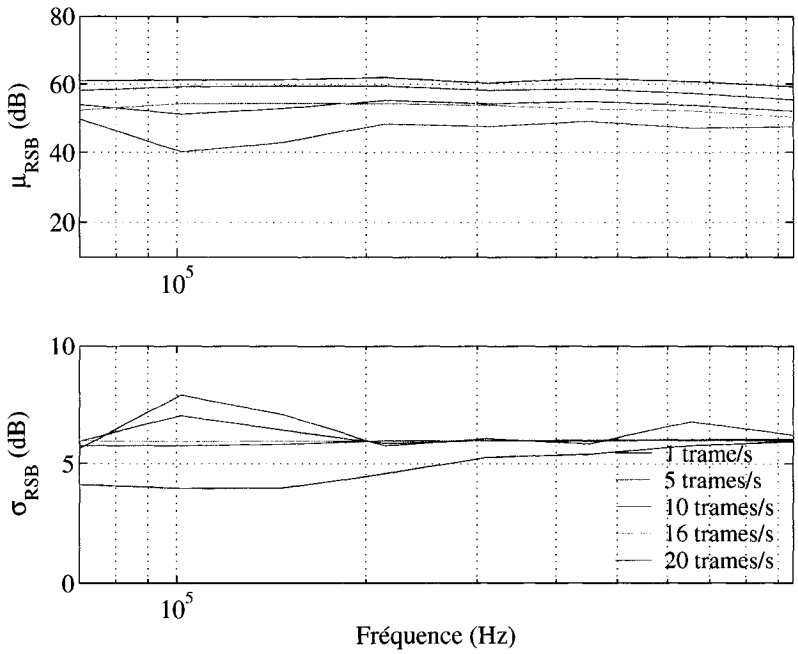


Figure C.6 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système.

C.3 Rapport signal sur bruit

Les figures C.6 et C.7 présentent les courbes de rapport signal sur bruit (RSB) pour le canal V en modes simple fréquence et multifréquence respectivement. On remarque que les fortes diminutions observées autour de 300 et 700 kHz ont disparu. Pour toutes les nouvelles fréquences d'opération du système, le RSB moyen à 1 trame/s est environ 60 dB en mode simple fréquence et 40 dB en mode multifréquence.

En ce qui concerne les canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$, les courbes de RSB sont présentées aux figures C.8 et C.9 pour les modes simple fréquence et multifréquence respectivement. On constate qu'elles sont semblables à celles obtenues à la section 4.3.4.

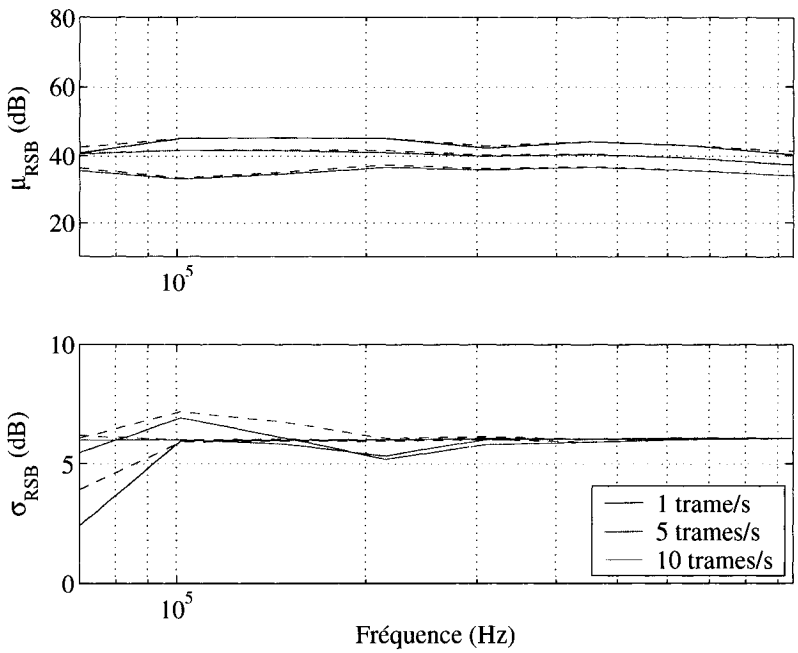


Figure C.7 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit du canal V en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence (trait continu) et simple fréquence à faible amplitude (traits interrompus), obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système.

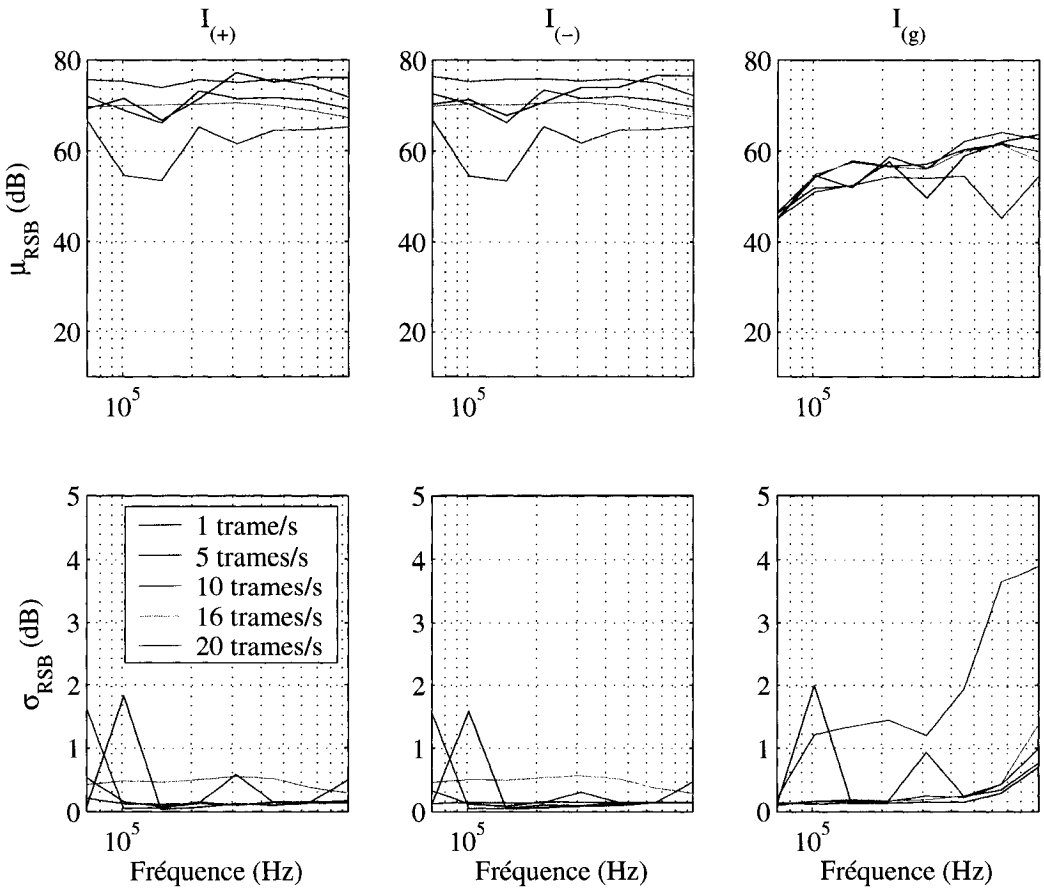


Figure C.8 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en mode simple fréquence, obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système.

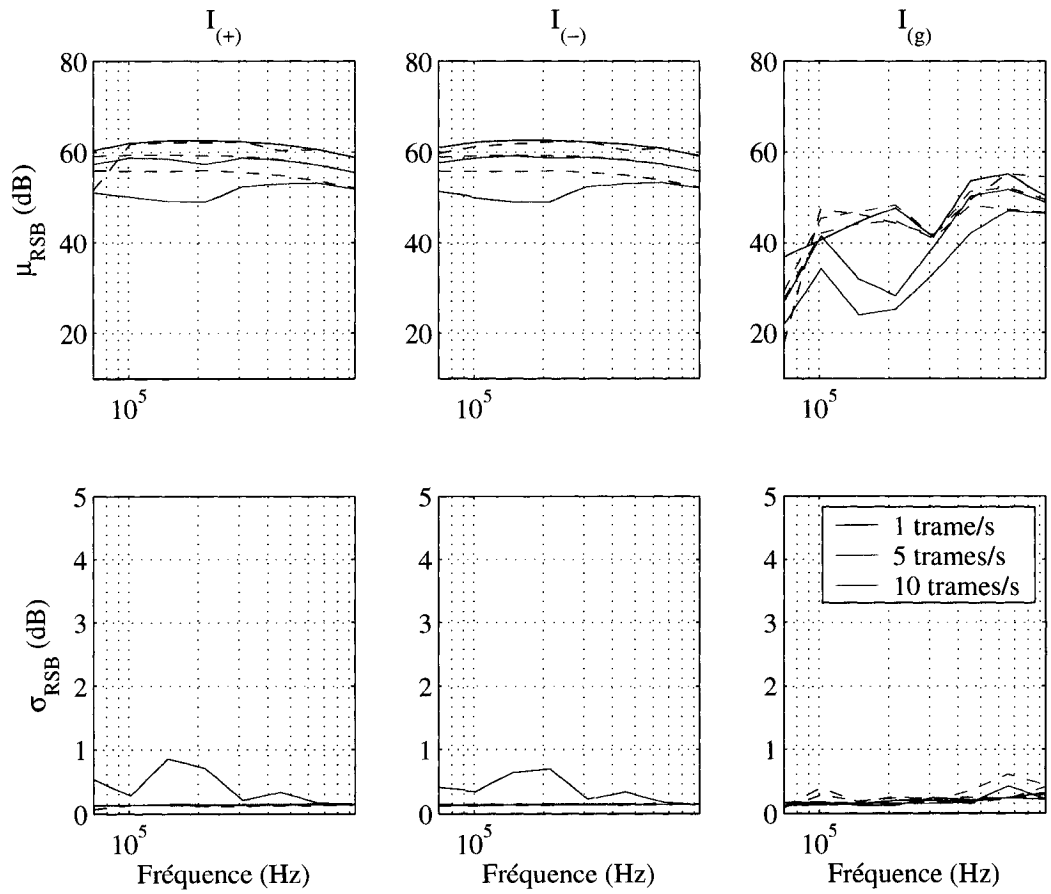


Figure C.9 Courbes de la moyenne (haut) et de l'écart-type (bas) du rapport signal sur bruit des canaux $I_{(+)}$, $I_{(-)}$ et $I_{(g)}$ en fonction de la fréquence, pour différentes cadences d'acquisition en modes multifréquence (trait continu) et simple fréquence à faible amplitude (traits interrompus), obtenues avec les nouvelles fréquences d'opération du système.

Tableau C.3 Mesures du courant appliqué (en mA_{RMS}) à pleine amplitude en mode source de courant pour les nouvelles fréquences d'opération du système.

	Fréquences								
Électrode	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_0 à f_7
E_0	1.289	1.314	1.319	1.302	1.253	1.161	1.017	0.836	0.418
E_1	1.289	1.314	1.319	1.302	1.253	1.160	1.016	0.835	0.417
E_2	1.289	1.314	1.319	1.302	1.253	1.161	1.017	0.835	0.417
E_3	1.289	1.313	1.318	1.302	1.253	1.160	1.016	0.835	0.417
E_4	1.289	1.314	1.319	1.302	1.253	1.160	1.016	0.834	0.417
E_5	1.289	1.313	1.318	1.302	1.253	1.160	1.016	0.835	0.417
E_6	1.289	1.314	1.319	1.303	1.254	1.161	1.017	0.836	0.418
E_7	1.289	1.313	1.319	1.302	1.253	1.160	1.016	0.835	0.417
E_8	1.288	1.313	1.319	1.302	1.253	1.160	1.016	0.835	0.417
E_9	1.289	1.313	1.319	1.302	1.253	1.161	1.017	0.835	0.418
E_{10}	1.289	1.314	1.319	1.302	1.253	1.161	1.017	0.835	0.418
E_{11}	1.289	1.314	1.319	1.302	1.253	1.160	1.016	0.834	0.417
E_{12}	1.289	1.313	1.319	1.302	1.253	1.161	1.017	0.836	0.418
E_{13}	1.289	1.313	1.319	1.302	1.253	1.161	1.018	0.836	0.418
E_{14}	1.289	1.313	1.319	1.302	1.253	1.161	1.017	0.835	0.418
E_{15}	1.289	1.313	1.319	1.302	1.253	1.160	1.016	0.834	0.417

C.4 Sécurité (courants appliqués)

Les tableaux C.3 et C.4 montrent les mesures du courant appliqué par les électrodes en modes source et puits de courant respectivement. On remarque que les résultats obtenus pour les nouvelles fréquences sont semblables à ceux de la section 4.3.5.1.

Tableau C.4 Mesures du courant appliqué (en mA_{RMS}) à pleine amplitude en mode puits de courant pour les nouvelles fréquences d'opération du système.

	Fréquences								
Électrode	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_0 à f_7
E_0	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,197	1,066	0,892	0,426
E_1	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,065	0,891	0,426
E_2	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,065	0,891	0,426
E_3	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,064	0,891	0,425
E_4	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,065	0,891	0,426
E_5	1,297	1,322	1,329	1,318	1,277	1,196	1,064	0,891	0,425
E_6	1,297	1,322	1,330	1,318	1,278	1,197	1,065	0,891	0,426
E_7	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,065	0,891	0,425
E_8	1,297	1,322	1,330	1,317	1,277	1,196	1,065	0,891	0,425
E_9	1,297	1,322	1,330	1,318	1,278	1,197	1,066	0,892	0,426
E_{10}	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,064	0,890	0,426
E_{11}	1,297	1,322	1,330	1,318	1,278	1,197	1,066	0,892	0,426
E_{12}	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,197	1,065	0,892	0,426
E_{13}	1,297	1,322	1,329	1,318	1,277	1,196	1,065	0,891	0,426
E_{14}	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,065	0,890	0,426
E_{15}	1,297	1,322	1,330	1,318	1,277	1,196	1,065	0,891	0,426

ANNEXE D

FACTEURS DE COMPENSATION CORRIGÉS

Le tableau D.1 montre les facteurs de compensation corrigés pour les nouvelles fréquences d'opération du système. Ceux-ci ont été obtenus après avoir modifié le système de façon à ce que tous les démodulateurs soient synchronisés. Ils sont valides à la fois en mode simple fréquence et en mode multifréquence.

Tableau D.1 Facteurs de compensation g^* corrigés pour les nouvelles fréquences d'opération du système.

Fréquence	**Canal 0 (V)**	**Canal 1 ($I_{(+)}$)**
f_0	(+1,0658) + j (+0,0433)	(+0,0680) + j (−0,0166)
f_1	(+0,6201) + j (−0,8911)	(+0,0291) + j (−0,0640)
f_2	(−0,6945) + j (−0,8387)	(−0,0505) + j (−0,0490)
f_3	(−0,6750) + j (+0,8520)	(−0,0405) + j (+0,0575)
f_4	(+1,0424) + j (−0,2910)	(+0,0674) + j (−0,0199)
f_5	(−0,7985) + j (+0,7166)	(−0,0533) + j (+0,0456)
f_6	(−0,9871) + j (−0,3685)	(−0,0637) + j (−0,0284)
f_7	(−0,6520) + j (+0,7846)	(−0,0492) + j (+0,0483)
Fréquence	**Canal 2 ($I_{(-)}$)**	**Canal 3 ($I_{(g)}$)**
f_0	(+0,0700) + j (−0,0174)	(+0,9979) + j (−0,0002)
f_1	(+0,0299) + j (−0,0661)	(+0,5623) + j (−0,8482)
f_2	(−0,0522) + j (−0,0505)	(−0,6639) + j (−0,7818)
f_3	(−0,0418) + j (+0,0594)	(−0,6316) + j (+0,8105)
f_4	(+0,0696) + j (−0,0205)	(+0,9854) + j (−0,2823)
f_5	(−0,0552) + j (+0,0470)	(−0,7518) + j (+0,6843)
f_6	(−0,0657) + j (−0,0296)	(−0,9369) + j (−0,3412)
f_7	(−0,0512) + j (+0,0497)	(−0,6084) + j (+0,7456)