

**Titre:** Modélisation et optimisation d'un système de tomographie  
d'impédance électrique  
Title: d'impédance électrique

**Auteur:** Alzbeta Hartinger  
Author:

**Date:** 2006

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Hartinger, A. (2006). Modélisation et optimisation d'un système de tomographie d'impédance électrique [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal].  
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7891/>

## Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7891/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de recherche:** Robert Guardo  
Advisors:

**Programme:** Unspecified  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MODÉLISATION ET OPTIMISATION D'UN SYSTÈME DE TOMOGRAPHIE  
D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

ALZBETA HARTINGER  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

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

AOÛT 2006



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: 978-0-494-19307-5

*Our file* *Notre référence*

ISBN: 978-0-494-19307-5

#### 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.

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.

#### 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.

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

Ce mémoire intitulé:

MODÉLISATION ET OPTIMISATION D'UN SYSTÈME DE TOMOGRAPHIE  
D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE

présenté par: HARTINGER Alzbeta

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées  
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. SAVARD Pierre, Ph.D., président

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

M. SAUCIER Antoine, Ph.D., membre

*Fais de ta vie un rêve, et d'un rêve, une réalité ...*

ANTOINE DE SAINT-EXUPÉRY

## REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de recherche, Dr Robert Guardo, pour sa grande disponibilité, sa rigueur scientifique, son professionnalisme et son soutien financier. Je voudrais exprimer ma profonde reconnaissance à Hervé Gagnon pour son aide si précieuse, ses idées, ses judicieux conseils, son soutien moral et son amitié tellement appréciée. Merci d'avoir fait de mon projet de maîtrise une expérience très agréable.

Je veux également remercier tous les étudiants et tout le personnel ayant travaillé au laboratoire d'instrumentation pour avoir rendu l'atmosphère de travail chaleureuse et enrichissante. Merci, entre autres, à Johanne Raymond pour avoir corrigé ce mémoire et répondu à mes questions.

Un merci particulier à Jean-Philippe pour ses explications sur diverses notions physiologiques, pour avoir révisé ce mémoire, mais surtout, pour sa présence, pour son soutien moral et pour avoir toujours été là pour moi. Merci à ma mère pour son soutien et ses encouragements si précieux et à mon père pour son intérêt envers mon projet de maîtrise et pour avoir su me faire rire de bon coeur.

## RÉSUMÉ

La tomographie d'impédance électrique (TIE) est une technique d'imagerie médicale utile pour le monitorage des patients ventilés mécaniquement. Elle permet de visualiser la variation de la distribution de conductivité électrique associée à la ventilation pulmonaire. Les images de TIE sont reconstruites à partir de mesures effectuées à l'aide d'électrodes placées autour du thorax. Ces mesures doivent être de grande précision afin de mesurer les faibles changements de conductivité associés à la ventilation et à la perfusion pulmonaire. Réduire les erreurs de mesures par les techniques d'optimisation courantes est difficile étant donné la complexité des interactions entre les sous-circuits. Pour remédier à ce problème, un modèle matriciel caractérisant fidèlement les circuits électroniques a été développé pour améliorer les performances du système de TIE. Ce modèle a permis d'optimiser les circuits électroniques et a été introduit dans les algorithmes de reconstruction d'images afin de tenir compte des imperfections du système (capacités parasites, tolérance des composants, etc.).

Le système de TIE développé à l'École Polytechnique est constitué d'un PC, d'un module d'électrodes actives et d'un module de synthèse et de démodulation. Le module d'électrodes actives contient les circuits électroniques de première ligne permettant d'appliquer le courant à l'aide d'une paire d'électrodes et de mesurer la tension résultante avec une autre paire d'électrodes. Le module de synthèse et de démodulation contient les circuits qui génèrent la porteuse de référence contrôlant les sources de courant ainsi que les circuits qui numérisent et démodulent le signal de tension mesuré par les électrodes. Le contrôle du système s'effectue entièrement par le PC via un port USB.

La modélisation des circuits électroniques de première ligne a été réalisée à l'aide

d'une méthode de résolution matricielle qui permet de générer les courbes caractéristiques des circuits actuels tels le gain, la transconductance et l'impédance d'entrée/sortie. Leur optimisation, par la méthode de Levenberg-Marquardt, a fourni les valeurs optimales des composants électroniques. Les performances des anciens et des nouveaux circuits ont été mesurées et comparées afin de quantifier les améliorations. Le gain à la fréquence d'opération du système se trouvait initialement trop rapproché du point -3 dB de la courbe. Le processus d'optimisation a permis d'augmenter la bande passante du gain afin d'éviter une modulation en amplitude. L'optimisation a également permis de réduire la bande passante de la transconductance afin de minimiser l'ajout de bruit au système. L'impédance d'entrée/sortie a été augmentée à la fréquence d'opération de 75.9 k $\Omega$  à 4.24 M $\Omega$  pour réduire les effets engendrés par une variation de l'impédance de contact d'une électrode.

Une fois les circuits optimisés, le modèle a ensuite été intégré dans les algorithmes de reconstruction d'images afin de tenir compte des imperfections du système. L'efficacité de cette méthode a été testée par la reconstruction d'images dynamiques, statiques et quasi statiques avec et sans ce modèle. Les résultats ont montré d'importantes améliorations en imagerie statique et quasi statique qui proviennent de l'élimination des artefacts engendrés par les imperfections du système.

L'optimisation des circuits et l'incorporation de leur modèle dans les algorithmes de reconstruction d'images ont permis d'améliorer globalement les performances du système de TIE.

## ABSTRACT

Electrical impedance tomography (EIT) is a medical imaging technique useful for monitoring mechanically ventilated patients. This technique shows changes in electrical conductivity distribution associated with pulmonary ventilation. Images are obtained from measurements acquired with electrodes placed around the torso. These measurements require great precision since conductivity changes associated with ventilation and pulmonary perfusion are small. Reducing measurement errors by the usual optimization techniques is difficult since interactions between sub-circuits are complex. To solve this problem, a matrix model accurately characterizing the hardware has been developed to improve the performance of the EIT system. This model has been used to optimize the hardware and was introduced into the reconstruction algorithms to take into account system imperfections (stray capacitance, component tolerances, etc.).

The EIT system developed at École Polytechnique consists of a PC, a scan-head and a base-station. The scan-head contains front-end electronic circuits required for applying current through an electrode pair and for measuring voltage with another pair of electrodes. The base-station contains circuits required for generating the reference carrier controlling the current sources and for digitally demodulating the voltage signal measured by the electrodes. The system is entirely controlled by the PC through a USB port.

The model of the front-end electronic circuits was computed using a matrix method that could generate characteristic curves such as gain, transconductance and input/output impedance. Optimization of the characteristic curves was performed with the Levenberg-Marquardt method to obtain optimal values for the electronic circuit components. Circuit characteristics were measured and compared before

and after optimization to quantify the improvement. The default operating frequency of the system was originally too close to the -3 dB point of the gain response curve. The optimization process increased the gain response bandwidth to prevent amplitude modulation. The transconductance bandwidth was reduced by the optimization process to minimize noise introduced into the system. Input/output impedance at the operating frequency was increased from  $75.9\text{ k}\Omega$  to  $4.24\text{ M}\Omega$  to reduce the influence of variations in electrode contact impedance.

Once the circuits were optimized, the model was introduced into the reconstruction algorithms to account for hardware imperfections. To demonstrate the effectiveness of the method, dynamic, static and quasi-static images were reconstructed with and without the model. Results showed significant improvements for static and quasi-static imaging where artefacts introduced by the system imperfections were successfully eliminated.

The circuit optimization process and introduction of the model in the image reconstruction algorithms improved global EIT system performance.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE . . . . .	iv
REMERCIEMENTS . . . . .	v
RÉSUMÉ . . . . .	vi
ABSTRACT . . . . .	viii
TABLE DES MATIÈRES . . . . .	x
LISTE DES TABLEAUX . . . . .	xiv
LISTE DES FIGURES . . . . .	xv
LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES . . . . .	xviii
1 INTRODUCTION . . . . .	1
1.1 Ventilation mécanique . . . . .	1
1.2 Tomographie d'impédance électrique . . . . .	2
1.3 Système de TIE développé par l'Institut de génie biomédical (IGB) . . . . .	2
1.3.1 Technique de mesure . . . . .	3
1.3.2 Résolution spatiale . . . . .	4
1.4 Types d'images . . . . .	4
1.5 Problématique . . . . .	5
1.6 Objectif du projet de maîtrise . . . . .	6
1.7 Méthode . . . . .	6
2 DESCRIPTION DES CIRCUITS ÉLECTRONIQUES DE PREMIÈRE LI- GNE . . . . .	8
2.1 Tomographe développé par l'IGB . . . . .	8

2.2	Module d'électrodes actives . . . . .	9
2.3	Source de courant de Howland . . . . .	12
2.4	Suiveur auto-élévateur . . . . .	18
2.5	Multiplexeur . . . . .	23
2.6	Amplificateur d'instrumentation . . . . .	27
2.7	Analyse des circuits de première ligne . . . . .	28
3	A METHOD FOR MODELLING AND OPTIMIZING AN ELECTRICAL IMPEDANCE TOMOGRAPHY SYSTEM . . . . .	33
3.1	Abstract . . . . .	34
3.2	Introduction . . . . .	35
3.3	Methods . . . . .	36
3.3.1	EIT system description . . . . .	36
3.3.2	Modelling method . . . . .	41
3.3.2.1	Matrix analysis of the sub-circuits . . . . .	42
3.3.2.2	Assembly of the global admittance matrix . . . . .	44
3.3.3	Optimization method . . . . .	46
3.3.3.1	Computation of first and second derivative matrices $\phi'$ and $\phi''$ . . . . .	48
3.4	Results . . . . .	50
3.4.1	Impedance results . . . . .	51
3.4.2	Transconductance and gain results . . . . .	52
3.4.3	Impedance sensitivity to component tolerances . . . . .	53
3.4.4	Image reconstructions . . . . .	53
3.5	Discussion and conclusion . . . . .	55
4	ACCOUNTING FOR HARDWARE IMPERFECTIONS IN EIT IMAGE RECONSTRUCTION ALGORITHMS . . . . .	57
4.1	Abstract . . . . .	58

4.2	Introduction . . . . .	59
4.3	Forward problem . . . . .	60
4.3.1	Formulation of the forward problem . . . . .	61
4.3.2	Model integration into reconstruction algorithms . . . . .	62
4.4	Inverse problem . . . . .	65
4.4.1	Static image reconstruction . . . . .	65
4.4.2	Dynamic image reconstruction . . . . .	67
4.4.3	Quasi-static reconstruction . . . . .	69
4.5	Derivative matrices . . . . .	70
4.6	Results . . . . .	71
4.6.1	Static images . . . . .	72
4.6.2	Dynamic images . . . . .	74
4.6.3	Quasi-static images . . . . .	74
4.7	Discussion and conclusion . . . . .	77
5	MISE EN OEUVRE DE LA MÉTHODE ET DISCUSSION . . . . .	79
5.1	Modélisation et optimisation des circuits électroniques du MEA . .	79
5.1.1	Retour sur la méthode . . . . .	79
5.1.2	Description des programmes . . . . .	81
5.1.3	Méthode expérimentale . . . . .	86
5.1.3.1	Mesure du gain . . . . .	88
5.1.3.2	Mesure de la transconductance . . . . .	90
5.1.3.3	Mesure de l'impédance . . . . .	90
5.1.4	Résultats supplémentaires . . . . .	91
5.2	Introduction du modèle dans les algorithmes de reconstruction d'images . . . . .	96
5.2.1	Retour sur les algorithmes de reconstruction d'images . . . . .	96
5.2.2	Description des programmes . . . . .	97

6 CONCLUSION . . . . .	104
6.1 Résumé du projet . . . . .	104
6.2 Méthode alternative de caractérisation des circuits . . . . .	105
6.3 Impacts de la méthode dans le domaine . . . . .	106
RÉFÉRENCES . . . . .	108

**LISTE DES TABLEAUX**

Tableau 2.1	Valeurs des composants constituant la source de Howland. . . . .	18
Tableau 2.2	Valeurs des composants constituant le suiveur auto-élévateur. . . . .	23
Tableau 2.3	États possibles pour chaque électrode. . . . .	24
Tableau 2.4	Valeurs des impédances modélisant les portes linéaires. . . . .	25
Table 3.1	State of the multiplexers for every electrode function. . . . .	38
Table 3.2	Algorithm for obtaining the admittance matrix of a circuit composed of passive components and operational amplifiers. . . . .	44
Table 3.3	First derivative of the optimizable characteristic functions. . . . .	49
Table 3.4	Transconductance and gain characteristic parameters before and after optimization. . . . .	52

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Image de différence de conductivité des poumons. . . . .	3
Figure 2.1	Système de TIE développé à l'École Polytechnique de Montréal. . . . .	9
Figure 2.2	Schéma électronique du MEA. . . . .	10
Figure 2.3	Schéma électronique d'une EA. . . . .	11
Figure 2.4	Source de courant de Howland. . . . .	12
Figure 2.5	Réponses en fréquence de la source de courant. . . . .	17
Figure 2.6	Suiveur auto-élévateur. . . . .	19
Figure 2.7	Réponses en fréquence du suiveur auto-élévateur. . . . .	22
Figure 2.8	Multiplexeur constitué de quatre portes linéaires. . . . .	24
Figure 2.9	Multiplexeur. . . . .	25
Figure 2.10	Courbes de gain du multiplexeur. . . . .	26
Figure 2.11	Amplificateurs d'instrumentation utilisés par les circuits auxiliaires. . . . .	27
Figure 2.12	Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé pour générer le signal REF_IN+. . . . .	29
Figure 2.13	Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé pour générer le signal REF_IN-. . . . .	30
Figure 2.14	Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé pour générer le signal AM_OUT. . . . .	31
Figure 3.1	The EIT system developed by our group. . . . .	37
Figure 3.2	Block diagram of an active electrode. . . . .	38
Figure 3.3	Block diagram of the scan-head. . . . .	39
Figure 3.4	Circuit schematics of a) the Howland current source and b) the bootstrapped follower. . . . .	40
Figure 3.5	Assembly of the Howland current source and bootstrapped circuit to illustrate the node renumbering process. . . . .	45

Figure 3.6	Referential transformation for the bootstrapped follower admittance matrix. . . . .	46
Figure 3.7	Scan-head impedance results. . . . .	51
Figure 3.8	Difference EIT images from a mesh phantom showing the effect of circuit optimization. . . . .	54
Figure 4.1	Assembly of the circular mesh representing the medium with the EIT system hardware. . . . .	63
Figure 4.2	Referential transformation for the mesh admittance matrix. . . . .	64
Figure 4.3	Static images from a resistor phantom showing the effect of integrating the system model in the reconstruction algorithm. . . . .	73
Figure 4.4	Dynamic images from a resistor phantom showing the effect of integrating the system model in the reconstruction algorithm. . . . .	75
Figure 4.5	Quasi-static images from a resistor phantom showing the effect of integrating the system model in the reconstruction algorithm. . . . .	76
Figure 5.1	Programme développé pour modéliser les circuits du système de TIE de l'IGB. . . . .	82
Figure 5.2	Programme développé pour optimiser les circuits. . . . .	85
Figure 5.3	Carte électronique du MEA optimisé. . . . .	87
Figure 5.4	Montage expérimental. . . . .	89
Figure 5.5	Circuit équivalent d'une EA pour évaluer l'impédance de sortie Z. . . . .	90
Figure 5.6	Réponses en fréquence du gain. . . . .	92
Figure 5.7	Réponses en fréquence de la transconductance. . . . .	93
Figure 5.8	Programme développé pour reconstruire des images statiques avec ou sans le modèle des circuits électroniques. . . . .	98



## LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES

$\alpha_i$	$i^{\text{e}}$ facteur de pondération
$\beta$	Produit gain bande passante
$\Delta\sigma$	Variation de la distribution de conductivité
$\Delta p$	Correction ajoutée au vecteur $p$
$\Delta z(\omega)$	Correction des variations de tensions en fonction de $\omega$
$\lambda$	Paramètre de régularisation
$\mu$	Paramètre de régularisation
$\mu\text{F}$	Microfarad
$\sigma$	Conductivité
$\sigma$	Vecteur de distribution de conductivité
$\sigma_0$	Vecteur de distribution de conductivité de référence
$\sigma_x^2$	Variance de $x$
$\sigma_t$	Vecteur de distribution de conductivité théorique
$\phi$	Potentiel électrique
$\phi$	Fonction coût
$\omega$	Fréquence angulaire
$\Omega$	Ohm
$\omega_0$	Fréquence angulaire de référence
$\omega_c$	Fréquence angulaire de coupure
$\omega_t$	Produit gain-bande passante en fréquence angulaire (équivalant à $\mathcal{A}_0\omega_c$ )
$A$	Gain
$A$	Entrée de l'analyseur de réseau
$\mathcal{A}$	Gain en boucle ouverte
$\mathcal{A}_0$	Gain DC en boucle ouverte

$\mathcal{A}_{\text{CM}}$	Gain en mode commun
$\mathcal{A}_{\text{d}}$	Gain en mode différentiel
AE	Active Electrode
AM_OUT	Amplitude Modulated Output
BEM	Boundary Element Method
$C_i$	Capacité du $i^{\text{e}}$ composant
$C_{\text{off}}$	Capacité d'une porte linéaire ouverte
DC	Direct Current
dB	Décibel
$e^2$	Erreur quadratique
EA	Électrode active
EIT	Electrical Impedance Tomography
$f$	fréquence
$F$	Matrice représentant un filtre passe-haut
$f_c$	Fréquence de coupure
$f(p)$	Fonction caractéristique à optimiser
$f(x)$	Fonction de densité de probabilité de $x$
$f(x z)$	Fonction de densité de probabilité de $x$ étant donné $z$
$f_{\text{A}}$	Fonction caractéristique du gain
$f_{\text{D}}(p)$	Fonction caractéristique désirée
$f_{\text{Gm}}$	Fonction caractéristique de la transconductance
FEM	Finite Element Method
$f_{\text{Signal}}$	Vecteur du signal de tensions théoriques
$f_z$	Fonction caractéristique de l'impédance
$G_{\text{m}}$	Transconductance

$H$	Matrice exprimant la relation linéaire entre les tensions mesurées et la conductivité
Hz	Hertz
$I$	Vecteur de courants
IGB	Institut de génie biomédical
$i_i$	Courant du $i^e$ noeud
$I_k$	Vecteur de courants connus
$i_L$	Courant de charge
$I_L$	Courant de charge
$I_u$	Vecteur de courants inconnus
$j$	$\sqrt{-1}$
$J_n$	Densité de courant normale
$k\Omega$	Kiloohm
kHz	Kilohertz
LM	Levenberg-Marquart
$M\Omega$	Mégoohm
mA	Milliampère
MAP	Maximum <i>a posteriori</i>
MEA	Module d'électrodes actives
mH	Millihenry
MHz	Mégahertz
mS	Millisiemens
MSD	Module de synthèse et de démodulation
$n$	Vecteur normal à la frontière du domaine
$n$	Vecteur de bruit
$N$	Distribution gaussienne

$p$	Vecteur des composants passifs à optimiser
PC	Personal Computer
pF	Picofarad
R	Entrée de l'analyseur de réseau
$R_G$	Résistance externe pour ajuster le gain
$R_i$	Résistance du $i^e$ composant
$R_{on}$	Résistance d'une porte linéaire fermée
$R_x$	Matrice de covariance du vecteur $x$
REF_IN	Reference Input
RF_OUT	Sortie de l'analyseur de réseau
$s$	$j\omega$
S	Siemens
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis
TIE	Tomographie d'impédance électrique
USB	Universal Serial Bus
V	Volt
$V$	Vecteur de tensions
$v^+$	Tension à la borne positive de l'amplificateur
$v^-$	Tension à la borne négative de l'amplificateur
$V_0$	Vecteur de tensions de référence
$v_A$	Tension à l'entrée A de l'analyseur de réseau
VCCS	Voltage Controlled Current Source
$v_i$	Tension au $i^e$ noeud
$v_{in}$	Tension d'entrée d'un circuit
$V_{IN}$	Tension d'entrée

$V_k$	Vecteur des tensions connues
$v_L$	Tension de charge
$v_{out}$	Tension de sortie d'un circuit
$V_{OUT}$	Tension de sortie d'un circuit
$v_{out}^{co}$	Tension $v_{out}$ en circuit ouvert
$v_{out}^{cf}$	Tension $v_{out}$ en circuit fermé
$v_R$	Tension à l'entrée R de l'analyseur de réseau
$V_u$	Vecteur des tensions inconnues
$x$	Vecteur de variations de conductivité
$\hat{x}$	Estimé du vecteur de variations de conductivité
$Y$	Matrice d'admittance
$Y^*$	Matrice d'admittance dans le référentiel global
$Y_B$	Matrice d'admittance du circuit B dans le référentiel local
$Y_B^*$	Matrice d'admittance du circuit B dans le référentiel global
$Y_g$	Matrice d'admittance du circuit global
$Y_i$	Admittance du $i^e$ composant
$Y_{ij}$	Matrice d'admittance bloc $(i, j)$
$Y_m$	Matrice d'admittance du milieu
$Y_{out}$	Admittance de sortie
$Y_s$	Matrice d'admittance du système
$z$	Vecteur de tensions mesurées
$Z$	Impédance
$Z_i$	Impédance du $i^e$ composant
$Z_{in}$	Impédance d'entrée
$Z_n$	Impédance de charge
$Z_{off}$	Impédance d'une porte linéaire ouverte

$Z_{\text{on}}$	Impédance d'une porte linéaire fermée
$Z_{\text{out}}$	Impédance de sortie

## CHAPITRE 1

### INTRODUCTION

#### 1.1 Ventilation mécanique

André Vesale décrivit pour la première fois, en 1555, le concept de la ventilation mécanique par pression positive. Ce concept, qui consiste en l'administration d'un flux contrôlé d'oxygène dans les voies respiratoires, ne fut cependant appliqué qu'en 1907 lorsque Heinrich Dräger développa le premier ventilateur mécanique à pression positive (Marino 1997, Bhargavi et Deepi 2003). Depuis, l'assistance ventilatoire par pression positive est devenue essentielle dans la prise en charge de patients souffrant d'insuffisance respiratoire. Bien que cette méthode soit très avantageuse, un monitorage accru du patient s'impose afin d'éviter des effets potentiellement néfastes. La vérification de la saturation en oxygène et de la courbe pression-volume du ventilateur permettent un monitorage général des fonctions pulmonaires. Ces méthodes ne peuvent cependant pas détecter des anomalies régionales de perfusion et de ventilation (Hedenstierna 2004). Il existe des méthodes diagnostiques comme la radiographie simple, la résonance magnétique et la tomodensitométrie qui permettent de détecter certaines anomalies pulmonaires comme l'atélectasie, l'oedème interstitiel, les épanchements pleuraux, les consolidations et les embolies pulmonaires. Ces méthodes sont difficilement applicables en raison des limitations pratiques, économiques et du manque de disponibilité. Pour remédier à ces problèmes, une nouvelle technique d'imagerie pulmonaire est en voie de développement, la tomographie d'impédance électrique (TIE).

## 1.2 Tomographie d'impédance électrique

La TIE est une technique d'imagerie médicale qui serait potentiellement utile pour monitorer les patients ventilés mécaniquement. Elle génère des images de la distribution de conductivité électrique des tissus du thorax à partir de mesures d'impédance effectuées à la surface de celui-ci. Ces images permettent de visualiser la ventilation et la perfusion des différentes régions pulmonaires. Frerichs *et al.* (1996) ont réalisé une étude clinique démontrant la possibilité d'imager par TIE la non-homogénéité de la ventilation causée par la gravité au niveau de différentes régions pulmonaires. Plusieurs autres études cliniques ont permis de valider les images de ventilation et de perfusion pulmonaires obtenues par TIE grâce à des techniques d'imagerie en médecine nucléaire (Kunst *et al.* 1998, Hinz *et al.* 2003) et en radiologie (Frerichs *et al.* 2002, Frerichs *et al.* 2002, Victorino *et al.* 2004). Tous ces résultats confirment le potentiel de la TIE comme technique de monitorage au chevet des patients ventilés mécaniquement.

La TIE est présentement la seule technique d'imagerie médicale qui peut déterminer les variations de conductivité électrique des tissus. Elle comporte de nombreux avantages dont le fait d'être non invasive, rapide (les images sont obtenues en temps réel) et simple d'utilisation. De plus, la TIE nécessite un équipement relativement peu coûteux.

## 1.3 Système de TIE développé par l'Institut de génie biomédical (IGB)

Un système de TIE a été développé par l'IGB de l'École Polytechnique de Montréal. Il permet d'obtenir des images de la différence de conductivité électrique du thorax et de visualiser la ventilation pulmonaire. La figure 1.1 présente une image obtenue avec ce système et illustre la variation de conductivité entre la pleine inspiration et

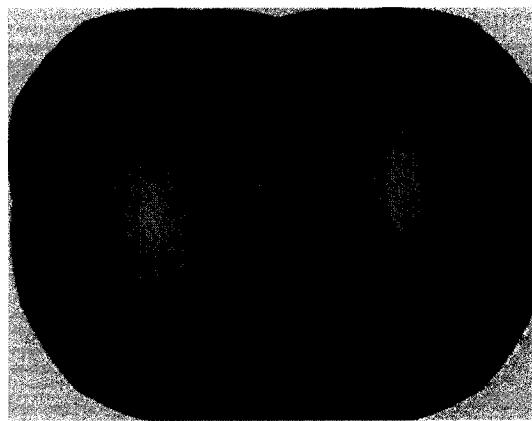


Figure 1.1 Image de différence de conductivité des poumons.

la pleine expiration. Les régions en bleu représentent une diminution de conductivité résultant d'une augmentation du volume d'air dans les poumons. Les régions en rouge correspondent à une augmentation de conductivité attribuable à l'activité cardiaque.

### 1.3.1 Technique de mesure

Les données nécessaires à la reconstruction d'images de TIE sont obtenues à l'aide d'électrodes placées autour du thorax. Le principe de mesure d'impédance des tissus consiste à appliquer un courant électrique de faible amplitude (4 mA crête-à-crête) et de fréquence relativement élevée (50 kHz) par une paire d'électrodes et à mesurer simultanément la tension qui résulte du passage de ce courant dans le corps au moyen d'autres électrodes. Les mesures ainsi effectuées sont fonction de la conductivité des tissus traversés par le courant.

### 1.3.2 Résolution spatiale

La résolution spatiale de la TIE est relativement faible et dépend surtout de facteurs instrumentaux comme le nombre d'électrodes. Pour un système de 16 électrodes, il est possible d'obtenir 208 mesures d'impédance (une mesure utilise deux électrodes pour appliquer le courant et deux autres pour mesurer la tension). Toutefois, à cause de la réciprocité tension-courant, seulement 104 de ces mesures sont linéairement indépendantes. Ces 104 mesures définissent 104 équations qui permettent de déterminer autant de valeurs inconnues correspondant à la conductivité des pixels d'une image. Par conséquent, il est possible d'obtenir une image de  $10 \times 10$  pixels environ. C'est pourquoi, on mentionne habituellement que la résolution de la TIE est de 10 %. Il est donc difficile de visualiser un objet dont la dimension est inférieure à 10 % du diamètre de l'image à moins que son contraste de conductivité soit très grand.

## 1.4 Types d'images

Plusieurs types d'images de TIE peuvent être reconstruites. Les plus courantes sont les images statiques, dynamiques, quasi statiques et paramétriques.

Les images statiques reproduisent la distribution de conductivité absolue. Ces images sont reconstituées à partir d'un seul ensemble de mesures d'impédance (Saulnier *et al.* 2001, Holder 2005). Les techniques de reconstruction statique sont toutefois complexes et très sensibles au bruit de mesure ainsi qu'aux erreurs de modélisation.

Les images dynamiques représentent les changements de conductivité qui se produisent entre deux instants (Adler et Guardo 1996). Par exemple, des images

dynamiques du thorax peuvent être obtenues en utilisant comme référence la fin de l'expiration. Lorsque le sujet inspire, il y a augmentation du volume d'air dans les poumons et donc une diminution de conductivité que l'on peut observer grâce à la TIE. C'est ce type d'images qui est le plus souvent reconstruit.

Les images quasi statiques correspondent à la différence de conductivité entre deux fréquences d'excitation. Ce type d'images se base sur le principe que les propriétés électriques des tissus varient en fonction de la fréquence.

L'imagerie paramétrique est basée sur le modèle de Cole (Gabriel *et al.* 1996) qui modélise les variations d'impédance en fonction de la fréquence en utilisant quelques paramètres spécifiques à chaque tissu. Les images paramétriques sont obtenues en mesurant la conductivité à plusieurs fréquences simultanément. Ces valeurs de conductivité sont ensuite utilisées pour trouver les paramètres du modèle de Cole. La TIE multifréquence produit des images dont les pixels sont fonction de ces paramètres. Dans la mesure où ces derniers sont différents pour chaque tissu biologique, les informations extraites des images paramétriques sont alors utilisées pour discriminer les tissus (Hampshire *et al.* 1995).

## 1.5 Problématique

Pour mesurer les faibles variations de conductivité associées à la ventilation et à la perfusion pulmonaires, la TIE nécessite des mesures de très grande précision. Les erreurs de mesures engendrées par les imperfections des circuits électroniques, la fréquence d'opération du système relativement élevée et l'utilisation de composants électroniques non idéaux entraînent des artefacts indésirables dans les images. La complexité des interactions des sous-circuits rend difficile l'amélioration des performances par les techniques d'optimisation usuelles. Un modèle des cir-

cuits électroniques permettrait de parfaitement caractériser le système de TIE afin d'en optimiser les performances. De plus, un tel modèle pourrait être intégré dans les algorithmes de reconstruction afin de réduire les artefacts engendrés par les imperfections du système.

### 1.6 Objectif du projet de maîtrise

L'objectif du projet de maîtrise est d'améliorer les performances d'un système de TIE en modélisant les caractéristiques des circuits électroniques de première ligne. Le modèle global de ces circuits sera utilisé à deux fins :

- 1) optimiser le design des circuits et
- 2) incorporer le modèle dans les algorithmes de reconstruction d'images afin d'éliminer, ou à tout le moins atténuer, les artefacts qui découlent des imperfections des circuits.

### 1.7 Méthode

La première étape consiste à générer le modèle au moyen d'une méthode matricielle pour représenter les circuits électriques. Cette approche permet de tracer les courbes caractéristiques du système actuel. Ces dernières sont ensuite optimisées par la méthode de Levenberg-Marquardt afin de calculer les valeurs des composants électroniques qui donneront des circuits répondant aux performances désirées. Enfin, un nouveau système sera réalisé en utilisant ces nouvelles valeurs de composants. Les performances du nouveau système seront mesurées pour quantifier les améliorations obtenues. Dans la deuxième partie du projet, il s'agira d'introduire le modèle du système dans les algorithmes de reconstruction d'images.

Ces derniers supposent habituellement un système de mesure idéal, ce qui n'est évidemment pas le cas en réalité. L'hypothèse qui sous-tend cette approche est que les imperfections du système introduisent des artefacts qui peuvent être éliminés en intégrant le modèle des circuits dans les algorithmes de reconstruction. Des images reconstruites avec et sans ce modèle permettront de vérifier l'efficacité de cette approche. L'optimisation des circuits électroniques et l'intégration du modèle du système dans les algorithmes de reconstruction d'images permettent d'espérer une amélioration significative des performances globales du système de TIE.

Le prochain chapitre décrit les circuits électroniques qui seront modélisés. La méthode de modélisation et le processus d'optimisation sont expliqués au chapitre 3. Celui-ci est présenté sous la forme d'un article qui a été publié dans *Physiological Measurement* en mai 2006. Le chapitre 4, également sous la forme d'un article (soumis pour publication dans *Physiological Measurement*), décrit la méthode utilisée pour introduire le modèle dans les algorithmes de reconstruction d'images. La mise en oeuvre de la méthode et des résultats supplémentaires sont présentés au chapitre 5. Le chapitre 6 résume les principaux résultats obtenus dans ce projet et décrit quelques avenues pour des travaux futurs.

## CHAPITRE 2

### DESCRIPTION DES CIRCUITS ÉLECTRONIQUES DE PREMIÈRE LIGNE

Le projet consiste à modéliser les circuits électroniques de première ligne dans le but de les optimiser et d'introduire le modèle dans les algorithmes de reconstruction d'images pour améliorer les performances du système de TIE. Ce chapitre présente le système de TIE développé à l'IGB et décrit, de façon détaillée, les circuits électroniques qui seront modélisés au chapitre suivant.

#### 2.1 Tomographe développé par l'IGB

Le système conçu par l'IGB est constitué d'un PC, d'un module de synthèse et de démodulation (MSD) et d'un module d'électrodes actives (MEA) (figure 2.1).

Le MEA comprend les circuits électroniques qui desservent les 16 électrodes placées autour du thorax du patient. Ces circuits, principalement constitués de sources de courant et de préamplificateurs, servent à appliquer un courant sinusoïdal de faible amplitude (4 mA crête-à-crête) par une paire d'électrodes et à mesurer la tension résultante par une autre paire d'électrodes.

Le MSD produit la porteuse de référence (REF\_IN) contrôlant les sources de courant, numérise la porteuse modulée (AM\_OUT) provenant des électrodes et démodule cette dernière numériquement. Ce module contient également une partie des circuits numériques qui contrôlent la séquence de mesures. Tous les signaux passent par une barrière d'isolation qui sert à isoler électriquement le patient du

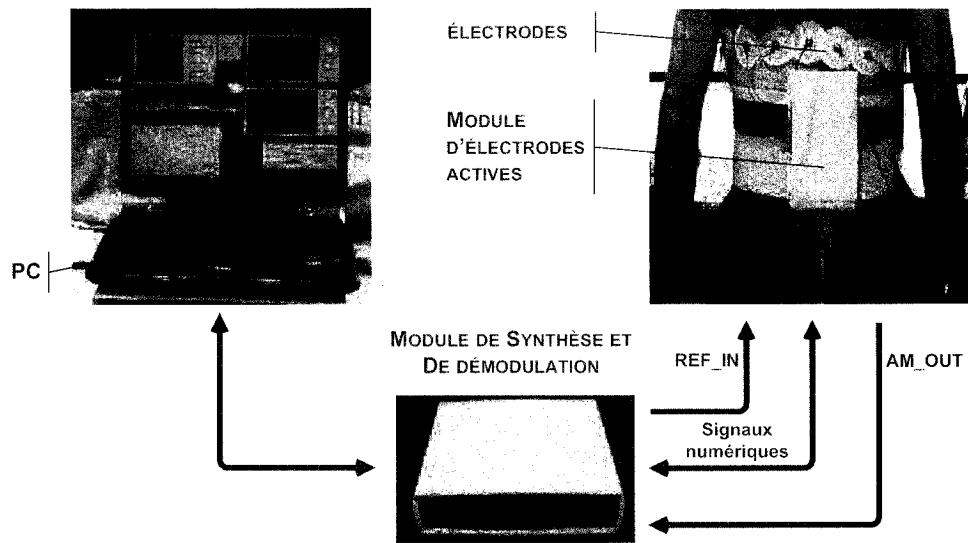


Figure 2.1 Système de TIE développé à l'École Polytechnique de Montréal.

système informatique. Le contrôle du système et le transfert des données vers le PC s'effectuent par un lien USB.

## 2.2 Module d'électrodes actives

Les circuits électroniques qui seront modélisés correspondent aux circuits analogiques de première ligne situés dans le MEA (figure 2.2). Ce module comprend 16 circuits, appelés électrodes actives (EA). Chacun de ces circuits peut agir comme source de courant, puits de courant, suiveur de tension, inverseur de tension ou encore être déconnecté. Une EA (figure 2.3) est donc divisée en deux parties : la première sert à appliquer le courant et la deuxième permet de faire les mesures de tension. Les circuits utilisés pour appliquer le courant sont constitués d'un multiplexeur, d'un suiveur de tension et d'un convertisseur tension/courant. Les mesures de tension sont effectuées grâce à un suiveur auto-élevateur, deux suiveurs

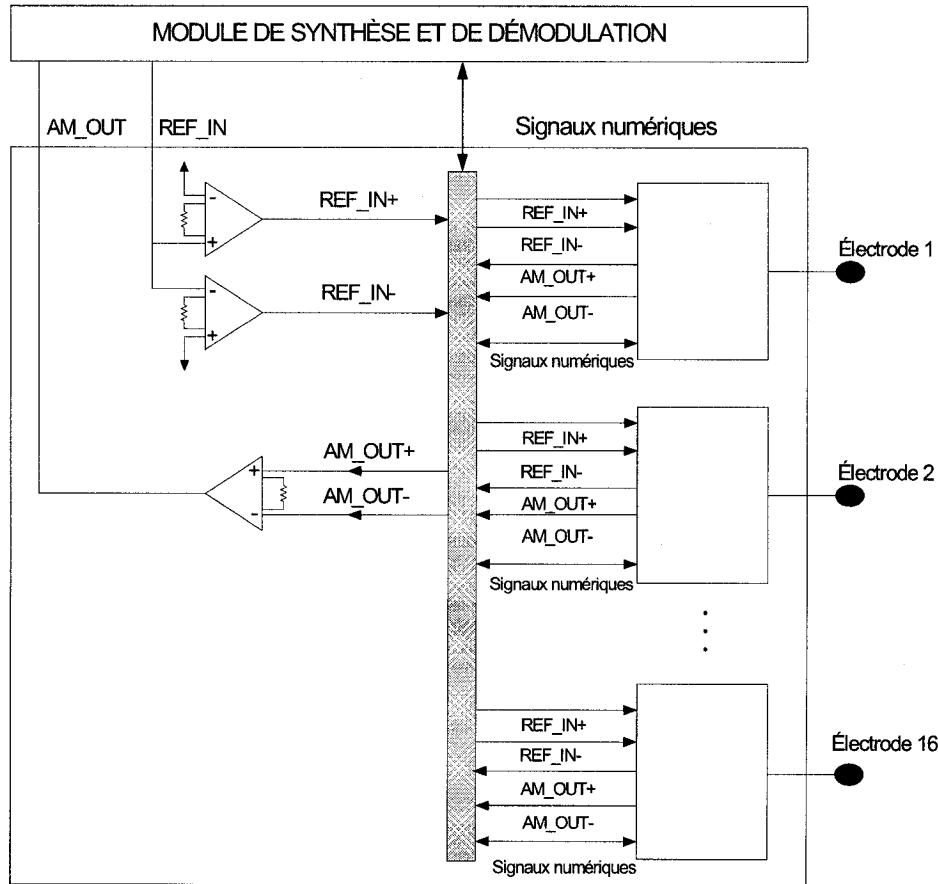


Figure 2.2 Schéma électronique du MEA.

simples et un multiplexeur. Un microcontrôleur associé à chaque EA contrôle les multiplexeurs qui fixent l'état de chaque électrode. Les 16 EA sont connectées à des circuits auxiliaires constitués de trois amplificateurs d'instrumentation.

Les sections suivantes présentent une analyse détaillée de chaque sous-circuit analogique constituant le MEA.

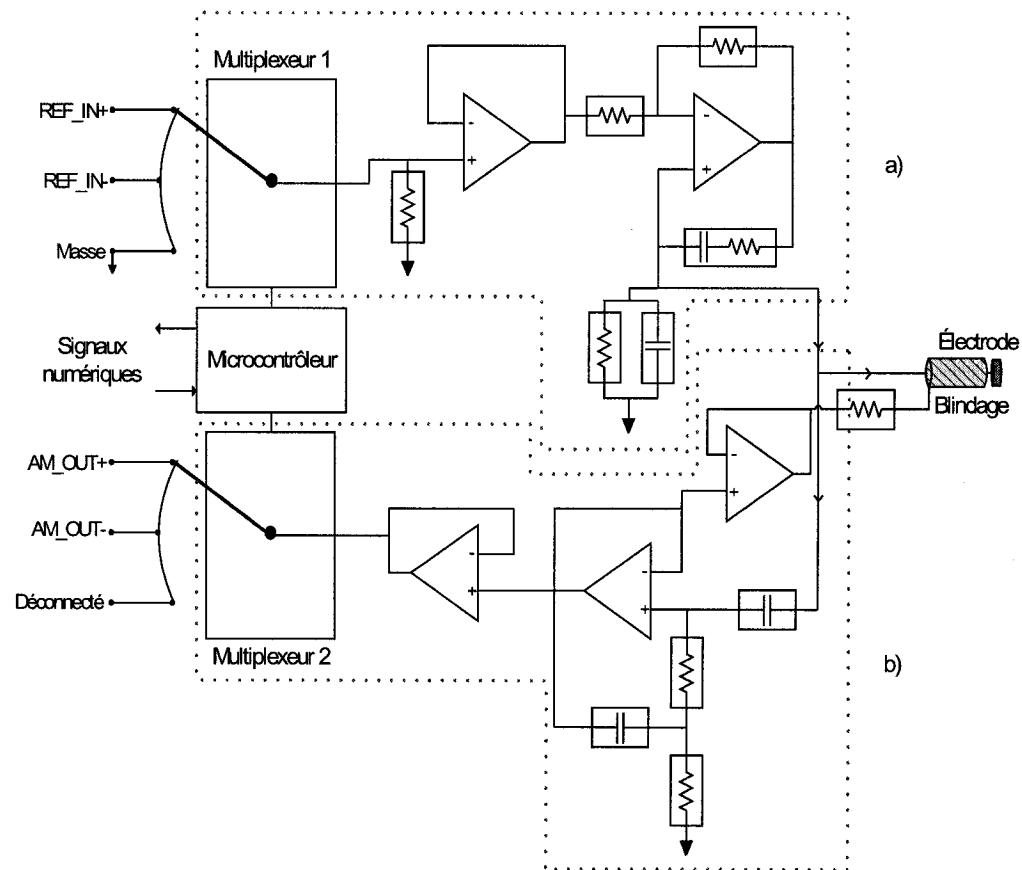


Figure 2.3 Schéma électronique d'une EA. a) Circuits permettant d'appliquer le courant. b) Circuits de mesure de la tension à l'électrode.

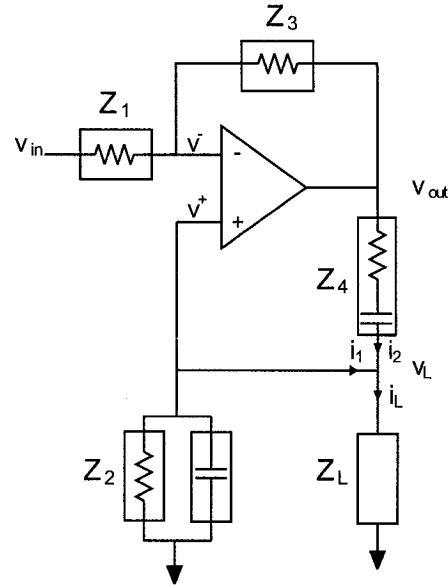


Figure 2.4 Source de courant de Howland.

### 2.3 Source de courant de Howland

Le type de convertisseur tension/courant présent dans les EA est appelé circuit de Howland ou source de Howland; il utilise un amplificateur opérationnel avec deux boucles de rétroaction qui dans des conditions précises, permettent d'atteindre une impédance de sortie très élevée (figure 2.4). Ceci est important dans un système de TIE, car le courant appliqué par la source doit demeurer constant même en présence de variations de l'impédance de charge (c'est-à-dire de l'interface électrode-peau).

Pour commencer, écrivons les équations élémentaires décrivant la tension  $v^-$  :

$$v^- = v_{in} + \frac{Z_1}{(Z_1 + Z_3)}(v_{out} - v_{in}) \quad (2.1)$$

$$v^- = v_{in}(1 - \beta) + v_{out}\beta \quad (2.2)$$

où

$$\beta = \frac{Z_1}{(Z_1 + Z_3)} \quad (2.3)$$

Pour un amplificateur opérationnel idéal et en présence de rétroaction, le potentiel  $v^-$  tend vers  $v^+$ . Cela permet d'écrire :

$$v^- = v^+ = v_L \quad (2.4)$$

En utilisant (2.4), il est possible de réécrire (2.2) comme suit :

$$v_L = v_{in}(1 - \beta) + v_{out}\beta \quad (2.5)$$

Maintenant, en isolant  $v_{out}$  dans (2.5), nous obtenons :

$$v_{out} = \frac{v_L}{\beta} - v_{in} \frac{(1 - \beta)}{\beta} \quad (2.6)$$

Le courant appliqué à la charge  $Z_L$  est :

$$i_L = i_1 + i_2 = \frac{-v_L}{Z_2} + \frac{v_{out} - v_L}{Z_4} \quad (2.7)$$

Substituons (2.6) dans (2.7) :

$$i_L = \left( \frac{\frac{Z_3 Z_2}{Z_4 Z_1} - 1}{Z_2} \right) v_L - \left( \frac{Z_3}{Z_4 Z_1} \right) v_{in} \quad (2.8)$$

L'équation (2.8) peut s'écrire plus simplement comme suit :

$$i_L = Y_{out} v_L + G_m v_{in} \quad (2.9)$$

où  $G_m$  est la transconductance et  $Y_{out}$ , l'admittance de sortie. Cette dernière

correspond à :

$$Y_{\text{out}} = \frac{1}{Z_{\text{out}}} \quad (2.10)$$

Afin d'obtenir  $Z_{\text{out}} = \infty$ , il faut que :

$$\left( \frac{Z_3 Z_2}{Z_4 Z_1} - 1 \right) \rightarrow 0 \quad (2.11)$$

C'est-à-dire :

$$Z_3 Z_2 = Z_4 Z_1 \quad (2.12)$$

Les impédances du circuit doivent donc respecter cette égalité afin de maximiser les performances de la source de courant.

L'ajout d'une capacité série en  $Z_4$  s'avère nécessaire afin d'éviter qu'un courant continu ne soit appliqué accidentellement au patient si l'amplificateur opérationnel venait à se saturer. Pour maintenir l'égalité (2.12), une correction capacitive s'impose en  $Z_2$ . Dans la plupart des réalisations du circuit,  $Z_1$  et  $Z_3$  sont des résistances, tandis que  $Z_2$  et  $Z_4$  sont des impédances complexes.

En appliquant (2.12), l'équation (2.8) peut s'écrire comme suit :

$$i_L = - \left( \frac{Z_3}{Z_4 Z_1} \right) v_{\text{in}} = G_m v_{\text{in}} = - \frac{v_{\text{in}}}{Z_2} \quad (2.13)$$

Ainsi, la transconductance équivaut à :

$$G_m = - \frac{1}{Z_2} \quad (2.14)$$

Cela indique que le courant est fonction de la valeur de  $Z_2$ . Par exemple, afin de

générer un courant de quelques milliampères,  $Z_2$  doit être de l'ordre des kilohms pour une tension de contrôle  $v_{\text{in}}$  de 1 volt.

Cependant, en pratique, l'amplificateur opérationnel est non idéal et la précision des composants passifs est limitée. Ces facteurs ont un effet direct sur les performances de la source de courant en limitant l'impédance de sortie. Les équations suivantes permettent d'analyser le comportement réel de la source de courant de Howland.

La tension  $v_{\text{out}}$  s'exprime de la façon suivante :

$$v_{\text{out}} = \mathcal{A}(s)(v^+ - v^-) \quad (2.15)$$

où  $\mathcal{A}(s)$  est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel à une fréquence  $s = j\omega$ .

Pour la majorité des amplificateurs opérationnels disponibles sur le marché, le gain  $\mathcal{A}(s)$  a la forme suivante :

$$\mathcal{A}(s) = \frac{\mathcal{A}_o}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \approx \frac{\omega_t}{j\omega} \quad (2.16)$$

pour

$$\omega \gg \omega_c$$

où  $\mathcal{A}_o$  est le gain DC en boucle ouverte,  $\omega_c$ , la fréquence de coupure à -3 dB, et  $\omega_t$  (équivalant à  $\mathcal{A}_o\omega_c$ ), le produit gain-bande passante. Pour simplifier l'écriture, nous utiliserons  $\mathcal{A}$  pour  $\mathcal{A}(s)$  dans les équations qui suivent.

En posant  $v^+ = v_L$ , (2.15) devient :

$$v_{\text{out}} = \mathcal{A}(v_L - v^-) \quad (2.17)$$

Maintenant, introduisons (2.2) dans (2.17) :

$$v_{\text{out}} = \mathcal{A}(v_L - v_{\text{in}}(1 - \beta) - v_{\text{out}}\beta) \quad (2.18)$$

$$v_{\text{out}} = \frac{\mathcal{A}}{(1 + \mathcal{A}\beta)}v_L - \frac{\mathcal{A}(1 - \beta)}{(1 + \mathcal{A}\beta)}v_{\text{in}} \quad (2.19)$$

En substituant (2.19) dans (2.7), le courant appliqué à la charge devient :

$$i_L = \left[ \frac{\mathcal{A}}{Z_4(1 + \mathcal{A}\beta)} - \frac{1}{Z_4} - \frac{1}{Z_2} \right] v_L - \left[ \frac{\mathcal{A}(1 - \beta)}{Z_4(1 + \mathcal{A}\beta)} \right] v_{\text{in}} \quad (2.20)$$

L'équation (2.20) permet de retrouver la forme de (2.9) où  $Y_{\text{out}}$  est l'admittance de sortie de la source de courant :

$$Y_{\text{out}} \equiv \left. \frac{i_L}{v_L} \right|_{v_{\text{in}}=0} = \frac{\mathcal{A}}{Z_4(1 + \mathcal{A}\beta)} - \frac{1}{Z_4} - \frac{1}{Z_2} \quad (2.21)$$

La transconductance,  $G_m$ , s'écrit comme suit :

$$G_m \equiv \left. \frac{i_L}{v_{\text{in}}} \right|_{v_L=0} = \frac{-\mathcal{A}(1 - \beta)}{Z_4(1 + \mathcal{A}\beta)} \quad (2.22)$$

Les relations (2.21) et (2.22) permettent de tracer les courbes caractéristiques de la source de courant. Les figures 2.5(a) et 2.5(b) présentent respectivement la transconductance et l'impédance de sortie d'un circuit dont les valeurs nominales des composants sont données au tableau 2.1. À la fréquence normale d'opération de notre système de TIE (50 kHz), la transconductance est 0.833 mS et l'impédance de sortie, 78.9 kΩ.

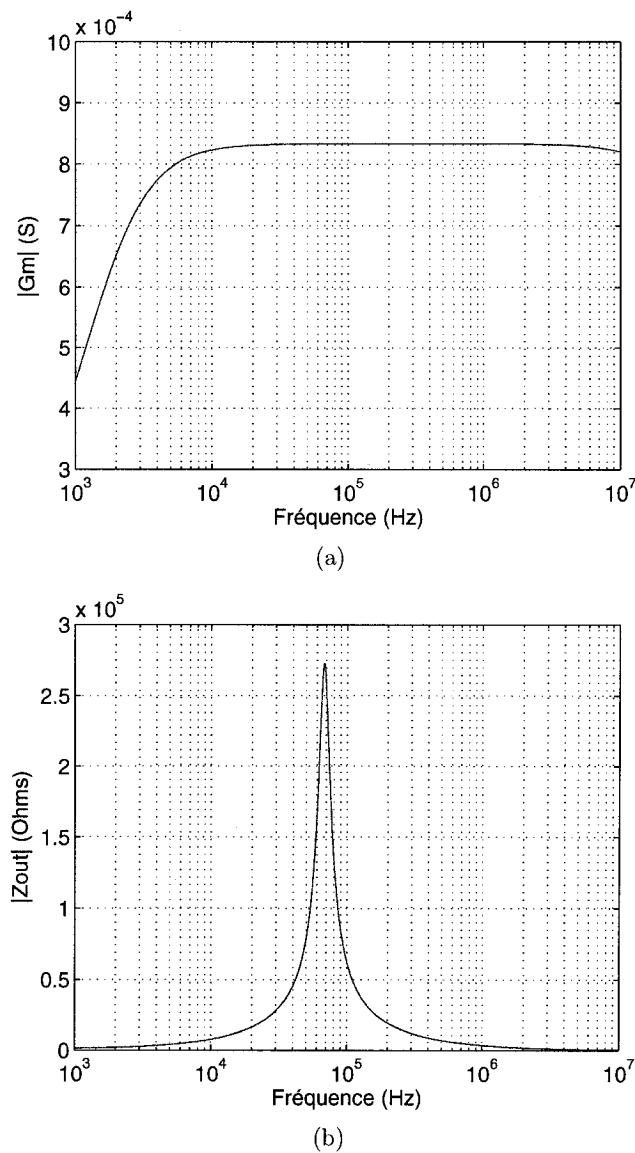


Figure 2.5 Réponses en fréquence de la source de courant. a) Transconductance.  
b) Impédance de sortie.

Tableau 2.1 Valeurs des composants constituant la source de Howland.

Composant	Valeur	
$R_1$	1.2	$\text{k}\Omega$
$R_2$	1.195	$\text{k}\Omega$
$C_2$	15	$\text{pF}$
$R_3$	100	$\Omega$
$R_4$	100	$\Omega$
$C_4$	1	$\mu\text{F}$
$f_t^*$	60	$\text{MHz}$

\* Produit gain-bande passante du MAX437.

## 2.4 Suiveur auto-élévateur

Le circuit présenté à la figure 2.6 est utilisé comme préamplificateur de gain unitaire dans la chaîne de mesure d'une EA. Il permet de mesurer la tension à l'électrode en présentant une grande impédance d'entrée à la fréquence d'opération du système. Idéalement, on recherche une impédance d'entrée infinie afin de minimiser l'effet des variations de l'impédance électrode-peau.

Comme illustré à la figure 2.6, le suiveur auto-élévateur comprend quatre impédances et un amplificateur opérationnel. Les impédances  $Z_1$  et  $Z_3$  n'ont qu'une partie résistive,  $R_1$  et  $R_3$ , tandis que  $Z_2$  et  $Z_4$  sont égales à  $1/j\omega C_2$  et  $1/j\omega C_4$ . Aux basses fréquences,  $Z_2$  et  $Z_4$  agissent comme des circuits ouverts. À plus haute fréquence,  $Z_2$  et  $Z_4$  se comportent comme des courts-circuits créant une différence de potentiel nulle aux bornes de  $Z_1$ . Le courant circulant par  $Z_1$  tend alors vers zéro, correspondant ainsi à une impédance quasi infinie à l'entrée du préamplificateur.

Afin d'obtenir les relations exprimant le gain et l'impédance d'entrée du préamplificateur, nous posons d'abord :

$$v_{\text{out}} = v^- \quad (2.23)$$

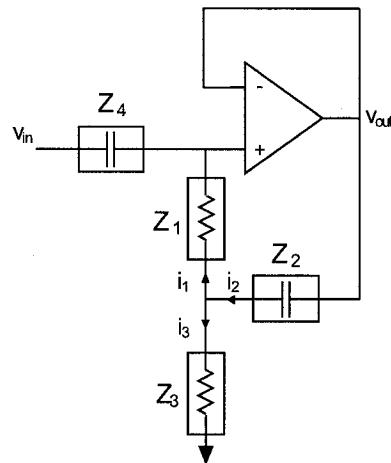


Figure 2.6 Suiveur auto-élévateur.

$$v_{\text{out}} = \mathcal{A}(v^+ - v^-) \quad (2.24)$$

Puis, en substituant (2.23) dans (2.24) :

$$v_{\text{out}} = \frac{\mathcal{A}}{\mathcal{A} + 1} v^+ \quad (2.25)$$

$$v^+ = \alpha v_{\text{out}} \quad (2.26)$$

où :

$$\alpha = \frac{\mathcal{A} + 1}{\mathcal{A}} \quad (2.27)$$

Nous pouvons caractériser le circuit à l'aide des équations suivantes :

$$i_3 = -i_1 + i_2 \quad (2.28)$$

$$v_{\text{out}} = Z_2 i_2 + Z_1 i_1 + Z_4 i_1 + v_{\text{in}} \quad (2.29)$$

$$v_{\text{out}} = Z_2 i_2 + Z_3 i_3 \quad (2.30)$$

En substituant (2.28) dans (2.30), nous obtenons :

$$v_{\text{out}} = Z_2 i_2 - Z_3 i_1 + Z_3 i_2 \quad (2.31)$$

Isolons  $i_2$  dans (2.29) et (2.31) respectivement :

$$i_2 = \frac{v_{\text{out}}}{Z_2} - \frac{Z_1}{Z_2} i_1 - \frac{Z_4}{Z_2} i_1 - \frac{v_{\text{in}}}{Z_2} \quad (2.32)$$

$$i_2 = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} i_1 + \frac{1}{Z_2 + Z_3} v_{\text{out}} \quad (2.33)$$

Les deux équations précédentes sont équivalentes :

$$\frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} i_1 + \frac{1}{Z_2 + Z_3} v_{\text{out}} = \frac{v_{\text{out}}}{Z_2} - \frac{Z_1}{Z_2} i_1 - \frac{Z_4}{Z_2} i_1 - \frac{v_{\text{in}}}{Z_2} \quad (2.34)$$

De plus, il est possible de poser :

$$i_1 = \frac{v^+ - v_{\text{in}}}{Z_4} \quad (2.35)$$

Introduisons (2.35) dans (2.34) :

$$\begin{aligned} \left( \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \right) \left( \frac{v^+ - v_{\text{in}}}{Z_4} \right) + \left( \frac{1}{Z_2 + Z_3} \right) v_{\text{out}} &= \dots \\ \dots - \left( \frac{Z_4 + Z_1}{Z_2} \right) \left( \frac{v^+ - v_{\text{in}}}{Z_4} \right) + \left( \frac{v_{\text{out}} - v_{\text{in}}}{Z_2} \right) \end{aligned} \quad (2.36)$$

En remplaçant  $v^+$  par  $\alpha v_{\text{out}}$  (2.26) et en regroupant les termes dans (2.36), nous obtenons le gain :

$$A = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{\mu Z_1 + Z_2 Z_3}{\alpha Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + \alpha \mu Z_4 + \alpha \mu Z_1 - \mu Z_4} \quad (2.37)$$

où :

$$\mu = Z_2 + Z_3$$

Trouvons maintenant l'impédance d'entrée :

$$Z_{\text{in}} = \frac{v_{\text{in}}}{i_{\text{in}}} = \frac{v_{\text{in}}}{-i_1} = \frac{v_{\text{in}} Z_4}{v_{\text{in}} - \alpha v_{\text{out}}} \quad (2.38)$$

$$Z_{\text{in}} = \frac{v_{\text{in}} Z_4}{v_{\text{in}} - \alpha A v_{\text{in}}} \quad (2.39)$$

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_4}{1 - \alpha A} \quad (2.40)$$

Les courbes du gain et de l'impédance d'entrée du suiveur auto-élévateur sont présentées respectivement aux figures 2.7(a) et 2.7(b) pour un circuit dont les valeurs des composants sont données au tableau 2.2. On constate que le gain est unitaire à 50 kHz. L'impédance d'entrée du préamplificateur est très grande et atteint un maximum à 200.9 kHz. Le gain et l'impédance d'entrée diminuent aux hautes fréquences parce que le facteur  $\alpha$  n'est plus égal à 1 étant donné que le gain en boucle ouverte,  $\mathcal{A}=\mathcal{A}(s)$ , diminue.

Les câbles blindés introduisent d'importantes capacités parasites qui réduisent l'impédance d'entrée du système de mesure. L'effet de ces capacités parasites peut être minimisé en asservissant l'écran du câble au moyen d'un suiveur simple. Le potentiel de l'écran est alors maintenu au potentiel du conducteur central, ce qui diminue le courant de déplacement entre les deux conducteurs. Cette connexion

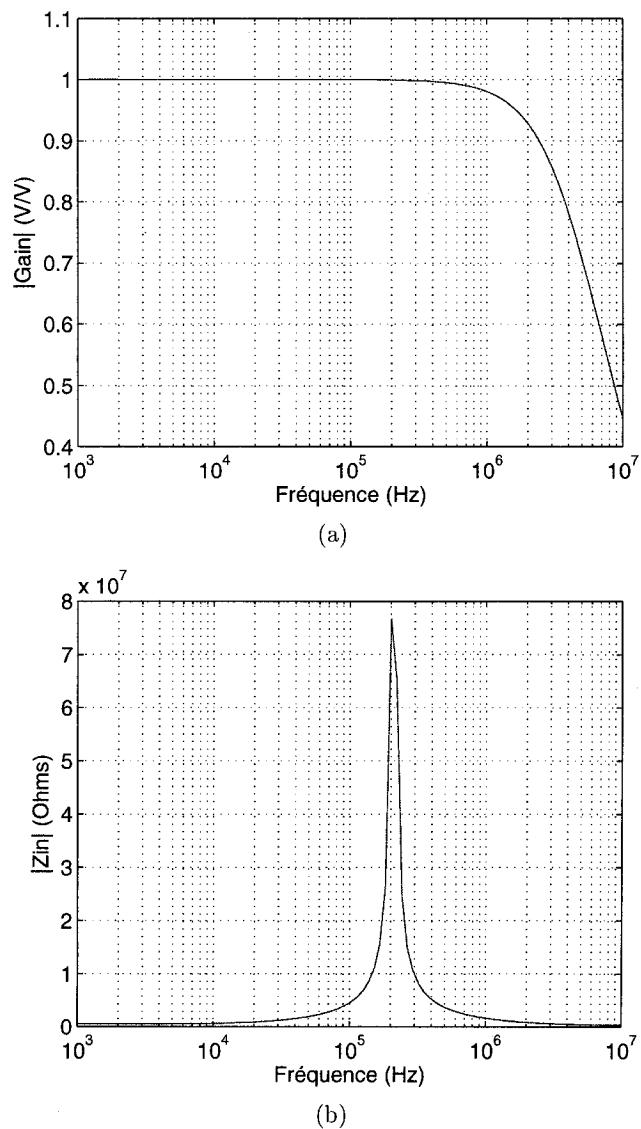


Figure 2.7 Réponses en fréquence du suiveur auto-élévateur. a) Gain. b) Impédance d'entrée.

Tableau 2.2 Valeurs des composants constituant le suiveur auto-élévateur.

Composant	Valeur	
$R_1$	300	$\text{k}\Omega$
$C_2$	82	$\text{pF}$
$R_3$	220	$\text{k}\Omega$
$C_4$	0.1	$\mu\text{F}$
$f_t^*$	5	$\text{MHz}$

\* Produit gain-bande passante du LT1058.

est illustrée à la figure 2.3 dans la partie du schéma connexe à l'électrode.

## 2.5 Multiplexeur

Chaque EA comporte deux multiplexeurs qui permettent de fixer l'état d'une électrode. Le tableau 2.3 résume les connexions possibles des deux multiplexeurs en fonction des différents états que peut prendre une EA. Le premier multiplexeur permet de connecter REF\_IN+, REF\_IN- ou la masse comme tension de référence qui commande la source de courant. Le deuxième multiplexeur permet de déconnecter la sortie de l'amplificateur auto-élévateur ou de la connecter à AM\_OUT+ ou AM\_OUT-.

Chaque multiplexeur est réalisé en utilisant quatre portes linéaires configurées en  $T$  comme illustré à la figure 2.8. Pour connecter la tension  $v_1$  à la sortie, les portes linéaires 1 et 2 sont fermées tandis que 3 et 4 sont ouvertes. Pour connecter la tension  $v_2$ , la configuration est la même, sauf que 1 est ouverte et 3 est fermée. Lorsque la sortie du multiplexeur est déconnectée, les portes linéaires 1, 2 et 3 sont ouvertes alors que 4 est fermée. Cette configuration est utilisée pour connecter le multiplexeur 1 à la masse puisque  $Z_n$  agit comme résistance de rappel.

Tableau 2.3 États possibles pour chaque électrode.

État de l'électrode	Multiplexeur 1	Multiplexeur 2
Source de courant	REF_IN+	Déconnecté
Puits de courant	REF_IN-	Déconnecté
Suiveur de tension	Masse	AM_OUT+
Inverseur de tension	Masse	AM_OUT-
Déconnectée	Masse	Déconnecté

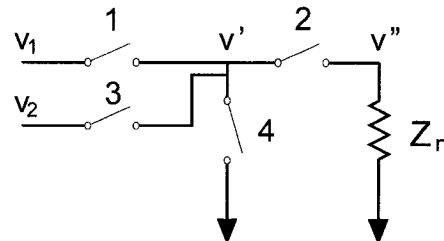


Figure 2.8 Multiplexeur constitué de quatre portes linéaires.

Les portes linéaires sont modélisées par les impédances  $Z_{on}$  et  $Z_{off}$  selon qu'elles sont fermées ou ouvertes respectivement.  $Z_{on}$  correspond à  $R_{on}$  et  $Z_{off}$ , à  $1/j\omega C_{off}$ . Les valeurs de  $R_{on}$  et  $C_{off}$  peuvent être obtenues à l'aide des fiches techniques des portes linéaires (tableau 2.4). La figure 2.9 présente le modèle du multiplexeur lorsqu'il est connecté au signal de tension  $v$  (a) et à la masse (b).

Lorsque le multiplexeur est connecté au signal  $v$  :

$$v' = \frac{Z_{off}}{Z_{on} + Z_{off}} v \quad (2.41)$$

$$v'' = \frac{Z_n}{Z_n + Z_{on}} v' \quad (2.42)$$

$$v'' = \left( \frac{Z_n}{Z_n + Z_{on}} \right) \left( \frac{Z_{off}}{Z_{on} + Z_{off}} \right) v \quad (2.43)$$

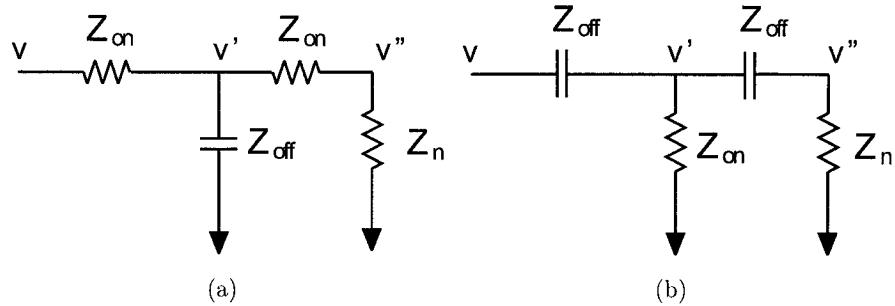


Figure 2.9 Multiplexeur. a) Connecté au signal de tension  $v$ . b) Connecté à la masse.

Tableau 2.4 Valeurs des impédances modélisant les portes linéaires.

Paramètre	Valeur
$R_{on}$	2 $\Omega$
$C_{off}$	4 pF

De même, quand le multiplexeur est connecté à la masse :

$$v' = \frac{Z_{on}}{Z_{off} + Z_{on}} v \quad (2.44)$$

$$v'' = \frac{Z_n}{Z_n + Z_{off}} v' \quad (2.45)$$

$$v'' = \left( \frac{Z_n}{Z_n + Z_{off}} \right) \left( \frac{Z_{on}}{Z_{off} + Z_{on}} \right) v \quad (2.46)$$

Les figures 2.10(a) et 2.10(b) illustrent le gain pour le multiplexeur connecté respectivement au signal de tension  $v$  et à la masse. Lorsque le multiplexeur est connecté à  $v$ , le gain est unitaire à 50 kHz. Dans le cas du multiplexeur connecté à la masse, le gain est très faible (6.918e-06 V/V) à la fréquence d'opération du système.

Les multiplexeurs sont connectés à la source de courant et au préamplificateur par des suiveurs. Cela permet d'éviter que l'impédance du multiplexeur 1 (figure 2.3)

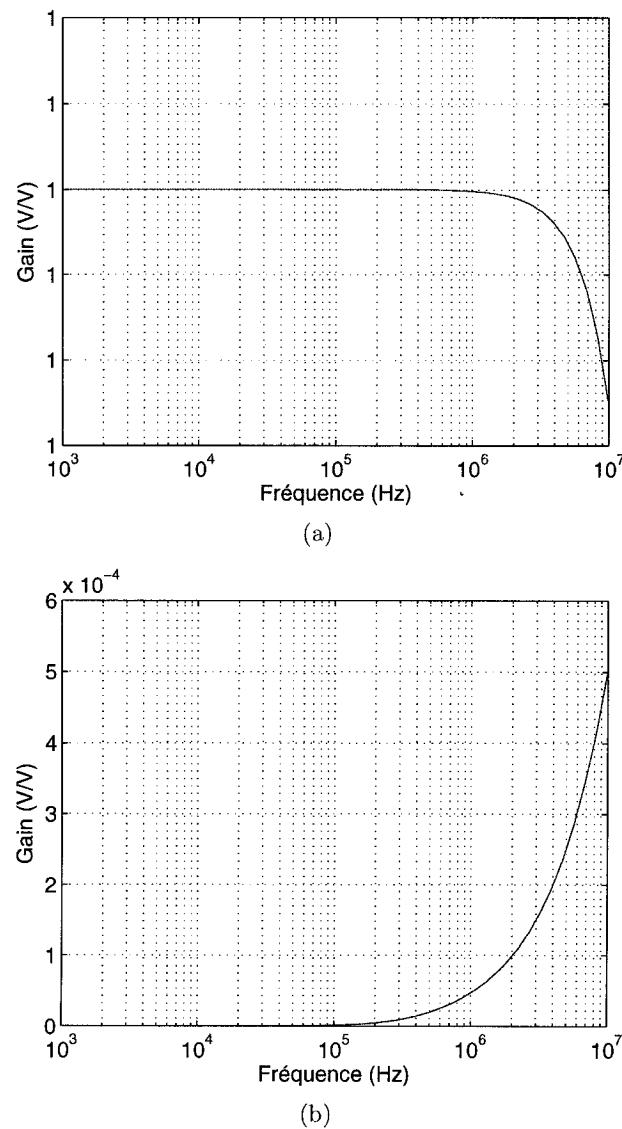


Figure 2.10 Courbes de gain du multiplexeur. a) Connecté au signal de tension  $v$ .  
b) Connecté à la masse.

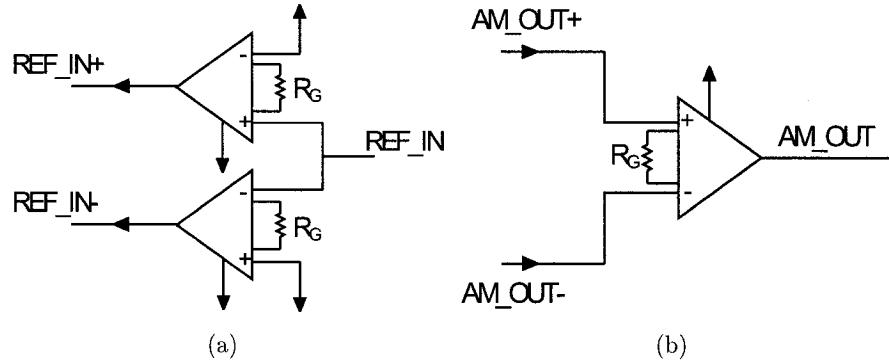


Figure 2.11 Amplificateurs d'instrumentation utilisés par les circuits auxiliaires. a) Générateur des signaux REF\_IN+ et REF\_IN-. b) Générateur du signal AM\_OUT.

affecte les performances de la source de courant et celle du multiplexeur 2, le préamplificateur.

## 2.6 Amplificateur d'instrumentation

Les circuits auxiliaires comprennent trois amplificateurs d'instrumentation. La portée REF\_IN générée par le MSD est transformée, grâce aux deux premiers amplificateurs d'instrumentation, en deux signaux (REF\_IN+ et REF\_IN-) déphasés de 180 degrés (figure 2.11(a)). Le troisième amplificateur d'instrumentation permet d'obtenir le signal (AM\_OUT) résultant de la différence entre les signaux mesurés AM\_OUT+ et AM\_OUT- (figure 2.11(b)). AM\_OUT est ensuite transmis au MSD.

La tension de sortie d'un amplificateur d'instrumentation peut s'écrire comme suit :

$$v_{\text{out}} = \mathcal{A}_d(s)(v^+ - v^-) + \mathcal{A}_{\text{CM}}(s) \frac{(v^+ + v^-)}{2} \quad (2.47)$$

où  $\mathcal{A}_d(s)$  est le gain en mode différentiel à la fréquence  $s = j\omega$  :

$$\mathcal{A}_d(s) = \frac{\mathcal{A}_0}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (2.48)$$

et  $\omega_c$  est la fréquence de coupure à -3 dB.  $\mathcal{A}_{CM}(s)$  est le gain en mode commun et peut être ignoré en première approximation car il est très faible. Pour les amplificateurs d'instrumentation utilisés dans le MEA, le gain en DC,  $\mathcal{A}_0$ , est déterminé par une résistance externe,  $R_G$ , selon l'équation :

$$\mathcal{A}_0 = \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1 \quad (2.49)$$

Les figures 2.12 et 2.13 illustrent les courbes de gain des amplificateurs d'instrumentation qui permettent d'obtenir les porteuses REF\_IN+ et REF\_IN-. Les amplificateurs possèdent un gain unitaire à 50 kHz ( $R_G = \infty$ ). De plus, les figures 2.12(b) et 2.13(b) confirment le déphasage de 180 degrés qui existe entre les signaux REF\_IN+ et REF\_IN-.

Le troisième amplificateur d'instrumentation utilisé pour obtenir le signal AM\_OUT a un gain de deux (figure 2.14) étant donné que  $R_G=50 \text{ k}\Omega$ . Le signal mesuré est amplifié tôt dans la chaîne de mesure afin de maximiser le rapport signal sur bruit.

## 2.7 Analyse des circuits de première ligne

L'analyse des circuits de première ligne permet d'observer que les performances du système de TIE pourraient être grandement améliorées en optimisant les différents sous-circuits. Par exemple, les valeurs des composants de la source de courant, initialement tirées de l'article de Nowicki et Webster (1989), furent choisies pour satisfaire à l'égalité (2.12). En pratique, les imperfections de l'amplificateur opé-

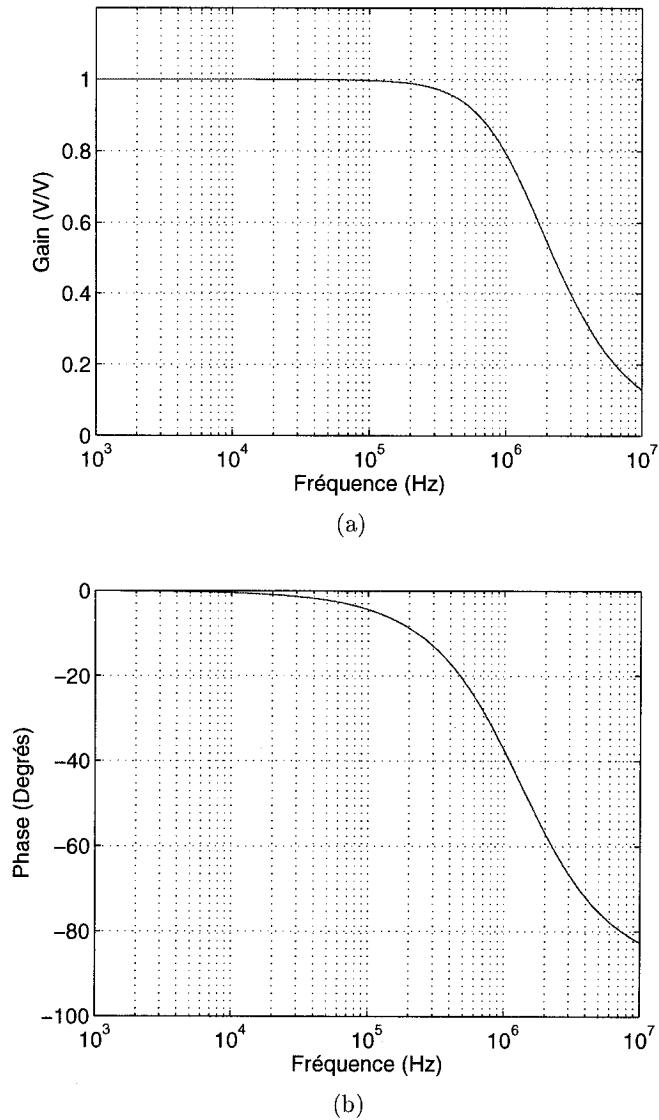


Figure 2.12 Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé pour générer le signal REF\_IN+. a) Gain. b) Phase.

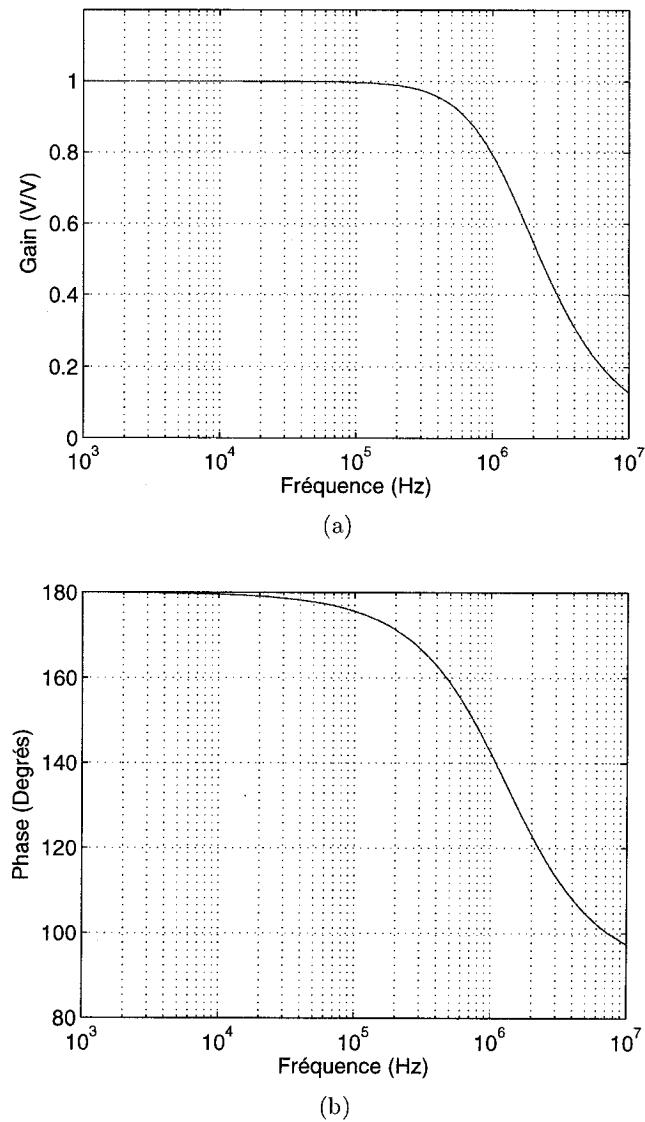


Figure 2.13 Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé pour générer le signal REF\_IN-. a) Gain. b) Phase.

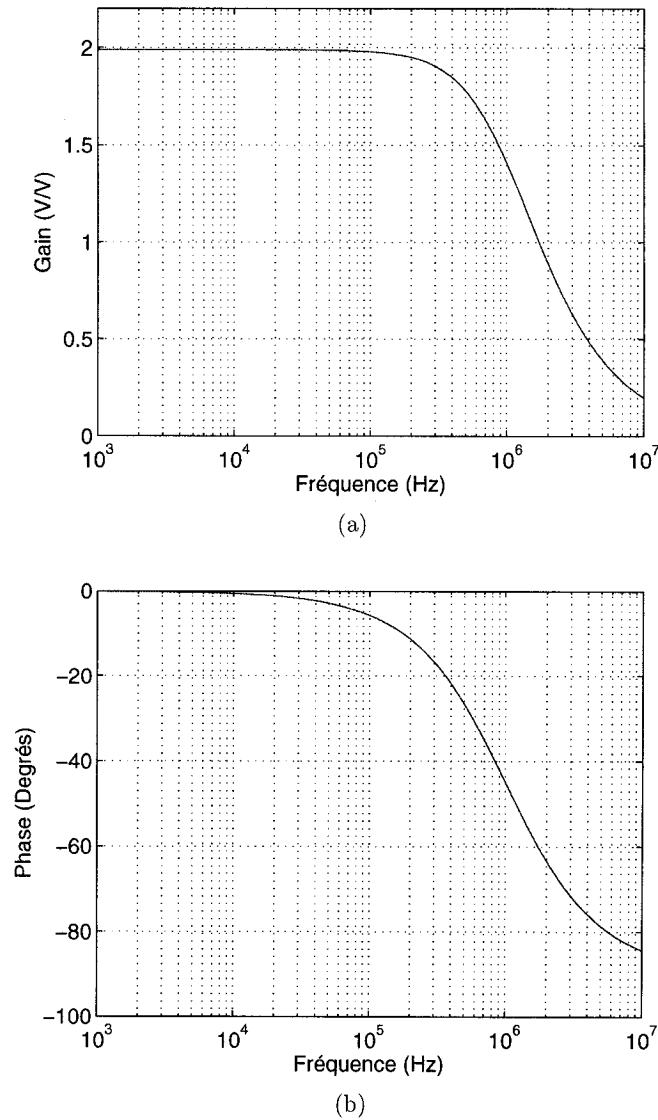


Figure 2.14 Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé pour générer le signal AM\_OUT. a) Gain. b) Phase.

rationnel, les capacités parasites et les tolérances des composants engendrent des erreurs de gain et de phase, qui ont été compensées expérimentalement en variant  $Z_2$ . Or, l'effet de ces imperfections est non négligeable et difficilement compensé simplement en ajustant  $Z_2$  expérimentalement. La réponse en fréquence de l'impédance de sortie de la source de courant, présentée à la figure 2.5(b), montre un maximum relativement faible ( $272.8 \text{ k}\Omega$ ) et centré à  $67.2 \text{ kHz}$ . La source n'est donc pas optimisée pour fonctionner à  $50 \text{ kHz}$ . De plus, tel qu'illustré à la figure 2.5(a), la bande passante de la transconductance de la source de courant est inutilement élevée, ce qui peut contribuer à ajouter du bruit au système. Les performances du suiveur auto-élévateur pourraient également être améliorées. Bien que les valeurs des composants aient été ajustées expérimentalement, l'impédance d'entrée maximale n'est pas centrée à  $50 \text{ kHz}$  (figure 2.7(b)). On observe aussi à la figure 2.14(a) que le gain de l'amplificateur d'instrumentation à  $50 \text{ kHz}$  est dans la pente décroissante de la courbe. Étant donné que le gain n'est pas constant aux alentours de la fréquence d'opération du système, une modulation en amplitude du signal peut survenir. Le prochain chapitre aborde cette problématique et présente une méthode de modélisation des circuits électroniques qui sera utilisée pour optimiser les valeurs des composants passifs afin de maximiser les performances du système.

## CHAPITRE 3

### A METHOD FOR MODELLING AND OPTIMIZING AN ELECTRICAL IMPEDANCE TOMOGRAPHY SYSTEM

#### **Auteurs:**

Alzbeta E. Hartinger, Hervé Gagnon et Robert Guardo

Intitut de Génie Biomédical  
École Polytechnique de Montréal  
Montréal, H3T 1J4, Canada

E-mail: [guardo@igb.polymtl.ca](mailto:guardo@igb.polymtl.ca)

#### **Publié dans:**

Physiological Measurement  
Institute of Physics Publishing

#### **Référence:**

Physiol.Meas. **27** (2006) S51-S64

### 3.1 Abstract

Electrical impedance tomography (EIT) image reconstruction is an ill-posed problem requiring maximum measurement precision. Recent EIT systems claim 60 to 80 dB precision. Achieving higher values is hard in practice since measurements must be performed at relatively high frequency, on a living subject, while using components whose tolerance is usually higher than 0.1 %. To circumvent this difficulty, a method for modelling the electronic circuits of an EIT system was developed in order to optimize the circuits and incorporate the model in the reconstruction algorithms. The proposed approach is based on a matrix method for solving electrical circuits and has been applied to the scan-head which contains the front-end electronic circuits of our system. The method is used to simulate the system characteristic curves which are then optimized with the Levenberg-Marquardt method to find optimal component values. A scan-head was built with the new component values and its simulated performance curves were compared with network analyzer measurements. As a result of the optimization, the impedance at the operating frequency was increased to minimize the effects of variations in skin/electrode contact impedance. The transconductance and gain frequency responses were also reshaped to reduce noise sensitivity and unintended signal modulation. Integrating the model in the reconstruction algorithms should further improve overall performance of an EIT system.

### 3.2 Introduction

Electrical impedance tomography (EIT) is a non-invasive technique for imaging the distribution of electrical conductivity in a body section. Several studies (Frerichs 2000) suggest that it could be used for monitoring patients under mechanical ventilation since it produces real-time images of electrical conductivity variations associated with pulmonary ventilation and cardiac activity. Most of these studies were performed with single frequency EIT systems operating at 50 kHz.

Obtaining electrical conductivity images from surface voltage measurements is an ill-posed problem requiring maximum measurement precision (Ross *et al* 2003). Current EIT systems claim 60 to 80 dB signal-to-noise ratios (Molinari *et al* 2002). Achieving higher precision in practice is not trivial since measurements are performed *in vivo* at relatively high frequency, using instrumentation built with electronic components whose tolerance is usually higher than 0.1 %. To improve the precision of an EIT system, a matrix method has been developed for modelling electronic circuits. The method is useful for optimizing circuit performance and extending image reconstruction algorithms to account for system imperfections.

The model can be used to simulate system characteristic curves like impedance, gain and transconductance. Those curves can then be optimized with the Levenberg-Marquardt method to find optimal values for electronic components relevant to those characteristics. The model can also be integrated in EIT image reconstruction algorithms which wrongly assume an ideal measurement system. Hardware imperfections introduce image artefacts that can be eliminated by the integrated model of these imperfections.

Integration of the system model in the reconstruction algorithms is particularly important for quasi-static (Griffiths and Ahmed 1987) and parametric imaging

(Brown *et al* 1994). These techniques require measurements performed at two or more frequencies and are based on the fact that biological tissue impedance is frequency dependent. Since the performance of an EIT system is also frequency dependent, it is mandatory for the reconstruction algorithm to properly discriminate between tissue impedance related and hardware related measurement variations.

The model can also act as a virtual EIT system useful for simulating realistic EIT measurements, for comparing multiple hardware designs before their realization and for testing hardware modifications to an existing EIT system. This paper describes the modelling approach applied to our EIT system and focuses on optimizing hardware performance.

### 3.3 Methods

#### 3.3.1 EIT system description

The EIT system developed by our group (figure 3.1) consists of three units: a PC, a base-station and a scan-head (foreground). The scan-head contains the front-end circuits required to apply sinusoidal currents and measure voltages with a set of 16 body-surface electrodes. The base-station contains a carrier synthesizer to generate the voltage signal controlling the current sources and a digital quadrature demodulator to recover magnitude and phase of the measured voltages. The base-station also contains digital circuits that control the data acquisition sequence through a digital interface with the scan-head. An isolation barrier composed of opto-isolators and wideband transformers ensures patient isolation from the PC. Communications with the PC are performed by a USB port.

A cluster of 16 identical circuits (figure 3.2), called active electrodes (AE), forms



Figure 3.1 The EIT system developed by our group.

the scan-head (figure 3.3). These circuits share two differential analogue busses (REF\_IN+, REF\_IN-, AM\_OUT+ and AM\_OUT-) and a digital bus of 4 control signals. During data acquisition, an AE can act as a *current source*, a *current sink*, a *voltage follower*, a *voltage inverter* or be disconnected from both analogue busses. These functions are realized by the following sub-circuits: a Howland current source, a bootstrapped follower, two multiplexers, three voltage followers and a micro-controller. Figure 3.2 shows how these sub-circuits are interconnected.

*Multiplexers and microcontroller:* Each multiplexer is composed of four analogue gates connected in a T-configuration. The state of the two multiplexers is determined by a microcontroller interpreting the 4 digital control signals. Table 3.1 shows the multiplexer states associated with the five AE functions.

*Howland current source:* The current source (figure 3.4(a)) was described by Nowicki and Webster (1989). Component values were adjusted experimentally to

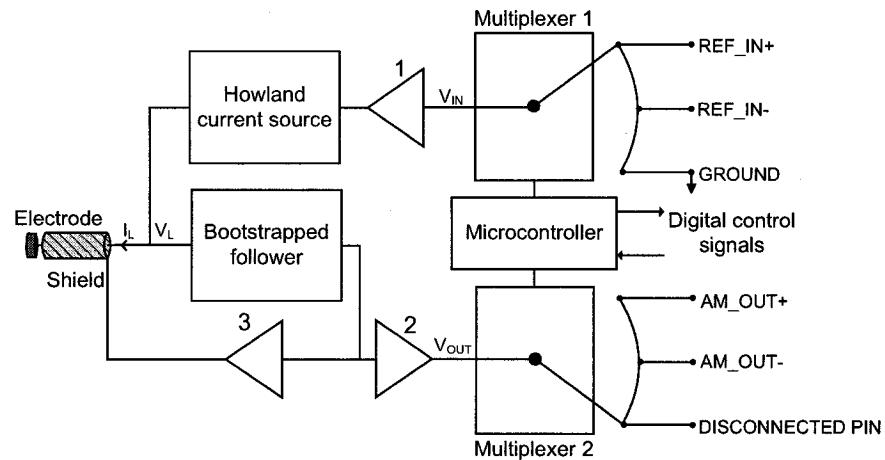


Figure 3.2 Block diagram of an active electrode.

Table 3.1 State of the multiplexers for every electrode function.

Electrode function	Multiplexer 1	Multiplexer 2
Current source	REF_IN+	Disconnected
Current sink	REF_IN-	Disconnected
Voltage follower	Ground	AM_OUT+
Voltage inverter	Ground	AM_OUT-
Disconnected	Ground	Disconnected

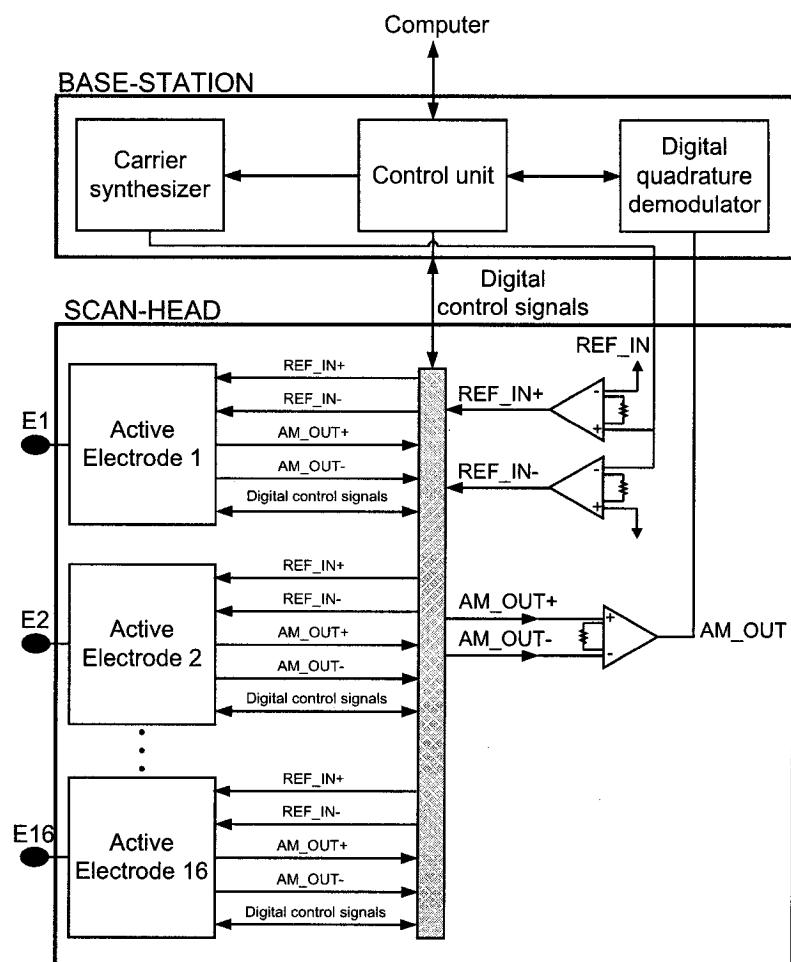


Figure 3.3 Block diagram of the scan-head.

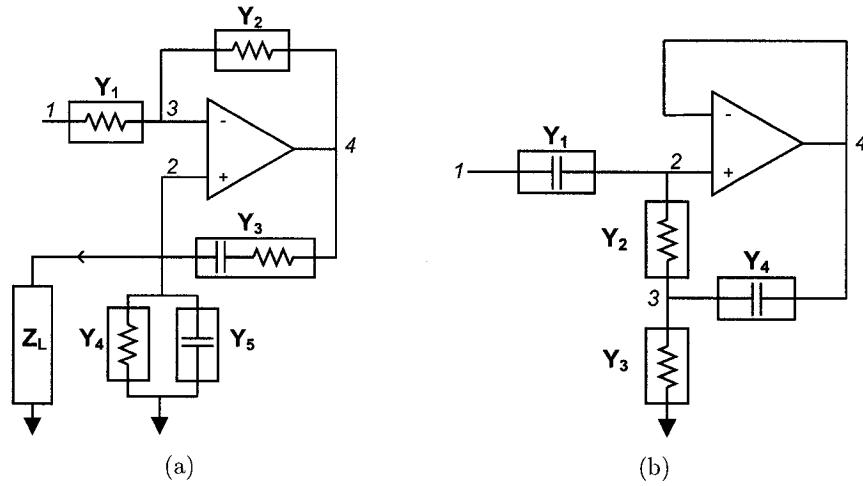


Figure 3.4 Circuit schematics of a) the Howland current source and b) the bootstrapped follower.

maximize output impedance at 50 kHz, the default operating frequency of our system.

*Bootstrapped follower:* The bootstrapped follower (figure 3.4(b)) is a well known circuit (Pallás-Areny and Webster 1999). Component values for this circuit were also adjusted experimentally to maximize input impedance at 50 kHz.

*Voltage followers:* Voltage followers 1 and 2 (figure 3.2) reduce the influence of the analogue gates ON-resistance. This provides more consistent performance in routing signals from the two analogue busses. Voltage follower 3 drives the shield of the electrode lead to reduce stray capacitance effects.

*Auxiliary circuits:* The auxiliary circuits consist of three instrumentation amplifiers (figure 3.3). Two amplifiers generate complementary signals REF\_IN+ and REF\_IN- from the signal REF\_IN generated by the carrier synthesizer in the base-station. A third amplifier produces a single-ended signal AM\_OUT which represents

the difference between signals AM\\_OUT+ and AM\\_OUT-. This signal is returned to the digital quadrature demodulator in the base-station.

### 3.3.2 Modelling method

Two main approaches for modelling analogue circuits are described in the literature: SPICE methods and symbolic approaches. SPICE is a very effective tool widely used to verify circuit performance. Many variants of SPICE exist, each adapted to a different need (Gielen and Rutenbar 2000). The symbolic approach is a didactic method used to gain a better understanding of circuit behaviour. Its main drawback is that symbolic expressions become unwieldy as the complexity of the circuit increases (Fernández *et al* 1994, Hassoun and Lin 1995, Fernández *et al* 1998, Gielen and Rutenbar 2000).

The method described in this paper is a compromise between SPICE and symbolic approaches. It is a didactic method that simulates circuit behaviour and validates circuit performance. Its main advantage is that the resulting circuit model consists of a single matrix which can be easily introduced in image reconstruction algorithms. Neither SPICE nor symbolic approaches can accomplish this in a straightforward manner.

Applying the method requires two steps: 1) matrix analysis of the sub-circuits and 2) assembly of the global admittance matrix for the complete circuit. We will describe how it is applied to the scan-head.

The first step consists in characterizing each sub-circuit by an equation of the form:

$$YV = I \quad (3.1)$$

where  $Y$  is the sub-circuit admittance matrix,  $V$  and  $I$  are respectively voltage and current vectors at every circuit node. For simple sub-circuits composed of passive components, the matrix equation is obtained by applying Kirchhoff's current law. Where operational amplifiers are involved, the admittance matrix must include the frequency dependent open-loop gain  $\mathcal{A}(j\omega)$  of the amplifier. Circuits with discrete diodes and transistors can also be characterized (Adby 1980) but will not be illustrated here since none are used in the scan-head.

In circuit analysis, a known voltage or current is associated with every node. When the voltage at a certain node is known, the current is unknown and *vice versa*. This can be represented by dividing the admittance matrix into four block matrices:

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_k \\ V_u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_u \\ I_k \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

where  $V_k$  and  $I_k$  represent the known voltage and current vectors. The unknown current  $I_u$  and voltage  $V_u$  are computed as follows:

$$V_u = Y_{22}^{-1}(I_k - Y_{21}V_k) \quad (3.3)$$

$$I_u = Y_{11}V_k + Y_{12}V_u \quad (3.4)$$

### 3.3.2.1 Matrix analysis of the sub-circuits

The Howland current source (figure 3.4(a)) is a voltage controlled current source (VCCS) composed of four nodes. The current applied to load  $Z_L$  is proportional to the input voltage  $V_1$ . Nodes 3 and 4 are internal nodes while nodes 1 and 2 are considered external nodes since they are used to interconnect with other sub-circuits.

The Howland current source is described by the following set of equations:

$$Y_1(V_3 - V_1) = I_1 \quad (3.5a)$$

$$Y_3(V_4 - V_2) - Y_4V_2 - Y_5V_2 = I_2 \quad (3.5b)$$

$$Y_1(V_1 - V_3) + Y_2(V_4 - V_3) = I_3 \quad (3.5c)$$

$$\mathcal{A}(V_2 - V_3) = V_4 \quad (3.5d)$$

where  $V_j$  and  $I_j$  represent voltage and current at node  $j$ . This set of equations can be written in the required  $YV = I$  form:

$$\begin{pmatrix} -Y_1 & 0 & Y_1 & 0 \\ 0 & -(Y_3 + Y_4 + Y_5) & 0 & Y_3 \\ Y_1 & 0 & -(Y_1 + Y_2) & Y_2 \\ 0 & \mathcal{A} & -\mathcal{A} & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

The bootstrapped follower (figure 3.4(b)) is composed of input node 1, output node 4 and internal nodes 2 and 3. It is described by the following set of equations:

$$Y_1(V_2 - V_1) = I_1 \quad (3.7a)$$

$$Y_1(V_1 - V_2) + Y_2(V_3 - V_2) = I_2 \quad (3.7b)$$

$$Y_2(V_2 - V_3) + Y_4(V_4 - V_3) - Y_3V_3 = I_3 \quad (3.7c)$$

$$\mathcal{A}(V_2 - V_4) = V_4 \quad (3.7d)$$

Table 3.2 Algorithm for obtaining the admittance matrix of a circuit composed of passive components and operational amplifiers.

---

```

for  $k = 1$ :number of circuit nodes
  if  $k =$  output node of an operational amplifier
     $Y(k, k) = -1$ 
     $l =$  positive input node of the operational amplifier
     $Y(k, l) = Y(k, l) + \mathcal{A}(j\omega)$ 
     $l =$  negative input node of the operational amplifier
     $Y(k, l) = Y(k, l) - \mathcal{A}(j\omega)$ 
  else
    for  $l = 1$ :number of circuit nodes
      if  $k = l$ 
         $Y(k, k) = -\sum$  admittances connected to the  $k^{\text{th}}$  circuit node
      else
         $Y(k, l) =$  admittance connecting the  $k^{\text{th}}$  and  $l^{\text{th}}$  circuit nodes
      end
    end
  end

```

---

which is equivalent to:

$$\begin{pmatrix} -Y_1 & Y_1 & 0 & 0 \\ Y_1 & -(Y_1 + Y_2) & Y_2 & 0 \\ 0 & Y_2 & -(Y_2 + Y_3 + Y_4) & Y_4 \\ 0 & \mathcal{A} & 0 & -(\mathcal{A} + 1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

The algorithm in table 3.2 shows how the admittance matrix of a circuit may be obtained without developing the characterizing equations.

### 3.3.2.2 Assembly of the global admittance matrix

The global admittance matrix is assembled from the admittance matrices of every sub-circuit in the same way as for the finite element method (Reddy 1993). The

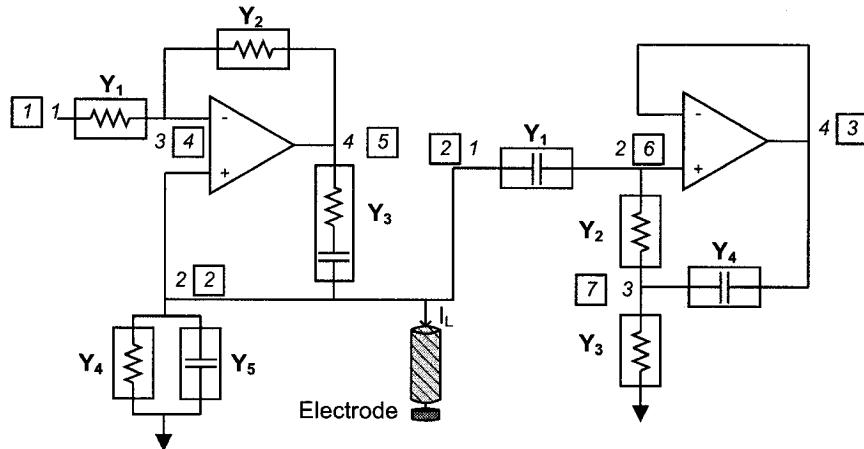


Figure 3.5 Assembly of the Howland current source and bootstrapped circuit to illustrate the node renumbering process.

Howland current source and the bootstrapped follower are assembled in an active electrode as shown in figure 3.5. Each of those sub-circuits is composed of four nodes that have to be renumbered in the newly formed circuit. Every node in figure 3.5 is assigned two numbers: a sub-circuit number and a boxed number for the newly assembled circuit. For instance, node 2 of the Howland circuit (figure 3.5) is connected to node 1 of the bootstrapped follower. These two nodes correspond to a single node labeled [2] in the new circuit.

The size of the global admittance matrix  $Y$  is known once all nodes are renumbered. For the circuit in figure 3.5, the global admittance is a  $7 \times 7$  matrix. In order to compute the global admittance matrix, local matrices must be transformed into the new numbering system. Figure 3.6 shows the referential transformation for the bootstrapped follower. Once all sub-circuit admittance matrices have been transformed into the new numbering system, they can simply be added to obtain the global admittance matrix in agreement with Kirchhoff's laws.

Local referential

$$Y_B = \begin{bmatrix} Y_{B11} & Y_{B12} & Y_{B13} & Y_{B14} \\ Y_{B21} & Y_{B22} & Y_{B23} & Y_{B24} \\ Y_{B31} & Y_{B32} & Y_{B33} & Y_{B34} \\ Y_{B41} & Y_{B42} & Y_{B43} & Y_{B44} \end{bmatrix}$$

Correspondence  
between  
referentials

$$\begin{bmatrix} \text{Local} & \rightarrow & \text{Global} \\ 1 & \rightarrow & 2 \\ 2 & \rightarrow & 6 \\ 3 & \rightarrow & 7 \\ 4 & \rightarrow & 3 \end{bmatrix}$$

Global referential

$$Y_B^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{B11} & Y_{B14} & 0 & 0 & Y_{B12} & Y_{B13} \\ 0 & Y_{B41} & Y_{B44} & 0 & 0 & Y_{B42} & Y_{B43} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{B21} & Y_{B24} & 0 & 0 & Y_{B22} & Y_{B23} \\ 0 & Y_{B31} & Y_{B34} & 0 & 0 & Y_{B32} & Y_{B33} \end{bmatrix}$$

Figure 3.6 Referential transformation for the bootstrapped follower admittance matrix.

This assembly method has been applied hierarchically to the scan-head design. It has been applied first to assemble the 9 sub-circuits composing an active electrode and then to assemble the 16 active electrodes and 3 auxiliary circuits to form the scan-head. The resulting global admittance is a  $319 \times 319$  matrix. Due to the bus-oriented architecture, several nodes are common to many sub-circuits. The renumbering process is quite complex and could lead to errors if done by hand. We have therefore developed an algorithm to automatically renumber all internal nodes. The complete scan-head has only 40 external nodes that were numbered manually.

### 3.3.3 Optimization method

To improve system performance, the characteristic functions of the front-end circuits must be optimized. These functions include the transconductance ( $G_m$ ) and output impedance ( $Z_{out}$ ) of the Howland current sources and the gain ( $A$ ) and input impedance ( $Z_{in}$ ) of the bootstrapped followers. Since a current source output

node is connected to a voltage follower input node,  $Z_{\text{out}}$  and  $Z_{\text{in}}$  are the same and will be referred hereafter as impedance  $Z$ .

Optimization consists in minimizing a cost function ( $\phi$ ) defined as:

$$\phi = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \alpha_i \|f_i(p) - f_{\text{D}i}(p)\|^2 \quad (3.9)$$

where  $p$  is a vector of the parameters (values of passive components) to optimize,  $f_i(p)$  is the  $i^{\text{th}}$  characteristic function to be optimized,  $f_{\text{D}i}(p)$  represents the  $i^{\text{th}}$  desired characteristic function and  $\alpha_i$  is the  $i^{\text{th}}$  weighting factor. Minimizing  $\phi$  is equivalent to reducing the quadratic error between the desired characteristic functions and those of the actual circuit. When the desired functions are incompatible, the global minimum corresponds to the smallest quadratic error which represents the best compromise. In the ideal case, where all characteristic functions are achievable, the optimized quadratic error will reach zero.

Several analogue circuit optimization methods are described in the literature (Tarantola 1987, Gielen *et al* 1990, Swisher *et al* 2000, Taherzadeh-Sani *et al* 2003). Local optimization methods, which include classic gradient-based methods, provide solutions quickly but have a tendency to converge to a local minimum. Therefore, good initial values of the circuit parameters are mandatory. For a global solution, global optimization methods like genetic algorithms, simulated annealing and Monte Carlo are used. These methods perform a global search of the domain, are robust and do not require computation of derivatives. However, convergence may be extremely slow. Global optimization methods are often chosen when derivatives or initial values are unknown.

We have chosen the Levenberg-Marquardt (LM) method (Marquardt 1963) since it is a fast converging algorithm appropriate for solving non-linear problems. Its

main drawback is the need for relatively good initial values. In our case, this is not a major issue since initial values for the components of a properly functioning (but not optimized) scan-head are known. To verify whether a better initial solution existed, we performed a systematic exploration of the model space (Tarantola 1987) before applying the LM method. First, a logarithmic exploration is performed to find a range of good initial values. Then, a linear exploration refines the search. The best candidates are used as initial values for the LM method.

The Levenberg-Marquardt method is an iterative approach that computes the  $\Delta p$  value minimizing  $\phi$ :

$$p_{k+1} = p_k + \Delta p \quad (3.10)$$

$$\Delta p = -(\phi'' + \lambda I)^{-1} \phi' \quad (3.11)$$

where  $I$  represents the identity matrix and  $p_k$  corresponds to the vector of parameters to optimize. These parameters are adjusted by  $\Delta p$  at every iteration to minimize the cost function.

The LM algorithm combines the best aspects of the gradient approach and the Gauss-Newton method. When the LM algorithm approaches a minimum, the value of  $\lambda$  is minimized to favour the Gauss-Newton method. Because the latter converges in a quadratic way, it is very efficient near the minimum. The value of  $\lambda$  is adjusted automatically at each iteration to find the best compromise between the two methods.

### 3.3.3.1 Computation of first and second derivative matrices $\phi'$ and $\phi''$

As indicated by (3.11), derivative matrices  $\phi'$  and  $\phi''$  must be determined to compute  $\Delta p$ . Minimizing the cost function  $\phi$  for one characteristic function can be

Table 3.3 First derivative of the optimizable characteristic functions.

Characteristic function $f(p)$	First derivative $f'(p)$
Transconductance <sup>a</sup> $G_m = \frac{I_L}{V_{IN}} \Big _{V_L=0}$	$\frac{\partial G_m}{\partial p} = \frac{1}{V_{IN}} \frac{\partial I_L}{\partial p}$
Gain <sup>b</sup> $A = \frac{V_{OUT}}{V_L}$	$\frac{\partial A}{\partial p} = \frac{1}{V_L} \frac{\partial V_{OUT}}{\partial p}$
Impedance <sup>b</sup> $Z = \frac{V_L}{I_L} \Big _{V_{IN}=0}$	$\frac{\partial Z}{\partial p} = \frac{-V_L}{I_L^2} \frac{\partial I_L}{\partial p}$

<sup>a</sup> For measurements and simulations,  $V_{IN}$  is set to a constant value.

<sup>b</sup> For measurements and simulations,  $V_L$  is set to a constant value.

formulated as:

$$\arg \min_p (\phi) = \arg \min_p \left( \frac{1}{2} \|f(p) - f_D(p)\|^2 \right) \quad (3.12)$$

$$\arg \min_p (\phi) = \arg \min_p \left( \frac{1}{2} [f(p) - f_D(p)]^T [f(p) - f_D(p)] \right) \quad (3.13)$$

The  $\phi'$  matrix is then easily computed:

$$\phi' = f'(p)^T [f(p) - f_D(p)] \quad (3.14)$$

Once  $\phi'$  is obtained, the  $\phi''$  matrix is approximated by:

$$\phi'' \approx f'(p)^T f'(p) \quad (3.15)$$

$f'(p)$  corresponds to the derivative of the characteristic function. Table 3.3 shows the characteristic functions that have been optimized and their first derivative.  $I_L$  and  $V_L$  represent the load current and voltage,  $V_{OUT}$  is the output voltage and  $V_{IN}$  is the input voltage (figure 3.2). Since  $I_L$  and  $V_{OUT}$  are unknown, they are

elements of vectors  $I_u$  (3.4) and  $V_u$  (3.3) respectively. Their derivatives  $\partial I_L / \partial p$  and  $\partial V_{\text{OUT}} / \partial p$  are also elements of vectors  $\partial I_u / \partial p$  and  $\partial V_u / \partial p$  which are equal to:

$$\frac{\partial I_u}{\partial p} = \frac{\partial Y_{11}}{\partial p} V_k + \frac{\partial Y_{12}}{\partial p} V_u + Y_{12} \frac{\partial V_u}{\partial p} \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial V_u}{\partial p} = -Y_{22}^{-1} \left( \frac{\partial Y_{22}}{\partial p} V_u + \frac{\partial Y_{21}}{\partial p} V_k \right) \quad (3.17)$$

In the above equations, the derivative of the admittance matrix  $\partial Y / \partial p$  must be computed to obtain sub-matrices  $\partial Y_{11} / \partial p$ ,  $\partial Y_{12} / \partial p$ ,  $\partial Y_{21} / \partial p$  and  $\partial Y_{22} / \partial p$ . The matrix  $\partial Y / \partial p$  can be assembled in the same way as the admittance matrix  $Y$  since the derivative of a sum is equal to the sum of the derivatives.

### 3.4 Results

The complete scan-head was modelled using the described method. This model was used to simulate characteristic curves of impedance, gain and transconductance. To validate the model, the characteristic curves were measured with an Agilent 4395A network analyzer and compared with the simulated curves. Analysis showed that all three characteristics could be improved. Therefore, we applied the optimization method to find optimal component values. A new scan-head was built with these optimized component values. Finally, the simulated performance curves of the new scan-head were compared with network analyzer measurements. The next section presents graphically the impedance results since it is the most important characteristic function. Achieving the highest possible impedance is very important since the impedance of the skin/electrode interface is high and variable (Rosell *et al* 1988). The transconductance and gain results are summarized in table format in section 3.4.2.

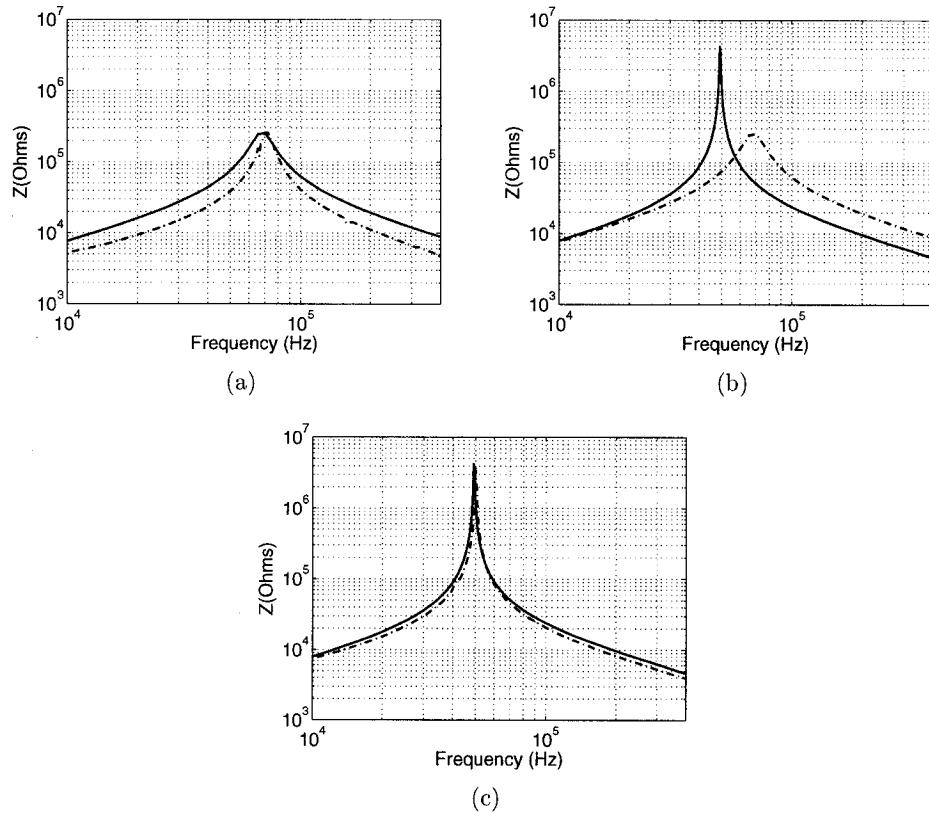


Figure 3.7 Scan-head impedance results. a) Simulated (—) and measured (---) impedance before optimization. b) Simulated impedance before (---) and after (—) optimization. c) Simulated (—) and measured (---) impedance after optimization.

### 3.4.1 Impedance results

Figure 3.7(a) shows the simulated and measured impedance. There is good agreement between the measured and simulated curves but the impedance is not very high at the default operating frequency (50 kHz) and the peak occurs around 70 kHz. To solve this problem, a realistic desired impedance curve was determined by shifting and scaling the impedance curve to align its peak at the operating frequency. The circuit parameters were then optimized to comply with the desired

Table 3.4 Transconductance and gain characteristic parameters before and after optimization.

	Parameter	Units	Simulations		Measurements	
			Before optimization	After optimization	Before optimization	After optimization
$G_m$	max	mS	0.8743	0.8331	0.7673	0.8049
	$f_{c1}$	kHz	1.779	1.629	4.476	3.289
	$f_{c2}$	MHz	4.231	1.395	1.815	1.069
	$\beta$	MHz	4.229	1.393	1.810	1.066
$A$	max	V/V	1.988	2.006	1.837	1.834
	$f_{c1}$	Hz	3.060	3.110	— <sup>a</sup>	— <sup>a</sup>
	$f_{c2}$	MHz	0.4916	2.685	0.4928	3.313
	$\beta$	MHz	0.4916	2.685	— <sup>a</sup>	— <sup>a</sup>

<sup>a</sup>  $f_{c1}$  and  $\beta$  could not be determined since the lowest operating frequency of the Agilent 4395A network analyzer is 10 Hz.

impedance curve. Figure 3.7(b) presents the simulated impedance curve before and after optimization. The impedance at the operating frequency has increased from 75.9 k $\Omega$  to 4.24 M $\Omega$ . Figure 3.7(c) validates experimentally the expected impedance curve.

### 3.4.2 Transconductance and gain results

Measurements and simulations of transconductance ( $G_m$ ) and gain ( $A$ ) show that their frequency response is similar to a bandpass filter and can be represented by the following four parameters: maximum in-band value, bandwidth ( $\beta$ ), low and high cutoff frequencies ( $f_{c1}$  and  $f_{c2}$ ). Simulated and experimental results are presented before and after optimization in table 3.4.

The simulated and measured transconductance high cutoff frequency was initially higher than required for 50 kHz operation. The extra bandwidth is useless and could introduce noise in the system. The high cutoff frequency was therefore reduced from 4.231 MHz to 1.395 MHz by the optimization process. The reduction

was confirmed by the measurements. The gain high cutoff frequency was increased from 491.6 kHz to 2.685 MHz since it was less than a decade above 50 kHz and could have caused unwanted amplitude modulation of the measured voltage signals.

### 3.4.3 Impedance sensitivity to component tolerances

Monte Carlo simulations were performed to study the sensitivity of the circuit to component tolerances. One thousand simulated impedance curves were obtained assuming tolerances of 0.1 % for resistors and 2 % for capacitors. These are realistic tolerances for widely available precision components. The simulations showed that impedance could vary from 187 k $\Omega$  to 4.24 M $\Omega$  at 50 kHz, stressing the importance of using precision components to maximize the performance of the scan-head.

### 3.4.4 Image reconstructions

To prove the importance of optimizing scan-head impedance, difference EIT images were reconstructed on a mesh phantom composed of 340 resistors representing a circular homogeneous medium (Gagnon and Guardo 2005). The contact impedance of one electrode was increased by four different values (0  $\Omega$ , 100  $\Omega$ , 510  $\Omega$  and 1 k $\Omega$ ) and data was acquired with the initial and optimized scan-heads. From these eight data sets, difference images were reconstructed with a maximum *a posteriori* algorithm (Adler and Guardo 1996) using the data acquired with 0  $\Omega$  as the reference for each scan-head. Images obtained with the initial scan-head are shown in the top row of figure 3.8 while the bottom row corresponds to the optimized scan-head. The variation in contact impedance of one electrode introduces artefacts in its vicinity. They become larger as the contact impedance mismatch increases. It can clearly be seen that artefacts are minimal (8.5 times smaller in amplitude) with

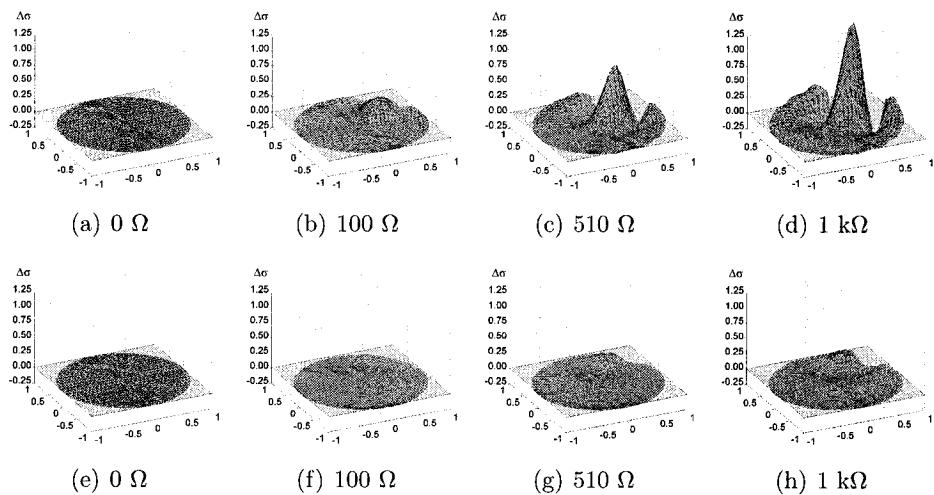


Figure 3.8 Difference EIT images from a mesh phantom showing the effect of circuit optimization. Top row images (a) - (d) were obtained with the initial scan-head while the bottom row (e) - (h) corresponds to the optimized scan-head. The contact impedance of one electrode was increased by  $0 \Omega$ ,  $100 \Omega$ ,  $510 \Omega$  and  $1 \text{ k}\Omega$  compared to the reference data set.  $\Delta\sigma$  represents conductivity variations in arbitrary units of conductivity.

the optimized scan-head. The effect of skin/electrode contact impedance varying over time would therefore be minimized with the optimized scan-head.

### 3.5 Discussion and conclusion

This paper described a matrix method to model the electronic circuits of an EIT system. The method has been applied to optimize the scan-head of our system and should be applicable to other single or multi-frequency systems. The output impedance of the current sources and the input impedance of the voltage followers were increased to minimize the effects of variations in skin/electrode contact impedance. The transconductance and gain frequency responses were reshaped to reduce noise sensitivity and unintended signal modulation. These improvements should provide better signal-to-noise ratio (SNR) which translates directly to improved image SNR since the maximum *a posteriori* image reconstruction algorithm used in our system is linear.

The proposed modelling approach allows easy integration of parasitic effects like stray capacitance. For instance, the stray capacitance of the measurement setup was taken into account to obtain the impedance curves shown in the results. In the same manner, stray components from cables or printed-circuit-board traces could be easily integrated into the model.

The modelling approach has been applied to the scan-head but will be extended to include the base-station for increased performance. The complete model will be incorporated in the EIT image reconstruction algorithms. Most algorithms use the finite element method (FEM) which computes an admittance matrix representing the continuous medium. As shown in section 3.3.2.2, this matrix could be assembled with the admittance matrix characterizing the EIT system. The new

matrix would replace the FEM admittance matrix previously used in the reconstruction algorithm. The modified algorithm would then automatically account for imperfections in the system hardware.

### **Acknowledgment**

This work is supported in part by the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada.

## CHAPITRE 4

### ACCOUNTING FOR HARDWARE IMPERFECTIONS IN EIT IMAGE RECONSTRUCTION ALGORITHMS

#### **Auteurs:**

Alzbeta E. Hartinger, Hervé Gagnon et Robert Guardo

Intitut de Génie Biomédical

École Polytechnique de Montréal

Montréal, H3T 1J4, Canada

E-mail: [guardo@igb.polyml.ca](mailto:guardo@igb.polyml.ca)

#### **Soumis à:**

Physiological Measurement

Institute of Physics Publishing

(2 août 2006)

#### **Référence:**

PMEA/229778/PAP/140161

#### 4.1 Abstract

Electrical Impedance Tomography (EIT) is a non invasive technique for imaging the distribution of electrical conductivity in a body segment. Different types of images can be reconstructed in EIT: dynamic, static, quasi-static and parametric. Algorithms for the last three types are especially sensitive to measurement errors. To achieve the performance required for clinical applications of these imaging modes, it is important to account for imperfections of the EIT hardware in image reconstruction algorithms. This paper presents a method for integrating a model of the system hardware into dynamic, static and quasi-static reconstruction algorithms. Data was acquired on a 340-resistor mesh phantom with our system. Images were reconstructed with and without the model of the system imperfections to evaluate the effectiveness of the method. Reconstruction errors were smaller for images reconstructed with the model, especially for quasi-static imaging.

## 4.2 Introduction

EIT is an imaging technique potentially useful for monitoring mechanically ventilated patients in intensive care units since it provides images showing the changes in electrical conductivity distribution associated with pulmonary ventilation. The system developed by our group for this application comprises a PC, a base-station and a scan-head. The scan-head contains the front-end circuits used for applying the excitation current and for measuring the resulting voltages with 16 body-surface electrodes. The base-station contains circuits to synthesize the signal controlling the current sources and a digital quadrature demodulator to recover the magnitude and phase of the measured voltages. Other circuits in the base-station control the data acquisition sequence through a digital interface with the scan-head.

Various types of images can be reconstructed in EIT: dynamic, static, quasi-static and parametric. Dynamic images show conductivity changes occurring between two instants. For example, dynamic images of ventilation can be obtained by taking as a reference the end of expiration. As the patient breathes in, the volume of air in the lungs increases, leading to a decrease in conductivity observable by EIT. Static images show the absolute conductivity distribution of a body region and are reconstructed from a single set of impedance measurements. Quasi-static and parametric imaging are based on the fact that electrical properties of biological tissue are frequency dependent. Quasi-static images show regions where tissues have significantly different conductivity at the two excitation frequencies used for data acquisition. Parametric images are obtained by measuring impedance at several frequencies simultaneously and computing the parameters of a model that represents each tissue type (Gabriel *et al* 1996). Information extracted from parametric images can be used to identify tissues.

Static, quasi-static and parametric reconstruction algorithms are particularly sen-

sitive to measurement errors. It is therefore mandatory that reconstruction algorithms account for hardware imperfections in order to properly discriminate between tissue and hardware related measurement variations. Hardware imperfections cause artefacts that can be eliminated by integrating a model of the system in the reconstruction algorithms.

The method presented in this paper performs the second part of a two-step optimization process to improve the overall performance of an EIT system. The first step, reported by Hartinger *et al* (2006) consisted in developing a matrix method for modelling and optimizing the electronic circuits of an EIT system. The approach was used to model the scan-head circuits of our EIT system. Input/output impedance, transconductance and gain frequency responses were optimized to reduce the effects of variations in skin/electrode contact, noise sensitivity and unintended signal modulation. In the present paper, the global admittance matrix modelling our system is introduced in the reconstruction algorithms to obtain images that account for hardware imperfections. Static, dynamic and a new quasi-static reconstruction algorithm are described. The effectiveness of the method is evaluated for all image types with and without the hardware model.

### 4.3 Forward problem

Two types of problems are defined in EIT: the forward and inverse problems. Solving the forward problem consists in computing surface voltage measurements knowing the conductivity distribution of the medium while solving the inverse problem consists in obtaining the conductivity distribution of the medium from the surface voltage measurements. Solving both types of problem also requires knowledge of the medium geometry and the amplitude and frequency of the applied current. Although the goal of EIT imaging is to solve the inverse problem, the

forward problem is usually an essential part of the inversion process.

### 4.3.1 Formulation of the forward problem

From Maxwell's equations with the proper hypotheses, the forward problem of EIT may be stated as the following equations:

$$\nabla \cdot \sigma \nabla \phi = 0 \quad (4.1)$$

inside the medium and,

$$\sigma \nabla \phi \cdot n = J_n \quad (4.2)$$

on the medium boundary, where  $\phi$  represents electric potential,  $\sigma$ , conductivity,  $n$ , boundary normal vector and  $J_n$ , normal current density. Although many methods are available for solving the forward problem, the finite element method (FEM) is the most commonly used. This method consists in dividing the medium into a triangular mesh. Within each triangular element, it is assumed that conductivity is constant and voltage varies linearly. This results in the following matrix relation (Reddy 1993):

$$Y_m V = I \quad (4.3)$$

$$V = f_m(\sigma) = Y_m^{-1} I, \quad (4.4)$$

where  $V$  and  $I$  are vectors representing voltage and current applied at each node of the triangular mesh and  $Y_m$  is the medium admittance matrix which depends on  $\sigma$ , the vector representing conductivity of each triangular element.

### 4.3.2 Model integration into reconstruction algorithms

In a previous paper (Hartinger *et al* 2006), we described a matrix method for modelling electronic circuits for the purpose of optimization. By applying this method, an EIT system can be represented by an admittance matrix that accurately models the hardware behaviour with respect to frequency. For each sub-circuit of the system, an equation of the form  $YV = I$  is obtained by applying Kirchhoff's current law.  $V$  and  $I$  are the voltage and current vectors at every sub-circuit node and  $Y$  is the sub-circuit admittance matrix. Using an assembly process similar to the FEM, the admittance matrices of every sub-circuit are then assembled into an admittance matrix  $Y_s$  representing the whole EIT system. For example, the admittance matrix modelling our EIT system hardware is a  $319 \times 319$  matrix obtained by assembling the admittance matrices of 16 active electrodes and 3 auxiliary circuits.

Reconstruction algorithms can account for hardware imperfections by assembling the admittance matrix characterizing the EIT system ( $Y_s$ ) with that characterizing the medium ( $Y_m$ ). Figure 4.1 illustrates this process by assembling a circular mesh representing the medium with our EIT system hardware. For illustration purposes, a very coarse mesh composed of only 41 nodes was used. Nodes 17 to 40 are internal nodes while nodes 1 to 16 and 41 are considered external nodes. Since only external nodes are used for interconnection purposes, internal node numbers are not shown in figure 4.1. The assembly process is divided in two steps: node renumbering and referential transformation.

All nodes must be renumbered in the newly assembled circuit. Therefore, every external node is assigned a new boxed number in the newly assembled circuit. For example, node 3 of the EIT system (figure 4.1) is connected to node 1 of the circular mesh. These two nodes become a single node labelled  $\boxed{2}$  in the new circuit. External nodes are relatively few and are therefore associated manually in order

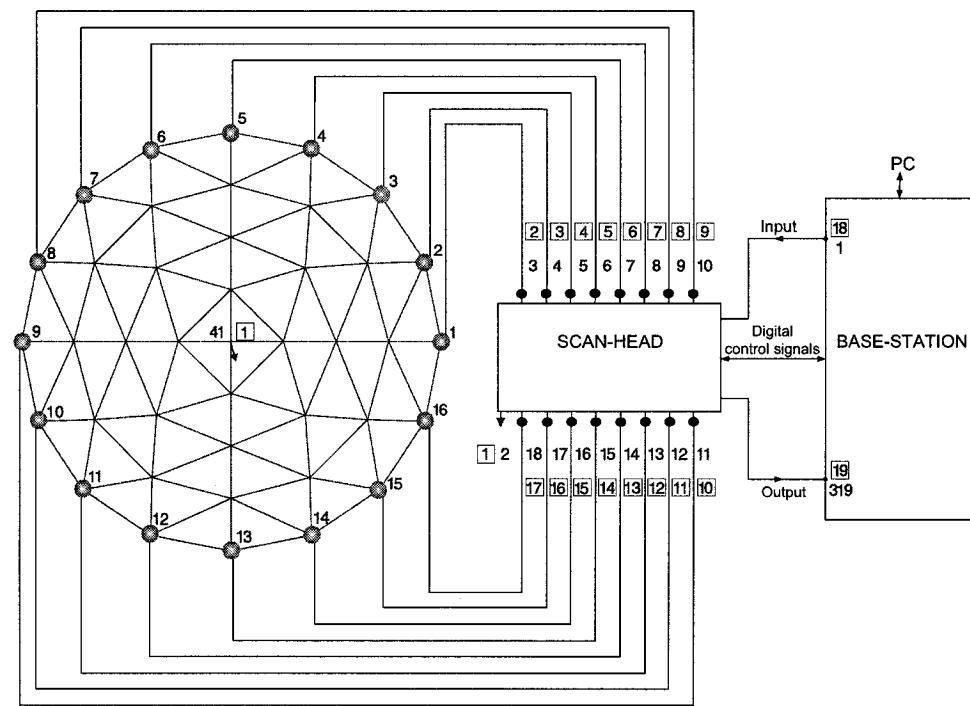


Figure 4.1 Assembly of the circular mesh representing the medium with the EIT system hardware.

$$\begin{array}{ccc}
 \text{Local referential} & \text{Correspondence} & \text{Global referential} \\
 & \text{between} & \\
 & \text{referentials} & \\
 \hline
 Y_m = \left[ \begin{array}{cccc} Y_{m1,1} & Y_{m1,2} & Y_{m1,3} & \cdots & Y_{m1,41} \\ Y_{m2,1} & Y_{m2,2} & Y_{m2,3} & & Y_{m2,41} \\ Y_{m3,1} & Y_{m3,2} & Y_{m3,3} & & Y_{m3,41} \\ \vdots & & & \ddots & \\ Y_{m41,1} & Y_{m41,2} & Y_{m41,3} & & Y_{m41,41} \end{array} \right] & \left[ \begin{array}{ccc} \text{Local} & \rightarrow & \text{Global} \\ 1 & \rightarrow & 2 \\ 2 & \rightarrow & 3 \\ 3 & \rightarrow & 4 \\ \vdots & \rightarrow & \vdots \\ 41 & \rightarrow & 1 \end{array} \right] & Y_m^* = \left[ \begin{array}{cccc} Y_{m41,41} & Y_{m41,1} & Y_{m41,2} & Y_{m41,3} & \cdots \\ Y_{m1,41} & Y_{m1,1} & Y_{m1,2} & Y_{m1,3} & \\ Y_{m2,41} & Y_{m2,1} & Y_{m2,2} & Y_{m2,3} & \\ Y_{m3,41} & Y_{m3,1} & Y_{m3,2} & Y_{m3,3} & \ddots \\ \vdots & & & & \end{array} \right]
 \end{array}$$

Figure 4.2 Referential transformation for the mesh admittance matrix.

to correctly define the interconnections between the circular mesh and the EIT system. Internal nodes are automatically renumbered by a simple algorithm.

To compute the global admittance matrix, the system and the circular mesh admittance matrices must be transformed into the new numbering system. Figure 4.2 illustrates this referential transformation for the mesh, where  $Y_m$  is the mesh admittance matrix expressed in its own numbering system while  $Y_m^*$  is expressed in the new boxed numbering system. Once both admittance matrices have been transformed into the new numbering system, they are summed to obtain the new global admittance matrix  $Y_g$ , which for our system is a  $341 \times 341$  matrix. To reconstruct images that account for hardware imperfections, the resulting global admittance matrix ( $Y_g$ ) replaces the medium admittance matrix ( $Y_m$ ) in (4.4), leading to

$$V = f_g(\sigma) = Y_g^{-1} I, \quad (4.5)$$

where  $Y_g$  depends on both the conductivity distribution  $\sigma$  and the excitation frequency  $w$ . Since  $f_m(\sigma)$  and  $f_g(\sigma)$  are not directly invertible, an inverse problem must be solved to obtain the conductivity distribution.

#### 4.4 Inverse problem

Many methods have been proposed to solve the inverse problem of EIT. Filtered back-projection (Barber and Seagar 1987), Gauss-Newton based methods (Yorkey *et al* 1987) and the maximum *a posteriori* (MAP) (Adler and Guardo 1996) algorithm are commonly used. Other methods have also been explored including neural networks (Adler and Guardo 1994), simulated annealing (Yang *et al* 1997) and genetic algorithms (Olmi *et al* 2000).

In the following sub-sections, we briefly present, as examples, three typical methods that may be used to reconstruct static, dynamic and quasi-static images. We emphasize here that the same algorithm is used whether image reconstruction accounts for hardware imperfections or not. The only difference is in the choice of  $f(\sigma)$ .  $f_m(\sigma)$  given in (4.4) is generally used, but  $f_g(\sigma)$  given in (4.5) must be used to account for hardware imperfections.

##### 4.4.1 Static image reconstruction

To reconstruct static images, the non-linear ill-posed problem can be formulated using a Tikhonov regularization approach:

$$\arg \min_{\sigma}(\phi) = \arg \min_{\sigma} \left( \frac{1}{2} \|f(\sigma) - V\|^2 + \frac{\mu}{2} \|F\sigma\|^2 \right) \quad (4.6)$$

$$\arg \min_{\sigma}(\phi) = \arg \min_{\sigma} \left( \frac{1}{2} [f(\sigma) - V]^T [f(\sigma) - V] + \frac{\mu}{2} \sigma^T F^T F \sigma \right), \quad (4.7)$$

where  $\sigma$  is the conductivity distribution vector,  $f(\sigma)$  is the voltage obtained by solving the forward problem,  $V$  represents the voltage measurement vector and  $\mu$  is a weighting factor.  $F$  is chosen as a high-pass filter to favour smooth conductivity distributions with low spatial frequency components.

The Levenberg-Marquardt (LM) method (Marquardt 1963) was selected to compute the  $\sigma$  value minimizing  $\phi$  since it is a fast converging algorithm well suited for solving non-linear problems. The LM method can be expressed as

$$\sigma_{k+1} = \sigma_k + \Delta\sigma \quad (4.8)$$

$$\Delta\sigma = - \left( \frac{\partial^2\phi}{\partial\sigma^2} + \lambda I \right)^{-1} \frac{\partial\phi}{\partial\sigma}, \quad (4.9)$$

where  $I$  represents the identity matrix.  $\lambda$  is adjusted automatically at each iteration to find the best compromise between the gradient approach and the Gauss-Newton method. To solve (4.9),  $\partial\phi/\partial\sigma$  and  $\partial^2\phi/\partial\sigma^2$  must be computed. From (4.7),  $\partial\phi/\partial\sigma$  is given by

$$\frac{\partial\phi}{\partial\sigma} = \frac{\partial f(\sigma)}{\partial\sigma}^T [f(\sigma) - V] + \mu F^T F \sigma, \quad (4.10)$$

and  $\partial^2\phi/\partial\sigma^2$  is approximated by

$$\frac{\partial^2\phi}{\partial\sigma^2} \approx \frac{\partial f(\sigma)}{\partial\sigma}^T \frac{\partial f(\sigma)}{\partial\sigma} + \mu F^T F. \quad (4.11)$$

Substituting these two equations into (4.9) leads to

$$\Delta\sigma = - \left( \frac{\partial f(\sigma)}{\partial\sigma}^T \frac{\partial f(\sigma)}{\partial\sigma} + \mu F^T F + \lambda I \right)^{-1} \left( \frac{\partial f(\sigma)}{\partial\sigma}^T [f(\sigma) - V] + \mu F^T F \sigma \right). \quad (4.12)$$

As stated by (4.8), this quantity is used to update the previous estimate of conductivity. The procedure is repeated until predefined exit criteria on  $\phi$ ,  $\Delta\sigma$  or the number of iterations are met.

#### 4.4.2 Dynamic image reconstruction

The maximum *a posteriori* (MAP) algorithm will be used to reconstruct dynamic images. This method consists in finding the most probable conductivity distribution given the measurements. The approach was proven to be very effective with *in vivo* data and is easily applicable in real time (Coulombe *et al* 2005). The MAP method requires a linear relation between voltage measurements and conductivity distribution. The forward problem is therefore linearized using Taylor series expansion around  $\sigma_0$ :

$$(V - V_0) = \frac{\partial f(\sigma)}{\partial \sigma} \bigg|_{\sigma=\sigma_0} (\sigma - \sigma_0). \quad (4.13)$$

To reduce the effects of measurement errors, the left part is divided by the average of  $V$  and  $V_0$ . To preserve the equality, the right part is divided by  $f(\sigma_0)$  which is equal by definition to  $V_0$  and is a good approximation for the average of  $V$  and  $V_0$  since the above linearization implies that  $(\sigma - \sigma_0)$  is small. This leads to the following equation:

$$\underbrace{\frac{2(V - V_0)}{(V + V_0)}_z = \underbrace{\frac{\frac{\partial f(\sigma)}{\partial \sigma} \bigg|_{\sigma=\sigma_0}}{f(\sigma_0)}_H \underbrace{(\sigma - \sigma_0)}_x,}_{(4.14)}$$

which can be expressed in matrix form as

$$z = Hx + n, \quad (4.15)$$

where  $z$  is the relative voltage measurement variation vector,  $x$ , the conductivity variation vector,  $n$ , a measurement noise vector and  $H$ , the linear operator relating voltage measurements to conductivity values.

Finding the most probable conductivity distribution given the measurements is equivalent to maximizing the probability density function of  $x$  given the measured signal  $z$ . By applying Bayes formula, the MAP estimate may be written as

$$\hat{x}_{\text{MAP}} = \arg \max_x [f(x|z)] = \arg \max_x \left( \frac{f(z|x)f(x)}{f(z)} \right). \quad (4.16)$$

Since  $f(z)$  does not depend on  $x$ , this relation can be simplified to

$$\hat{x}_{\text{MAP}} = \arg \max_x [f(z|x)f(x)]. \quad (4.17)$$

To characterize  $f(z|x)$  and  $f(x)$ , the following probabilistic hypotheses are made:

$$x \sim N(0, \sigma_x^2 R_x) \quad n \sim N(0, \sigma_n^2 R_n). \quad (4.18)$$

The conditional measurement probability density function,  $f(z|x)$ , is therefore a Gaussian with mean  $Hx$  and covariance  $\sigma_n^2 R_n$ :

$$f(z|x) = \frac{1}{[(2\pi\sigma_n^2)^N |R_n|]^{1/2}} \exp \left( \frac{-(z - Hx)^T R_n^{-1} (z - Hx)}{2\sigma_n^2} \right). \quad (4.19)$$

The probability density function of the conductivity variations,  $f(x)$ , is a Gaussian with zero mean and covariance  $\sigma_x^2 R_x$ :

$$f(x) = \frac{1}{[(2\pi\sigma_x^2)^M |R_x|]^{1/2}} \exp \left( \frac{-x^T R_x^{-1} x}{2\sigma_x^2} \right). \quad (4.20)$$

By substituting the last two equations into (4.17), the MAP estimate can be obtained as

$$\hat{x}_{\text{MAP}} = \left( H^T R_n^{-1} H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} R_x^{-1} \right)^{-1} H^T R_n^{-1} z. \quad (4.21)$$

The value of  $\sigma_n^2/\sigma_x^2$  adjusts a compromise between the *a priori* information on  $x$

and the compliance to the measurements.  $R_x^{-1}$  is the inverse covariance matrix of  $x$  and can be expressed as  $R_x^{-1} = F^T F$ . The  $F$  matrix is used as a filter that penalizes the undesired frequency components of the  $x$  vector. To favour a smooth conductivity distribution,  $F$  is chosen as a high-pass filter (Adler and Guardo 1996). Finally,  $R_n^{-1}$  is the inverse measurement noise covariance matrix which is chosen as an identity matrix since the noise is independent and similarly distributed for every measurement.

#### 4.4.3 Quasi-static reconstruction

We will illustrate the reconstruction of quasi-static images with a new algorithm which is an extension of the MAP algorithm from the previous section. In quasi-static imaging, voltage measurements ( $V$ ) depend on both the conductivity distribution ( $\sigma$ ) and excitation frequency ( $\omega$ ). A linear form of the forward problem is obtained by performing a Taylor series expansion around  $\sigma_0$ :

$$V = f(\sigma_0, \omega) + \frac{\partial f(\sigma, \omega)}{\partial \sigma} \bigg|_{\sigma=\sigma_0} (\sigma - \sigma_0). \quad (4.22)$$

Substracting  $V_0$ , which is defined as  $f(\sigma_0, \omega_0)$ , from both sides of the equation leads to

$$(V - V_0) = f(\sigma_0, \omega) - f(\sigma_0, \omega_0) + \frac{\partial f(\sigma, \omega)}{\partial \sigma} \bigg|_{\sigma=\sigma_0} (\sigma - \sigma_0). \quad (4.23)$$

To reduce the effects of measurement error, the left part of the equation is normalized by the average of  $V$  and  $V_0$  and the right part is normalized by the following approximation:

$$\frac{(V + V_0)}{2} = \frac{f(\sigma, \omega) + f(\sigma_0, \omega_0)}{2} \approx \frac{f(\sigma_0, \omega) + f(\sigma_0, \omega_0)}{2}, \quad (4.24)$$

that is compatible with the Taylor series expansion which already implies that  $(\sigma - \sigma_0)$  is small. Applying this normalization, (4.23) becomes

$$\underbrace{\frac{2(V - V_0)}{(V + V_0)}}_z = \underbrace{\frac{2[f(\sigma_0, \omega) - f(\sigma_0, \omega_0)]}{[f(\sigma_0, \omega) + f(\sigma_0, \omega_0)]}}_{\Delta z(\omega)} + \underbrace{\frac{2 \frac{\partial f(\sigma, \omega)}{\partial \sigma} \Big|_{\sigma=\sigma_0}}{[f(\sigma_0, \omega) + f(\sigma_0, \omega_0)]}}_H \underbrace{(\sigma - \sigma_0)}_x, \quad (4.25)$$

which can be expressed in matrix form as

$$z = \Delta z(\omega) + Hx + n, \quad (4.26)$$

where  $z$  is the relative voltage measurement variation vector,  $x$ , the conductivity variation vector,  $n$ , a measurement noise vector and  $H$ , the linear operator relating measurements to conductivity values.  $\Delta z(\omega)$  is a correction factor that compensates for the frequency dependent performance of the EIT system. This new method is a generalization of the MAP method from the previous sub-section. There are two cases when the two methods are identical: 1) the forward problem formulation  $f(\sigma)$  does not depend on  $\omega$  and 2) the two data sets are acquired at the same frequency  $\omega_0$ . Applying the MAP method from the previous sub-section with (4.26), (4.21) becomes

$$\hat{x}_{\text{MAP}} = \left( H^T R_n^{-1} H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} R_x^{-1} \right)^{-1} H^T R_n^{-1} [z - \Delta z(\omega)]. \quad (4.27)$$

## 4.5 Derivative matrices

Reconstruction algorithms from the previous section require computing  $\partial f(\sigma)/\partial \sigma$  which can be obtained from (4.4):

$$\frac{\partial f(\sigma)}{\partial \sigma} = \frac{\partial Y^{-1}}{\partial \sigma} I = -Y^{-1} \frac{\partial Y}{\partial \sigma} Y^{-1} I. \quad (4.28)$$

Since the admittance matrix of the system ( $Y_s$ ) does not depend on  $\sigma$ ,  $\partial Y_s / \partial \sigma = 0$ . The mesh derivative matrix  $\partial Y_m / \partial \sigma$  is computed analytically from the FEM formulation.  $\partial Y_g / \partial \sigma$  is obtained by assembling  $\partial Y_s / \partial \sigma$  with  $\partial Y_m / \partial \sigma$  using the method described in section 4.3.2.

#### 4.6 Results

To illustrate the effects of including the system hardware model in the reconstruction algorithms, static, dynamic and quasi-static images were reconstructed with and without the model from real data acquired with our system. Data sets were acquired on a mesh phantom representing a circular homogeneous medium (Gagnon and Guardo 2005). This phantom comprises 340 precision resistors (0.1%) one of which,  $R_0$ , situated at 6 o'clock at approximately 2/3 the radial distance from the centre, was selected to produce three conductivity perturbations: 1)  $R_0$  is short-circuited, 2) shunted by a  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor and 3) shunted by a  $0.1 \text{ mH}$  inductor. Data were acquired for these three types of conductivity perturbations and for the homogeneous medium at three frequencies (25, 50 and 100 kHz) for a total of 12 data sets.

These data sets were used to reconstruct all possible combinations of static, dynamic and quasi-static images. As static images correspond to absolute conductivity, 12 images were reconstructed from the data sets. Since dynamic images show conductivity variations between two instants, homogeneous medium data at each frequency were chosen as reference. Therefore, 9 dynamic images were obtained. Quasi-static images are reconstructed from measurements acquired at two excitation frequencies. Data obtained at 50 kHz were chosen as reference and therefore 8 quasi-static images were reconstructed. All images were reconstructed from the modulus of the complex data sets acquired by our EIT system.

To better visualize the differences between the images reconstructed with and without the model, theoretical images were also reconstructed. These images were generated by the algorithms without the model from 12 data sets computed by solving the phantom mesh circuit using nominal values for the 340 resistors, the capacitor and the inductor. In order to quantify the improvements, a quadratic error between the theoretical images and those reconstructed with or without the model was computed using the following definition:

$$e^2 = (\sigma - \sigma_t)^T (\sigma - \sigma_t), \quad (4.29)$$

where  $\sigma$  is the conductivity distribution vector compared to the theoretical vector  $\sigma_t$ .

Static, dynamic and quasi-static images are respectively shown in figures 4.3, 4.4 and 4.5. Subfigures (a) present the theoretical images, (b), the images reconstructed without the model and (c) with the model. The quadratic error (4.29) was computed and presented below each image.

#### 4.6.1 Static images

Figure 4.3 shows images of a homogeneous medium and perturbations created by a short-circuit, a  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor and a  $0.1 \text{ mH}$  inductor at 25, 50 and 100 kHz. Black is associated with a high conductivity and white, with zero conductivity. As illustrated in figure 4.3(a), the homogeneous medium and short-circuit conductivity distributions are frequency independent. With higher frequencies, the conductivity perturbation created by the capacitor increases while the opposite is true for the inductor.

Images obtained with and without the model are very similar to the theoretical im-

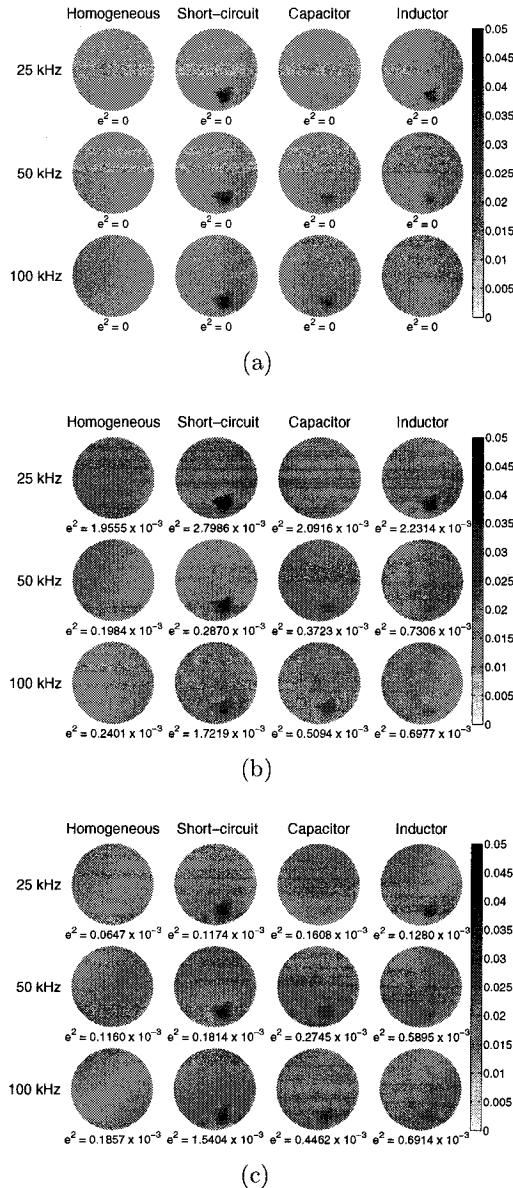


Figure 4.3 Static images from a resistor phantom showing the effect of integrating the system model in the reconstruction algorithm. Theoretical (a) and experimental images reconstructed without (b) and with the model (c) at 25, 50 and 100 kHz for a homogeneous medium, a short-circuit, a 0.1  $\mu$ F capacitor and a 0.1 mH inductor.

ages. Close inspection of the images obtained without the model shows a difference in background conductivity level. Integration of the system model in the algorithm brings the medium background conductivity closer to the theoretical value. This is confirmed by the smaller quadratic errors.

#### 4.6.2 Dynamic images

Figure 4.4 presents dynamic images obtained at 25, 50 and 100 kHz for the three conductivity perturbations (short-circuit,  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor and  $0.1 \text{ mH}$  inductor). As shown by the colour bar, warm colours represent a rise in conductivity, cool colours, a drop and black, no variation. Images in figure 4.4(a) show that the perturbation produced by the short-circuit is frequency independent, the perturbation produced by the capacitor increases with frequency and the perturbation produced by the inductor decreases with frequency. Comparing images and quadratic errors in figures 4.4(b) and 4.4(c) shows that including the model has a negligible effect.

#### 4.6.3 Quasi-static images

Figure 4.5 presents quasi-static images where warm colours are associated with a rise in conductivity, cool colours, with a drop, and black, with no variation. Images were reconstructed for a homogeneous medium, a short-circuit, a  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor and a  $0.1 \text{ mH}$  inductor at 25 and 100 kHz. In figure 4.5(a), the first two columns show no conductivity change since the homogeneous medium and the short-circuit present no frequency related variations. The conductivity perturbation from the capacitor is negative at 25 kHz and positive at 100 kHz, while the variations caused by the inductor are opposite.

Images reconstructed without the model (figure 4.5(b)) show a rise in background

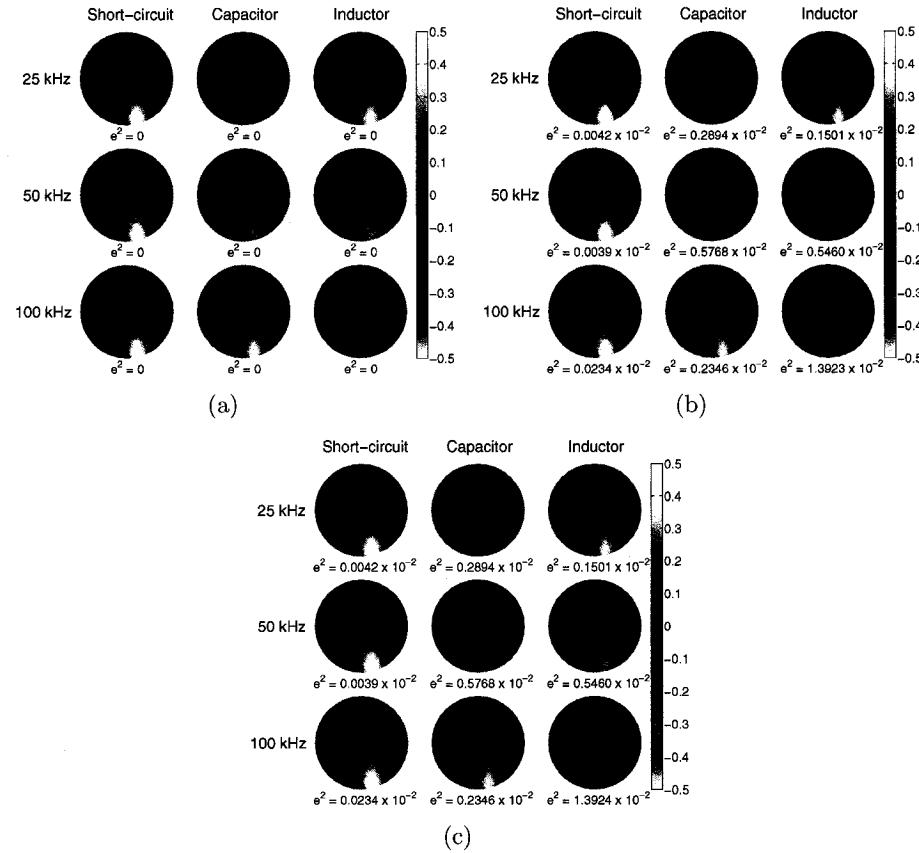


Figure 4.4 Dynamic images from a resistor phantom showing the effect of integrating the system model in the reconstruction algorithm. Theoretical (a) and experimental images reconstructed without (b) and with the model (c) at 25, 50 and 100 kHz for a short-circuit, a  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor and a  $0.1 \text{ mH}$  inductor.

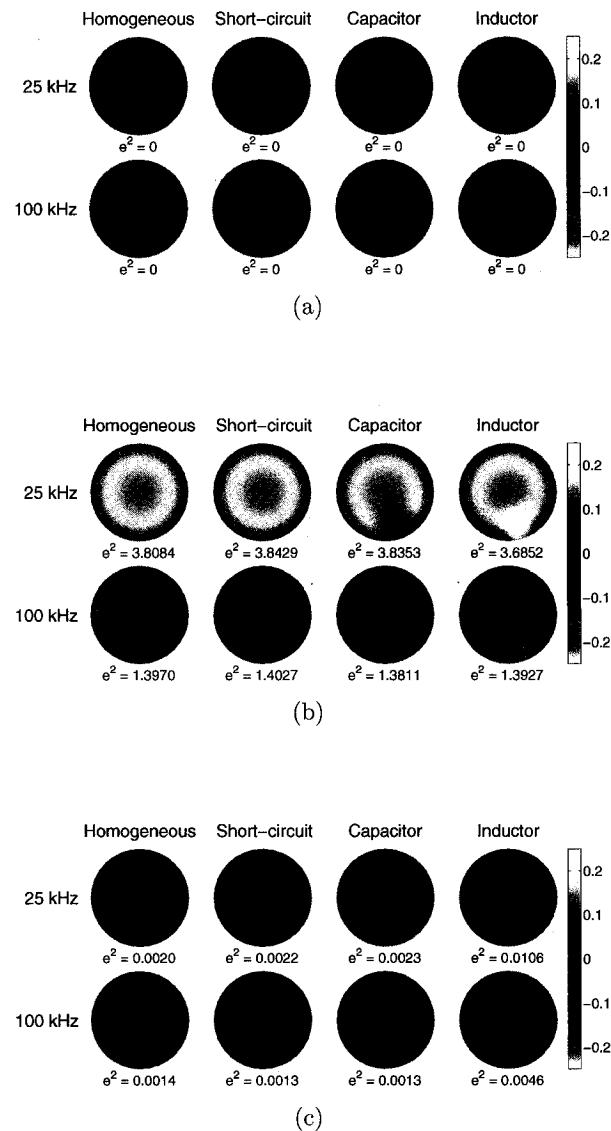


Figure 4.5 Quasi-static images from a resistor phantom showing the effect of integrating the system model in the reconstruction algorithm. Theoretical (a) and experimental images reconstructed without (b) and with the model (c) at 25 and 100 kHz for a homogeneous medium, a short-circuit, a  $0.1 \mu\text{F}$  capacitor and a  $0.1 \text{ mH}$  inductor.

conductivity for 25 kHz and a drop for 100 kHz. These images also illustrate that the perturbations are not adequately represented compared to the corresponding theoretical images. Integrating the model (figure 4.5(c)) into the quasi-static reconstruction algorithms produces images that are closer to the theoretical ones as indicated by much smaller quadratic errors.

#### 4.7 Discussion and conclusion

In this paper, a method to account for hardware imperfections in reconstruction algorithms was presented. The model of our EIT system, described in a previous paper, was incorporated into the FEM formulation of the forward problem. The procedure was applied to the LM method for static imaging, the MAP algorithm for dynamic imaging and a new generalized MAP approach for quasi-static imaging. Images were reconstructed with and without the model from real data acquired on a phantom. There were no significant differences between dynamic images reconstructed with or without the model. Due to its differential nature, dynamic imaging is well known for its insensitivity to measurement errors which is simply confirmed by this result. Static images reconstructed without the model show a significant difference in background level which was corrected by integrating the model. Quasi-static images produced the most impressive results since the algorithm was able to properly discriminate hardware-related measurement variations from those generated by the medium.

Our current EIT system was originally designed for dynamic imaging at 50 kHz. The proposed method allowed our system to work beyond its original specifications by extending its operational frequency range and by making it suitable for new imaging types: static and quasi-static.

The efficiency of the method was proven with three particular algorithms based on a FEM formulation of the forward problem. This method is applicable to any reconstruction algorithm based on a FEM formulation of the forward problem. Even though some algorithms use other formulations of the forward problem, they are also adaptable if the forward problem is expressed in  $YV = I$  form. For example, algorithms based on the Boundary Element Method (BEM) or the finite difference method should be suitable candidates.

Given the results that were obtained for quasi-static imaging, it would certainly be of interest to extend the method to multifrequency parametric imaging in order to properly discriminate between tissue and hardware related measurement variations.

### **Acknowledgment**

This work is supported in part by the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada.

## CHAPITRE 5

### MISE EN OEUVRE DE LA MÉTHODE ET DISCUSSION

Ce chapitre a pour but de compléter les informations contenues dans les deux articles qui constituent les chapitres 3 et 4. La première section du chapitre porte sur la modélisation et l'optimisation du MEA, tandis que la deuxième section concerne l'introduction du modèle des circuits dans les algorithmes de reconstruction. Ces deux sections apportent un complément d'information concernant la méthode, décrivent les programmes de simulation développés pour implémenter les algorithmes et abordent l'approche expérimentale utilisée pour valider les résultats théoriques. De plus, quelques résultats supplémentaires sont présentés.

#### 5.1 Modélisation et optimisation des circuits électroniques du MEA

##### 5.1.1 Retour sur la méthode

La première étape du projet consistait à modéliser les circuits du MEA au moyen d'une méthode matricielle décrite à la section 3.3.2. Le modèle a permis de tracer les courbes caractéristiques ( $f$ ) du système non optimisé tels la transconductance, le gain et l'impédance. Ces dernières sont présentées aux figures 5.7(a), 5.6(a) et 3.7(a) et ont été générées à partir de 101 points sur une échelle logarithmique de fréquences (de 1 kHz à 10 MHz). Elles furent ensuite optimisées afin de trouver les valeurs des composants électroniques permettant d'avoir des circuits répondant aux performances désirées. Le processus d'optimisation des circuits du MEA a été réalisé en trois étapes : optimisation de la transconductance, du gain et de

l'impédance.

La bande passante de la transconductance était originellement trop élevée par rapport à la fréquence d'opération du système, ce qui pouvait contribuer à ajouter du bruit au système. Afin de résoudre ce problème, les amplificateurs utilisés (LT1057) pour générer les porteuses REF\_IN+ et REF\_IN- furent remplacés par un amplificateur d'instrumentation double (INA2128) dont le produit gain-bande passante est plus faible (1.3 MHz au lieu de 5 MHz). Cela a permis de réduire la largeur de bande de la transconductance (figure 5.7).

Le gain à la fréquence d'opération du système était initialement dans la pente décroissante de la courbe pouvant ainsi engendrer une modulation en amplitude du signal autour de 50 kHz. La largeur de bande du gain a donc été augmentée (figure 5.6) en remplaçant l'amplificateur opérationnel LT1167 par un INA111 dont le produit gain-bande passante est deux fois plus grand (2 MHz au lieu de 1 MHz). Cela a permis de s'assurer que le gain demeure constant autour de la fréquence d'opération du système.

La valeur maximale de la courbe de l'impédance pour les circuits non optimisés n'était pas centrée à 50 kHz (figure 3.7(a)). De plus, la valeur de l'impédance à la fréquence d'opération du système n'était pas très élevée (75.9 k $\Omega$ ). Afin d'ajuster le maximum de la courbe d'impédance et d'augmenter sa valeur, une courbe désirée ( $f_D$ ) a été générée à partir de la courbe d'impédance initiale en la décalant pour aligner le maximum à 50 kHz et en la multipliant par un facteur 15.

La forme générale de la fonction coût permettant d'optimiser plusieurs fonctions caractéristiques à la fois est présentée à (3.9). Étant donné que dans notre cas, elle fut utilisée uniquement pour l'impédance des circuits,  $n$  égale à 1 et le facteur de pondération  $\alpha_1$  a été fixé à 1. Dans cette équation,  $f_1$  et  $f_{D1}$  sont des vecteurs qui

sont fonction de la fréquence calculée en 101 points.  $p$  représente le vecteur des valeurs des composants passifs à optimiser (6 résistances et 4 condensateurs faisant partie de la source de courant et du préamplificateur).

L'algorithme de Levenberg-Marquardt a été utilisé pour optimiser les circuits, puisqu'il s'agit d'une méthode qui converge rapidement et qui est souvent utilisée pour résoudre les problèmes non linéaires. Son principal inconvénient demeure le choix approprié des valeurs initiales. En général, les composants du MEA non optimisé étaient un bon choix de valeurs initiales. Cependant, dans certains cas, les valeurs étaient trop éloignées de la solution optimale. Afin de remédier à ce problème, une exploration logarithmique puis linéaire du domaine furent nécessaires.

De plus, pour assister la convergence de l'algorithme, la méthode fut appliquée en plusieurs étapes. Dans un premier temps, la source de courant et le préamplificateur furent optimisés séparément. La solution ainsi obtenue a ensuite été réoptimisée en assemblant une EA. Cette nouvelle solution fut enfin optimisée en assemblant tout le MEA. Cela a permis de trouver les valeurs optimales des composants des circuits globaux qui furent ensuite arrondies aux valeurs les plus rapprochées des composants disponibles sur le marché. En utilisant ces dernières valeurs, le processus d'optimisation fut appliqué une dernière fois seulement à la résistance  $R_2$  (figure 2.4) correspondant à un potentiomètre qui a été ajusté à la valeur optimisée.

### 5.1.2 Description des programmes

Un programme Matlab<sup>MD</sup> a été développé dans le but de permettre la caractérisation et l'assemblage efficace des différents sous-circuits du MEA. Ce programme est constitué de plusieurs fonctions interdépendantes respectant une structure hié-

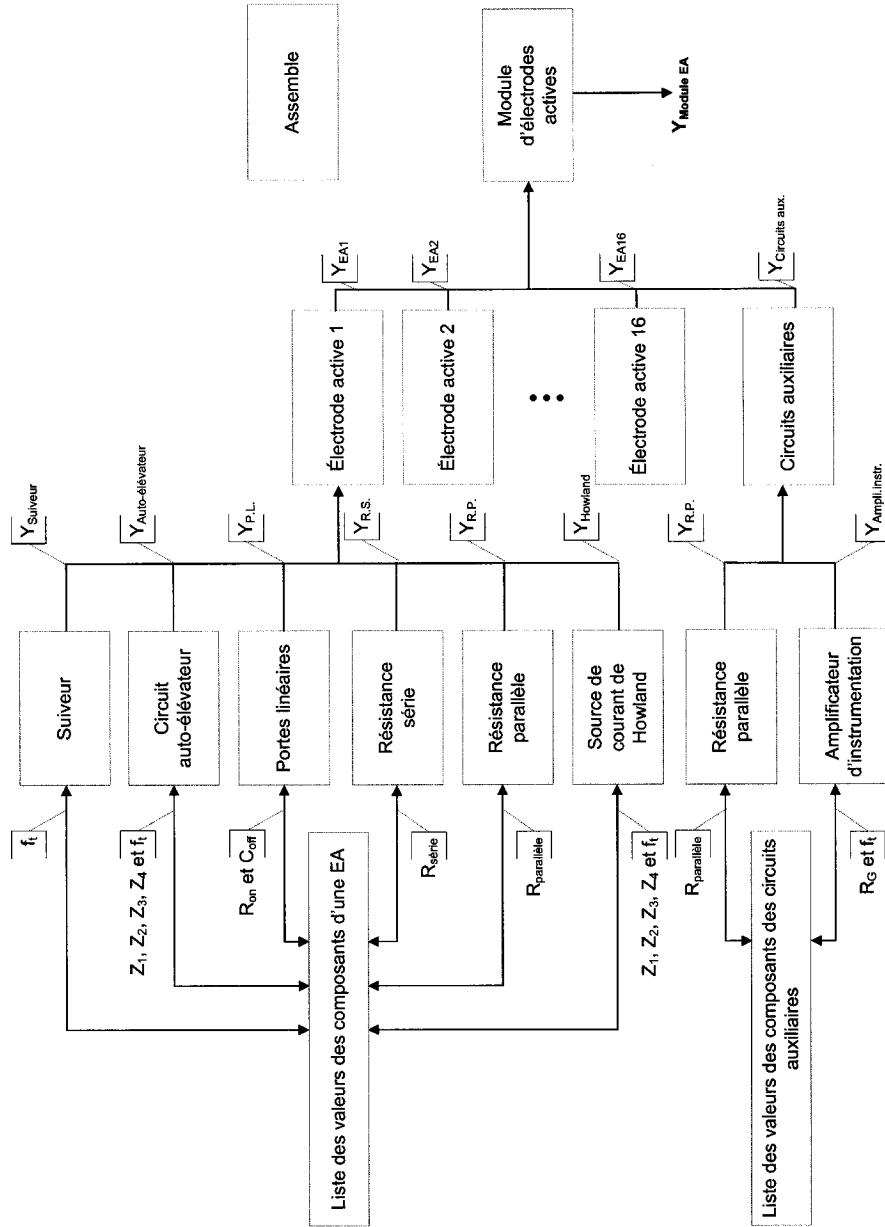


Figure 5.1 Programme développé pour modéliser les circuits du système de TIE de l'IGB. Les rectangles bleus correspondent aux fonctions décrivant les paramètres des circuits, les mauves, aux fonctions caractérisant les sous-circuits, les rouges, aux fonctions d'assemblage spécifiques et le vert, à la fonction d'assemblage générale.

rarchique qui permet à l'usager de modéliser n'importe quel circuit analogique. La figure 5.1 présente un schéma-bloc des fonctions développées pour caractériser le système de TIE de l'IGB. Afin de modéliser un circuit, quatre types de fonctions sont utilisés :

1) *Fonctions décrivant les paramètres des circuits (bleu)*

Ce type de fonction comprend la liste des valeurs de composants du circuit. Cette liste est transmise sous la forme d'une structure aux fonctions caractérisant les sous-circuits.

2) *Fonctions caractérisant les sous-circuits (mauve)*

Chaque sous-circuit est caractérisé dans une fonction qui prend en argument la structure décrivant ses composants et qui retourne la matrice d'admittance obtenue en appliquant la méthode décrite à la section 3.3.2.

3) *Fonctions d'assemblage spécifiques (rouge)*

Ces fonctions regroupent toutes les informations nécessaires à l'assemblage des sous-circuits et retournent la matrice d'admittance du circuit assemblé. Elles font appel aux fonctions caractérisant les sous-circuits, contiennent les vecteurs de renumérotation globale des noeuds et utilisent la fonction d'assemblage générale pour générer la matrice d'admittance du circuit global.

4) *Fonction d'assemblage générale (vert)*

Cette fonction est appelée par les fonctions d'assemblage spécifiques pour exécuter l'assemblage automatique des différents sous-circuits. La fonction prend en argument toutes les matrices d'admittance des sous-circuits ainsi que le vecteur de renumérotation globale des noeuds et retourne la matrice d'admittance résultant de l'assemblage.

La figure 5.1 montre l'interdépendance entre les différentes fonctions du programme

de modélisation. Ainsi, les fonctions caractérisant les sous-circuits prennent en argument la structure contenant les valeurs des composants et transmettent leur matrice d'admittance aux fonctions d'assemblage spécifiques. Ces dernières font appel à la fonction d'assemblage générale qui retourne la matrice d'admittance caractérisant le circuit assemblé. Le modèle global du MEA ainsi calculé a permis de générer les courbes caractéristiques théoriques (transconductance, gain et impédance) des circuits.

Une fois la modélisation complétée, les circuits ont été optimisés. L'algorithme développé pour optimiser les circuits est une extension du programme de modélisation. En plus des fonctions décrites ci-haut, qui demeurent sensiblement les mêmes, ce programme utilise une fonction d'optimisation et trois fonctions calculant les courbes caractéristiques des circuits (transconductance, gain et impédance). La figure 5.2 présente les fonctions utilisées pour optimiser les circuits de première ligne du système de l'IGB. On remarque sur cette figure que les fonctions caractérisant les sous-circuits de base et celles générant les circuits globaux calculent, en plus des matrices d'admittance  $Y$ , les matrices dérivées  $\partial Y / \partial p$  qui sont essentielles au processus d'optimisation (le vecteur  $p$  correspond aux valeurs des composants passifs à optimiser).

Les deux types de fonctions supplémentaires utilisées par ce programme d'optimisation sont :

1) *Fonctions calculant les courbes caractéristiques des circuits (rouge)*

Ces fonctions génèrent les réponses en fréquence de la transconductance, du gain et de l'impédance ainsi que leurs dérivées à partir de la matrice d'admittance du système global  $Y_{MEA}$  et de sa dérivée  $\partial Y_{MEA} / \partial p$  respectivement.

2) *Fonction d'optimisation (bleu)*

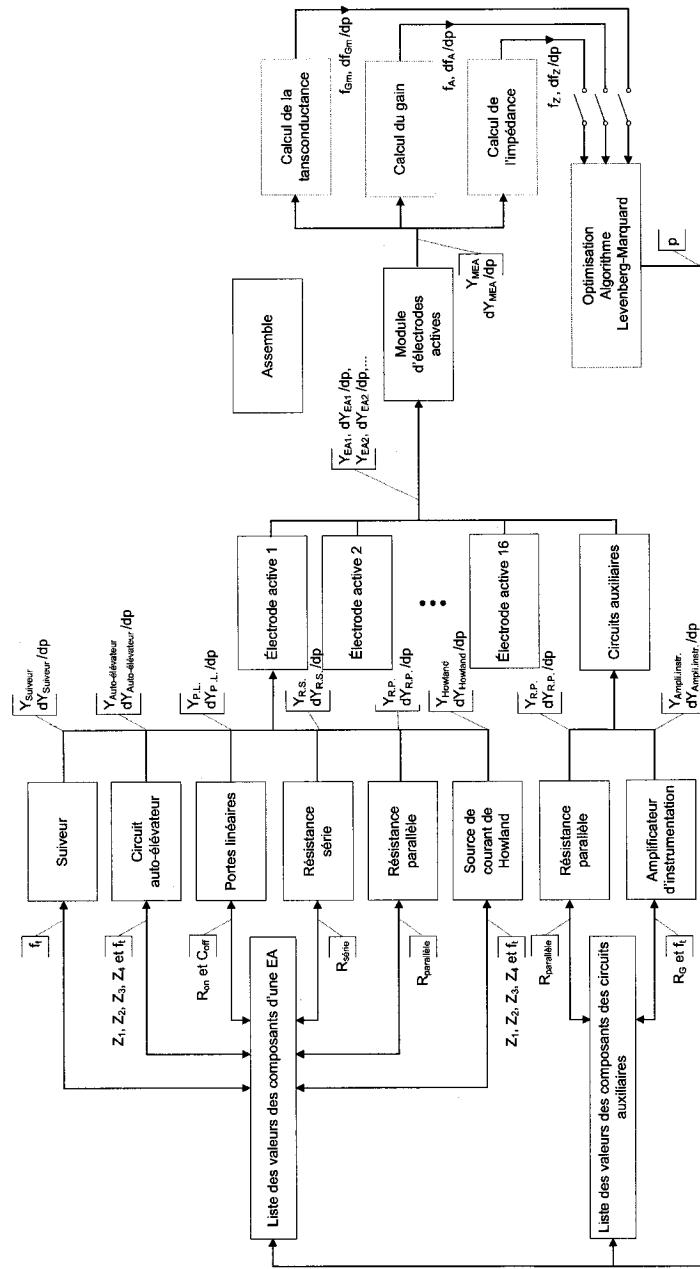


Figure 5.2 Programme développé pour optimiser les circuits. Les rectangles rouges correspondent aux fonctions calculant les courbes caractéristiques des circuits et le bleu, à la fonction d'optimisation.

La fonction d'optimisation implémente l'algorithme de Levenberg-Marquardt qui utilise les courbes caractéristiques et leurs dérivées pour optimiser les valeurs des composants passifs du système.

À chaque fois que de nouvelles valeurs de composants sont trouvées par la fonction d'optimisation, la liste des composants du circuit est automatiquement modifiée. Après les changements de valeurs, de nouvelles matrices  $Y_{MEA}$  et  $\partial Y_{MEA} / \partial p$  sont générées grâce aux fonctions caractérisant les circuits. Les fonctions qui calculent les courbes caractéristiques utilisent ces matrices pour transmettre à la fonction d'optimisation les nouvelles réponses en fréquence. Le programme exécute ainsi une série d'itérations jusqu'à ce que la fonction caractéristique désirée soit obtenue. Les circuits électroniques optimisés ont ensuite permis de générer les courbes caractéristiques théoriques (transconductance, gain et impédance) du MEA.

### 5.1.3 Méthode expérimentale

Une carte électronique du MEA a été réalisée avec les nouvelles valeurs de composants (figure 5.3). Étant donné la grande sensibilité des circuits aux tolérances des composants passifs (section 3.4.3), les résistances et les condensateurs ont été soigneusement choisis afin de maximiser les performances du circuit (tolérances de 0.05 % et 1 % respectivement). Les réponses en fréquence du MEA non optimisé et optimisé ont ensuite été mesurées et comparées aux résultats simulés.

L'acquisition des données expérimentales permettant d'obtenir les courbes caractéristiques expérimentales du gain, de la transconductance et de l'impédance, a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau, Agilent 4395A. Ce dernier est équipé d'une sortie RF\_OUT ainsi que de deux entrées, R et A. La sortie RF\_OUT est connectée à un *power splitter* qui permet d'appliquer aux circuits électroniques un

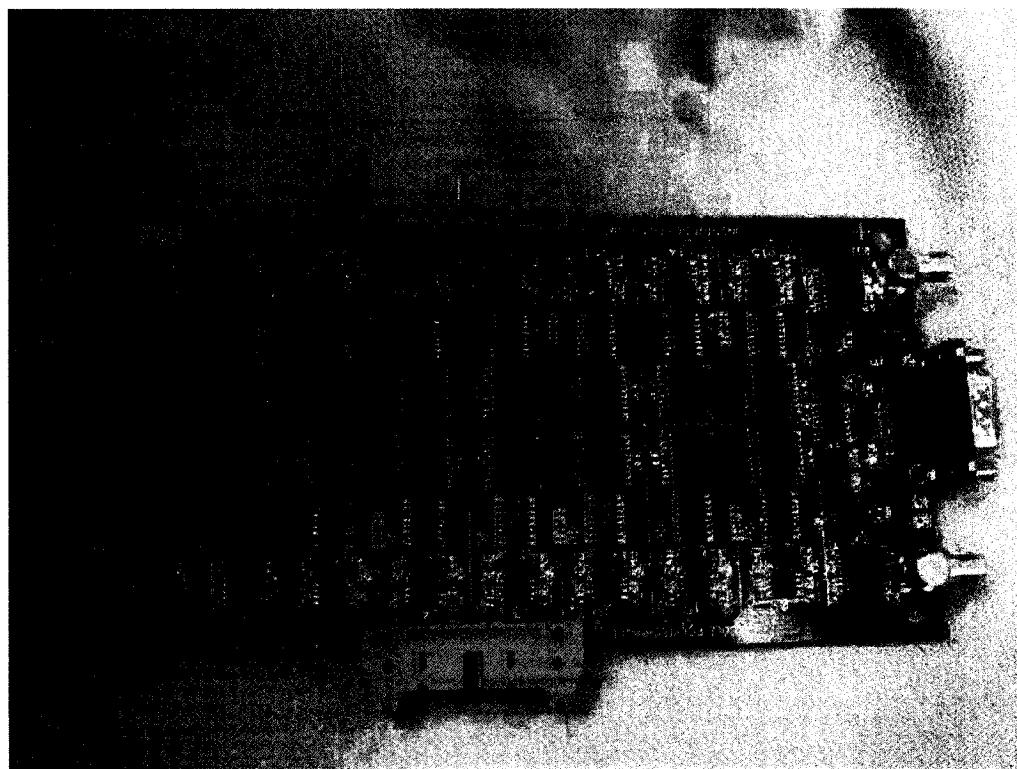


Figure 5.3 Carte électronique du MEA optimisé.

signal équivalent à la tension,  $v_R$ , appliquée à l'entrée R. Comme l'impédance de cette entrée est de  $50 \Omega$ , une résistance équivalente a été ajoutée à la sortie du *power splitter* qui va à l'entrée du circuit que l'on teste. Le signal de tension résultant,  $v_A$ , est mesuré à l'entrée A de l'analyseur avec une sonde active dont l'impédance d'entrée est  $100 \text{ k}\Omega//3 \text{ pF}$ , ce qui minimise ainsi l'effet de charge à la sortie mesurée. L'analyseur de réseau enregistre l'amplitude et la phase du gain de tension,  $v_A/v_R$ , pour une plage de fréquences allant de 10 Hz à 500 MHz. La figure 5.4 montre le montage expérimental utilisé pour mesurer les courbes caractéristiques du système.

Les données expérimentales ont été acquises pour la première des 208 mesures du système de TIE. Pour cette mesure, les électrodes 1 et 2 agissent comme source et puits de courant et les électrodes 3 et 4 comme suiveur et inverseur de tension.

#### 5.1.3.1 Mesure du gain

Pour obtenir la courbe du gain en fonction de la fréquence, un signal de tension,  $v_R$ , est appliqué à l'entrée du préamplificateur de l'électrode 3 qui est en mode suiveur de tension. L'électrode 4, agissant comme inverseur de tension, est connectée à la masse. La tension de sortie résultante,  $v_A$ , est mesurée en AM\_OUT (figure 5.4(a)).

Le gain de la chaîne de mesure d'une EA est donc défini par :

$$A(f) = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{v_A}{v_R} \quad (5.1)$$

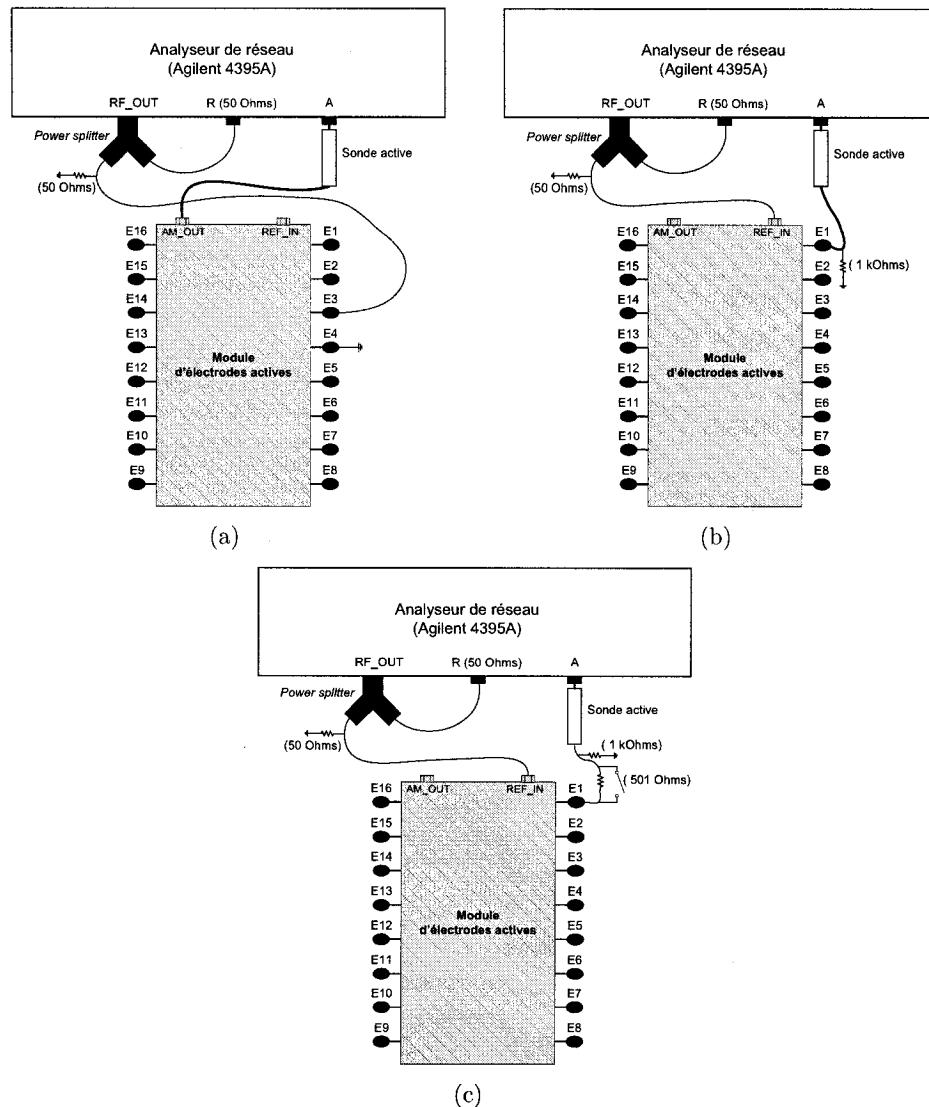


Figure 5.4 Montage expérimental. a) Mesure du gain. b) Mesure de la transconductance. c) Mesure de l'impédance.

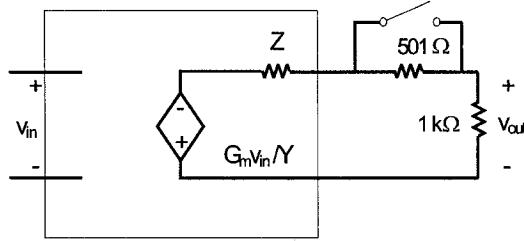


Figure 5.5 Circuit équivalent d'une EA pour évaluer l'impédance de sortie Z.

### 5.1.3.2 Mesure de la transconductance

La courbe de transconductance en fonction de la fréquence est obtenue en connectant la sortie RF\_OUT à l'entrée REF\_IN du MEA. Une résistance de charge de  $1\text{ k}\Omega$  est connectée à l'électrode 1 qui agit comme source de courant. La tension aux bornes de cette charge est mesurée à l'entrée A de l'analyseur de réseau. La transconductance en siemens est alors donnée par l'équation suivante :

$$G_m(f) = \frac{i_{out}}{v_{in}} = 10^{-3}\text{S} \cdot \frac{v_A}{v_R} \quad (5.2)$$

### 5.1.3.3 Mesure de l'impédance

Le montage utilisé pour mesurer l'impédance est illustré à la figure 5.4(c). Ce circuit est similaire à celui utilisé pour mesurer la transconductance sauf pour la résistance de  $501\text{ }\Omega$  en série entre l'électrode 1 et la résistance de  $1\text{ k}\Omega$ . Deux séries de mesures sont acquises : l'une avec la résistance de  $501\text{ }\Omega$  et l'autre en court-circuitant cette résistance. Le circuit équivalent de ce montage est représenté à la figure 5.5.

Lorsque l'interrupteur est fermé, la résistance de  $501 \Omega$  est court-circuitée. La tension  $v_{\text{out}}$  en circuit fermé ( $v_{\text{out}}^{\text{cf}}$ ) est alors donnée par :

$$v_{\text{out}}^{\text{cf}}(f) = \left( \frac{1\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega + Z} \right) \left( \frac{G_m v_{\text{in}}}{Y} \right) \quad (5.3)$$

Lorsque l'interrupteur est ouvert,  $v_{\text{out}}$  en circuit ouvert ( $v_{\text{out}}^{\text{co}}$ ) correspond à :

$$v_{\text{out}}^{\text{co}}(f) = \left( \frac{1\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega + Z + 501\Omega} \right) \left( \frac{G_m v_{\text{in}}}{Y} \right) \quad (5.4)$$

En isolant  $G_m v_{\text{in}}/Y$  dans (5.3) et en le substituant dans (5.4), on obtient :

$$v_{\text{out}}^{\text{co}}(f) = \left( \frac{1\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega + Z + 501\Omega} \right) \left( \frac{1\text{k}\Omega + Z}{1\text{k}\Omega} \right) v_{\text{out}}^{\text{cf}} \quad (5.5)$$

Et, en isolant  $Z$ , nous pouvons écrire :

$$Z(f) = -501\Omega \left( \frac{v_{\text{out}}^{\text{co}}}{v_{\text{out}}^{\text{co}} - v_{\text{out}}^{\text{cf}}} \right) - 1\text{k}\Omega \quad (5.6)$$

Nous obtenons ainsi la courbe caractéristique de l'impédance à partir des mesures en circuit ouvert ( $v_{\text{out}}^{\text{co}}$ ) et fermé ( $v_{\text{out}}^{\text{cf}}$ ).

#### 5.1.4 Résultats supplémentaires

Afin de valider les différents résultats, les courbes théoriques et expérimentales du gain, de la transconductance et de l'impédance ont été comparées. Les résultats ont été présentés à la section 3.4 sous la forme de graphiques pour l'impédance et d'un tableau pour le gain et la transconductance. Cette section complète la section

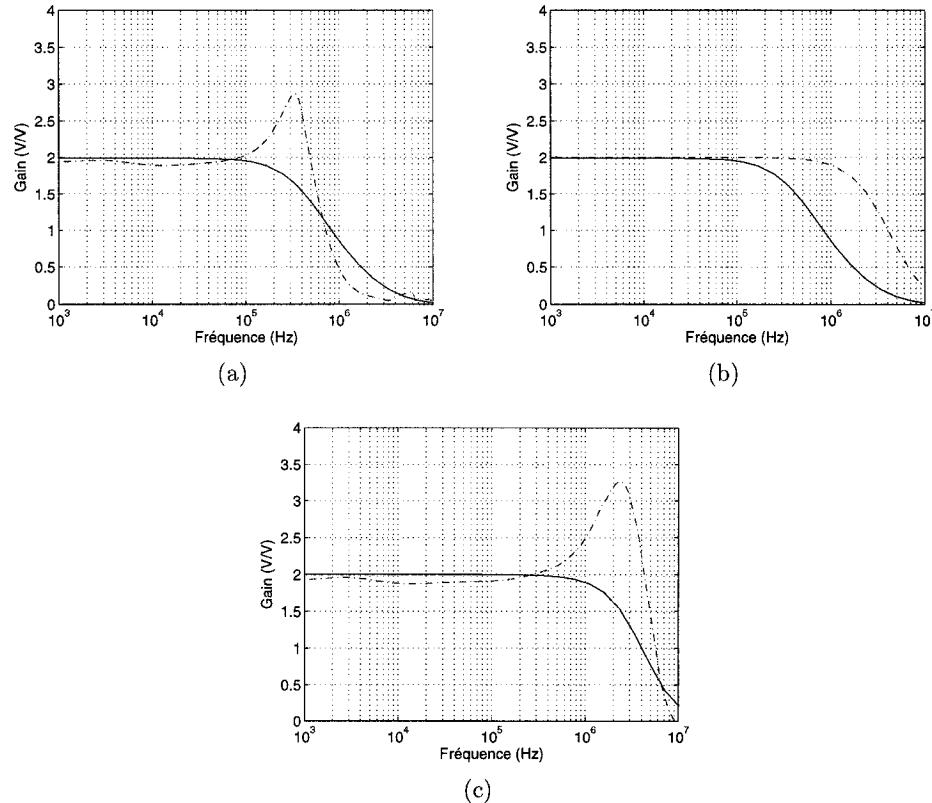


Figure 5.6 Réponses en fréquence du gain. a) Résultats théoriques (—) et expérimentaux (---) avant optimisation. b) Résultats théoriques avant (—) et après (---) optimisation. c) Résultats théoriques (—) et expérimentaux (---) après optimisation.

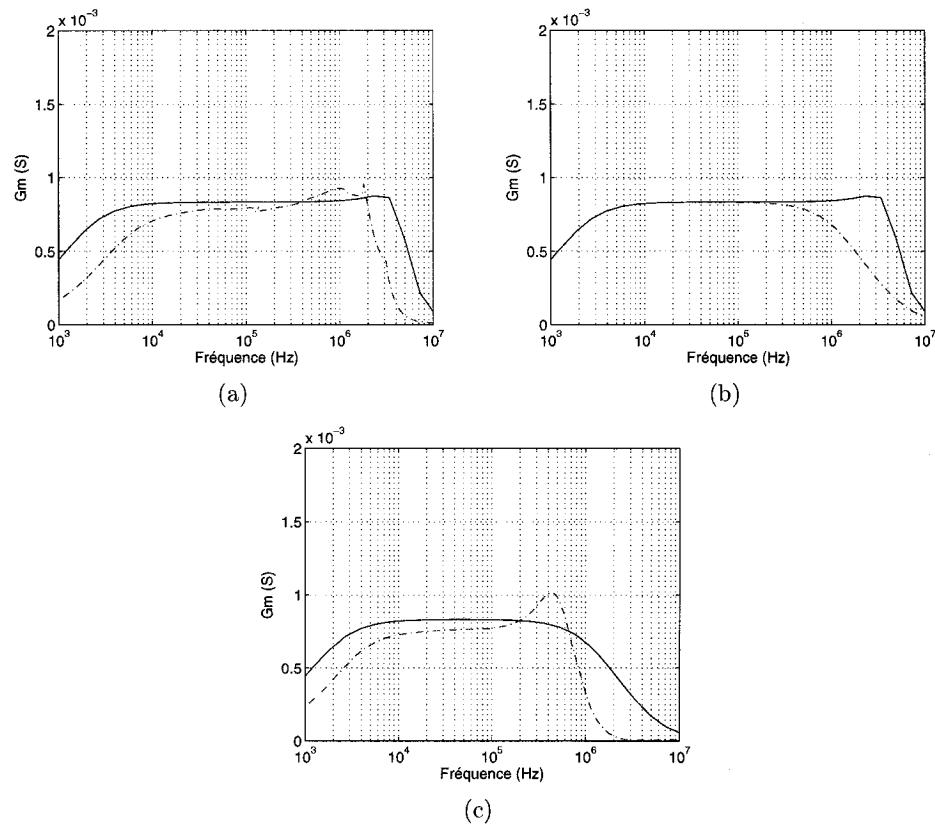


Figure 5.7 Réponses en fréquence de la transconductance. a) Résultats théoriques (—) et expérimentaux (---) avant optimisation. b) Résultats théoriques avant (—) et après (---) optimisation. c) Résultats théoriques (—) et expérimentaux (---) après optimisation.

3.4 en présentant graphiquement les courbes théoriques et expérimentales du gain (figure 5.6) et de la transconductance (figure 5.7).

Les réponses en fréquence présentées aux figures 5.6 et 5.7 confirment que les circuits avant l'optimisation n'étaient pas adéquats pour fonctionner à 50 kHz. On observe à la figure 5.6(a) que le gain n'était pas constant autour de cette fréquence, ce qui pouvait entraîner une modulation en amplitude du signal. La figure 5.6(b) montre l'élargissement de la bande passante de 0.4916 MHz à 2.685 MHz qui a permis de réduire la variation du gain autour de 50 kHz. La figure 5.7(a) illustre que la bande passante de la transconductance était inutilement élevée et que l'optimisation a permis de la réduire de 4.229 MHz à 1.393 MHz, diminuant ainsi la susceptibilité du système aux sources de bruit. Ces résultats sont confirmés par les courbes expérimentales montrées aux figures 5.6(c) et 5.7(c).

La comparaison des réponses théoriques et pratiques permet de constater que bien que leur allure générale soit similaire, il y a certaines divergences.

Aux figures 5.6 et 5.7, on constate que les courbes expérimentales présentent une résonance qui n'est pas reproduite par les courbes théoriques. Cette différence est attribuable, entre autres, au modèle du premier ordre utilisé pour représenter la réponse en fréquence des amplificateurs opérationnels. La résonance est le résultat d'effets d'ordres supérieurs qui n'ont pas été modélisés. Il est difficile de remédier à ce problème, puisque les fiches techniques des amplificateurs opérationnels ne contiennent pas les données requises à une modélisation plus complète.

Le montage expérimental n'a pas été réalisé dans des conditions idéales. Plusieurs câbles d'interconnexion de type *E-Z-HOOK<sup>MD</sup>* ont été utilisés pour effectuer les branchements du montage expérimental. Pendant l'acquisition des données, ces câbles pouvaient être déplacés entraînant des variations de capacités parasites af-

fectant les résultats expérimentaux. L'acquisition des données devait donc se faire en s'assurant que le montage ne soit pas déplacé d'une séance à l'autre et que les câbles ne soient pas trop rapprochés afin d'éviter l'ajout d'autres capacités parasites. Les câbles coaxiaux qui relient le circuit à l'analyseur de réseau ont des capacités de l'ordre de 100 pF par mètre. Pour réduire l'impact de ces capacités, nous avons utilisé des câbles coaxiaux courts et une sonde active dont la capacité d'entrée est très faible (3 pF). Pour améliorer la précision des résultats lors d'essais ultérieurs, il serait utile de réaliser un circuit imprimé servant d'interface entre l'analyseur de réseau et le circuit sous test. Cela permettrait d'avoir un montage expérimental reproductible et de minimiser les capacités parasites.

Les circuits de première ligne que nous avons analysés sont très sensibles aux tolérances des composants électroniques. L'inexactitude des composants entraîne une variation des réponses en fréquences expérimentales. Par exemple, la tolérance sur le condensateur  $C_4$  du circuit auto-élévateur (figure 2.6) a un effet sur la fréquence de coupure ( $f_{c1}$ ) de la courbe du gain. Comme mentionné à la section 3.4.3, il est essentiel d'utiliser des composants de précision dont la valeur est le plus près possible des valeurs modélisées.

## 5.2 Introduction du modèle dans les algorithmes de reconstruction d'images

La dernière partie du projet consistait à intégrer le modèle des circuits électroniques du système dans les algorithmes de reconstruction d'images. Cette section présente un complément d'information concernant les algorithmes de reconstruction et décrit les programmes Matlab<sup>MD</sup> développés pour reconstruire des images qui tiennent compte ou non des imperfections du système.

### 5.2.1 Retour sur les algorithmes de reconstruction d'images

Afin d'analyser l'efficacité de la méthode, des images statiques, dynamiques et quasi statiques ont été reconstruites.

La section 4.4.1 décrit un algorithme de reconstruction qui permet d'obtenir des images statiques en utilisant une régularisation de Tikhonov formulée par (4.6). Dans cette équation,  $\sigma$  est le vecteur de la distribution de conductivité,  $f(\sigma)$  représente le vecteur de tension calculée par le problème direct et  $V$  est le vecteur de tension mesurée. Le facteur de régularisation  $\mu$  décrit l'importance de l'information *a priori* sur  $\sigma$  par rapport à la fidélité aux mesures. Étant donné que le maillage choisi pour reconstruire les images ne comporte que 216 éléments pour des raisons de limitation sur la taille de la mémoire informatique, l'information *a priori* sur  $\sigma$  n'a pas été essentielle pour reconstruire les images et  $\mu$  a donc été fixé à 0.  $F$  correspond à un filtre isotrope passe-haut utile pour obtenir une distribution de conductivité lisse (Hartinger et El-Fehri 2004).

La méthode de Levenberg-Marquard décrite par (4.8) et (4.9) fut utilisée pour calculer la valeur de  $\sigma$  minimisant  $\phi$ . La valeur initiale de  $\sigma$  correspond à 0.012 qui

équivaut à la conductivité moyenne du fantôme résistif.

Les sections 4.4.2 et 4.4.3 présentent deux versions de l'algorithme du MAP adaptées respectivement à la reconstruction d'images dynamiques et quasi statiques. Il est à noter que les relations (4.21) et (4.27) utilisent le facteur de régularisation  $\sigma_n^2/\sigma_x^2$  qui décrit l'importance du terme *d' a priori* sur  $x$  par rapport à la fidélité aux mesures. Ainsi, si ce facteur est élevé, l'importance est accordée à l'information *a priori* sur  $x$  et si  $\sigma_n^2/\sigma_x^2$  est faible, l'information apportée par les mesures est privilégiée. Le rapport  $\sigma_n^2/\sigma_x^2$  est choisi en fonction d'un facteur de bruit prédéfini. Le facteur de bruit est le ratio du rapport signal sur bruit à l'entrée sur le rapport signal sur bruit à la sortie (Adler et Guardo 1996). Pour préserver le rapport signal sur bruit à la sortie, le facteur de bruit idéal se retrouve habituellement autour de 1. Dans notre cas, un facteur de bruit de 0.5 a été choisi.

### 5.2.2 Description des programmes

Trois programmes distincts ont été réalisés pour reconstruire les images statiques (figure 5.8), dynamiques (figure 5.9) et quasi statiques (figure 5.10). Pour chaque type de reconstructions, des images ont été obtenues avec et sans le modèle du système pour démontrer l'efficacité de la méthode.

Les trois programmes contiennent des fonctions qui permettent de générer la matrice d'admittance globale, de calculer le problème direct et de résoudre le problème inverse.

#### 1) Fonction générant la matrice d'admittance du système global (vert)

Dans le cas où les images reconstruites tiennent compte du modèle des circuits électroniques, la fonction *Système* prend en argument les matrices d'admittance modélisant le MSD, le MEA ainsi que le maillage par éléments finis. La fonction

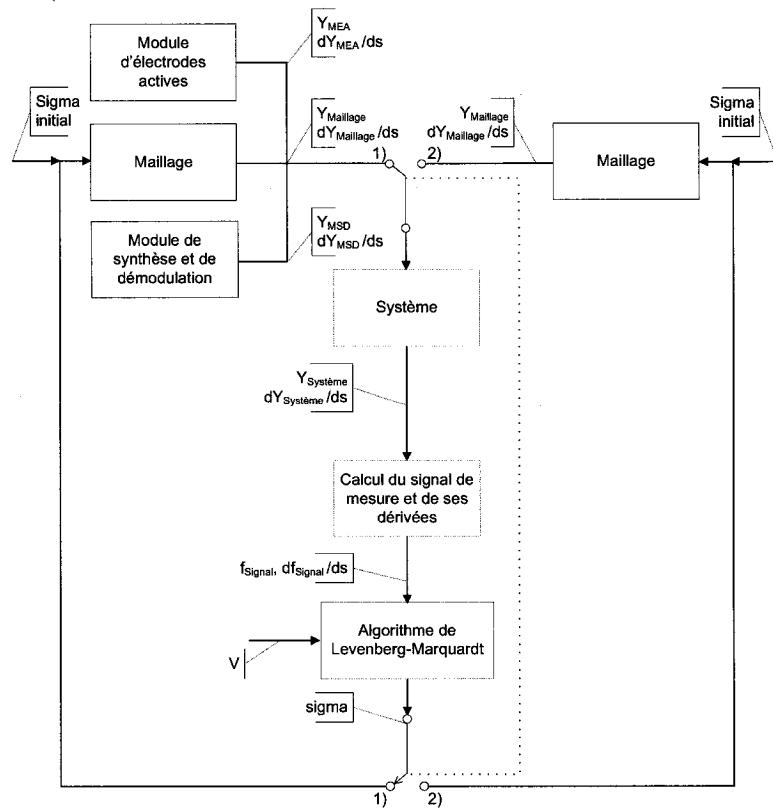


Figure 5.8 Programme développé pour reconstruire des images statiques avec ou sans le modèle des circuits électroniques. Le rectangle vert correspond à la fonction générant la matrice d'admittance du système global, le rouge, à la fonction du problème direct et le bleu, à la fonction pour résoudre le problème inverse.

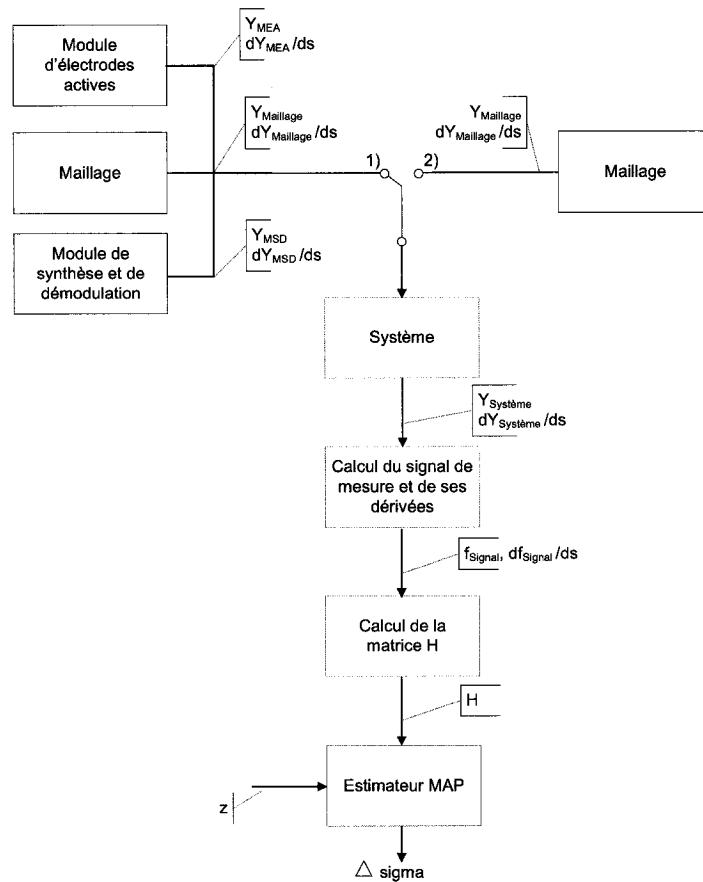


Figure 5.9 Programme développé pour reconstruire des images dynamiques avec ou sans le modèle des circuits électroniques. Le rectangle vert correspond à la fonction générant la matrice d'admittance du système global, le rouge, à la fonction du problème direct et le bleu, à la fonction pour résoudre le problème inverse.

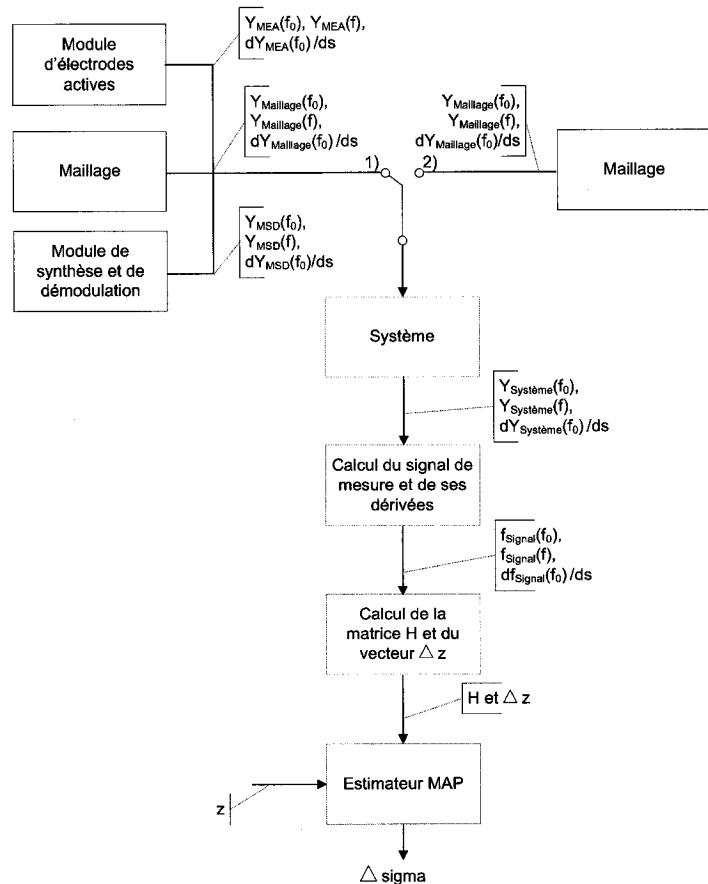


Figure 5.10 Programme développé pour reconstruire des images quasi statiques avec ou sans le modèle des circuits électroniques. Le rectangle vert correspond à la fonction générant la matrice d'admittance du système global, le rouge, à la fonction du problème direct et le bleu, à la fonction pour résoudre le problème inverse.

*Système* appelle la fonction *Assemble* pour effectuer l'assemblage automatique des différents sous-circuits afin de construire la matrice d'admittance complète.

Pour les images reconstruites sans le modèle, la fonction *Système* retourne simplement la matrice d'admittance modélisant le maillage par éléments finis.

2) *Fonction calculant le problème direct (rouge)*

Cette fonction permet de retourner le signal de tension théorique ainsi que sa dérivée en fonction du paramètre sigma correspondant au vecteur de conductivité des éléments du maillage.

3) *Fonction résolvant le problème inverse (bleu)*

La fonction résolvant le problème inverse calcule la distribution de conductivité du milieu. L'algorithme utilisé dépend du type d'images reconstruites.

Les figures 5.8, 5.9 et 5.10 illustrent le cas pour lequel les images sont reconstruites en tenant compte du modèle du système de TIE (interrupteur connecté au noeud 1)). La fonction *Système* prend en argument les matrices d'admittance modélisant le MSD, le MEA ainsi que le maillage par éléments finis, et retourne le modèle complet à la fonction calculant le problème direct.

Selon le type d'images reconstruites, les matrices et vecteurs appropriés sont ensuite transmis à la fonction résolvant le problème inverse. Pour les images dynamiques et quasi statiques, la méthode MAP calcule la distribution de conductivité la plus probable étant donné les mesures effectuées, tandis que pour les images statiques, la méthode de Lenvenberg-Marquardt est appliquée. Cette dernière s'exécute en une série d'itérations jusqu'à ce que la conductivité optimale soit trouvée (figure 5.8).

Dans le cas où les images sont reconstruites sans le modèle, toutes les fonctions

demeurent les mêmes, sauf pour la fonction *Système* qui ne prend en argument que la matrice d'admittance modélisant le maillage par éléments finis. Aux figures 5.8, 5.9 et 5.10, cela correspond à connecter l'interrupteur au noeud 2) correspondant à la fonction *Maillage*.

Afin d'illustrer l'effet d'introduire le modèle du système dans les algorithmes de reconstruction d'images, des images statiques, dynamiques et quasi statiques ont été reconstruites à partir d'un fantôme résistif (340 résistances) représentant un milieu homogène de forme circulaire (figure 5.11). Des inclusions ont été générées en connectant un condensateur ( $0.1 \mu\text{F}$ ) ou une inductance ( $0.1 \text{ mH}$ ) en parallèle avec une résistance. Dans certains cas, la perturbation a été créée en court-circuitant cette même résistance. Les données acquises à 25 kHz, 50 kHz et 100 kHz ont permis de reconstruire les images présentées à la section 4.6.

Les résultats démontrent, en imagerie dynamique, qu'aucune amélioration n'a été apportée par la méthode. Cela était prévisible étant donné que le processus de reconstruction dynamique est peu sensible aux sources d'erreurs. En imagerie statique et quasi statique, les imperfections du système introduisent des artefacts dans les images qui ont été éliminés par le modèle de ces imperfections intégré dans les algorithmes de reconstruction. L'intégration du modèle du système dans les algorithmes de reconstruction d'images a donc permis d'améliorer les performances globales du système de TIE.

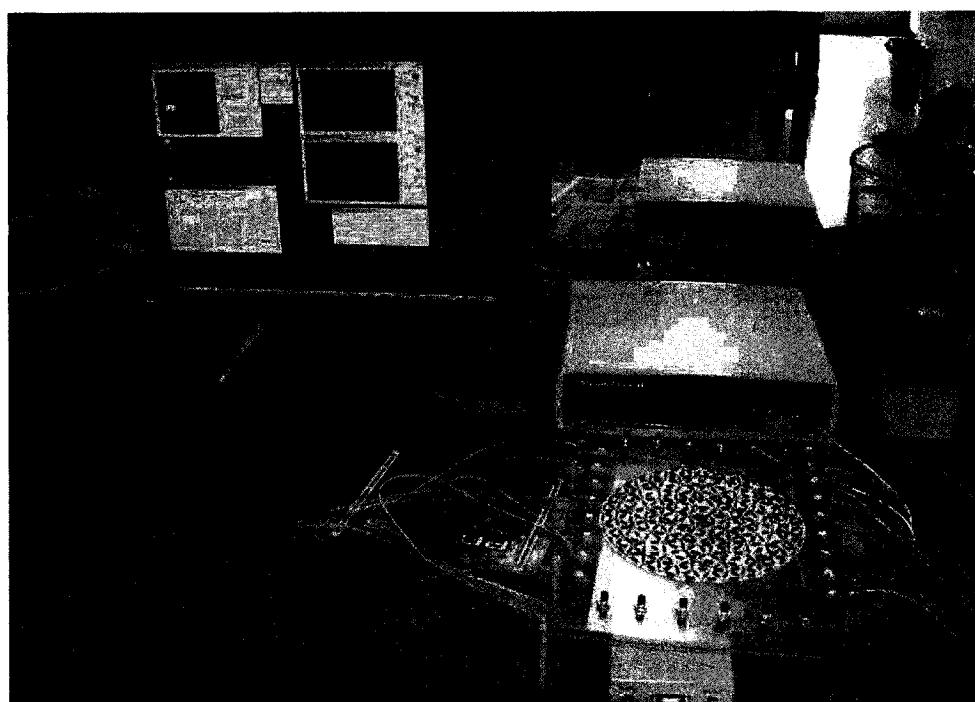


Figure 5.11 Montage expérimental utilisé pour reconstruire des images à partir d'un fantôme résistif.

## CHAPITRE 6

### CONCLUSION

Le présent projet avait pour objectif d'améliorer les performances du système de TIE développé à l'IGB et était divisé en deux étapes qui consistaient à modéliser les circuits électroniques de première ligne dans le but :

- 1) d'optimiser le design du système,
- 2) d'incorporer le modèle représentant le système de mesure dans les algorithmes de reconstruction d'images.

#### 6.1 Résumé du projet

Dans un premier temps, un modèle matriciel des circuits électroniques du système a été développé. Ce modèle a permis de tracer les courbes caractéristiques (impédance, gain et transconductance) du système initial qui ont ensuite été optimisées par la méthode de LM. Une fois les circuits optimisés, une nouvelle carte électronique du système a été réalisée. Les performances des anciens et des nouveaux circuits ont été mesurées et comparées. La bande passante du gain et de la transconductance a été ajustée afin d'éviter une modulation en amplitude du signal mesuré et l'ajout de bruit au système. L'impédance a été maximisée à la fréquence d'opération du système afin de minimiser les effets engendrés par une variation de l'impédance de contact d'une électrode.

Dans un deuxième temps, le modèle des circuits électroniques a été introduit dans

les algorithmes de reconstruction d'images pour tenir compte des imperfections du système qui introduisent des artefacts dans les images. Des images statiques, dynamiques et quasi statiques ont été reconstruites avec et sans ce modèle. Les résultats démontrent l'efficacité de la méthode, particulièrement en imagerie statique et quasi statique. Les processus de reconstruction statique et quasi statique sont très sensibles à différentes sources d'erreurs et nécessitent une approche qui tient compte des imperfections du système.

## 6.2 Méthode alternative de caractérisation des circuits

La modélisation du système a été réalisée à l'aide d'une méthode matricielle hiérarchique permettant de caractériser des circuits analogiques de différents niveaux de complexité. Chaque sous-circuit a d'abord été caractérisé mathématiquement par une matrice d'admittance. Les matrices d'admittance ont ensuite été assemblées pour former la matrice d'admittance globale du circuit.

Il existe une méthode alternative pour caractériser les sous-circuits. Elle consiste à mesurer expérimentalement la réponse en fréquence à l'aide d'un analyseur de réseau et à la convertir sous forme d'une matrice d'admittance similaire à celles obtenues mathématiquement. Les deux sortes de matrices peuvent être assemblées entre elles en utilisant la méthode d'assemblage décrite précédemment.

La caractérisation mathématique permet d'évaluer et d'optimiser les performances d'un circuit avant même sa réalisation. Cette caractérisation s'applique à tous les systèmes correspondant à un même design, tandis que la caractérisation expérimentale est spécifique à chaque système. Cette dernière tient compte des capacités parasites des circuits et des effets d'ordres supérieurs non modélisés mathématiquement. À part ces quelques différences, les deux méthodes sont interchangeables.

Pour la première partie du projet, la méthode expérimentale n'était pas envisageable, puisqu'elle ne permet pas l'optimisation des performances d'un circuit en fonction des valeurs de ses composants. Lors de travaux futurs, la deuxième partie du projet pourrait bénéficier de la méthode expérimentale afin de mieux tenir compte des spécificités du système.

### 6.3 Impacts de la méthode dans le domaine

L'optimisation des courbes caractéristiques du MEA, plus particulièrement celle de l'impédance, a permis d'améliorer les performances des circuits analogiques de première ligne à la fréquence d'opération du système. Des tests sur un fantôme ont démontré que l'augmentation de l'impédance minimise les artefacts engendrés dans les images par une variation de l'impédance de contact d'une électrode. Puisque l'impédance de contact électrode/peau peut grandement varier, cette amélioration est très significative dans un contexte clinique.

L'amélioration des performances du système s'est poursuivie par l'intégration du modèle des circuits dans les algorithmes de reconstruction d'images. La méthode a permis de repousser les limites de notre système initialement optimisé pour obtenir des images dynamiques à 50 kHz en permettant la reconstruction d'images statiques et quasi statiques à plusieurs fréquences. Cela suggère que la méthode permettrait également à des systèmes plus simples et moins coûteux de reconstruire des images de qualité pour autant que le modèle soit précis.

La reconstruction d'images quasi statiques a démontré l'importance de tenir compte des imperfections du système dans les algorithmes de reconstruction. La possibilité de différencier les variations d'impédance reliées au système de celles provenant du milieu serait aussi très utile en imagerie paramétrique. Cette technique bénéficierait

donc grandement d'une généralisation de la méthode développée dans ce projet.

## RÉFÉRENCES

- ADBÝ, P.R. 1980. *Applied Circuit Theory: Matrix and Computer Methods* (Chichester, UK: Ellis Horwood )
- ADLER, A. et GUARDO, R. 1994. A neural network image reconstruction technique for electrical impedance tomography *IEEE Trans. Med. Imaging* **13** 594-600
- ADLER, A. et GUARDO, R. 1996 Electrical impedance tomography: regularized imaging and contrast detection *IEEE Trans. Med. Imaging* **15** 170-9
- BARBER, D.C. et SEAGAR, A.D. 1987. Fast reconstruction of resistance images *Clin. Phys. Physiol. Meas.* **8A** 47-54
- BHARGAVI, G. et DEEPI, G.G. 2003. Positive pressure mechanical ventilation *Emerg. Med. Clin. N. Am.* **21** 453-73
- COULOMBE, N., GAGNON, H., MARQUIS, F., SKROBIK, Y. et GUARDO, R. 2005. A parametric model of the relationship between EIT and total lung volume *Physiol. Meas.* **26** 401-11
- FERNÁNDEZ, F.V., GUERRA, O., RODRÍGUEZ-GARCÍA, J.D. et RODRÍGUEZ-VÁZQUEZ, A. 1998. Symbolic analysis of large analog integrated circuits: the numerical reference generation problem *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog Digital Signal Process.* **45** 1351-61
- FERNÁNDEZ, F.V., WAMBACQ, P., GIELEN, G., RODRÍGUEZ-VÁZQUEZ, A. et SANSEN, W. 1994. Symbolic analysis of large analog integrated circuits by approximation during expression generation *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.* vol 1 pp 25-8

FRERICHS, I., HAHN, G. et HELLIGE, G. 1996. Gravity-dependent phenomena in lung ventilation determined by functional EIT *Physiol. Meas.* **17** A149-57

FRERICHS, I., HINZ, J., HERRMANN, P., WEISSE, G., HAHN, G., DUKYKEVYCH, T., QUINTEL, M. et HELLIGE, G. 2002. Detection of local lung air content by electrical impedance tomography compared with electron beam CT *J. Appl. Phys.* **93** 660-6

FRERICHS, I., HINZ, J., HERRMANN, P., WEISSE, G., HAHN, G., QUINTEL, M. et HELLIGE, G. 2002. Regional lung perfusion as determined by electrical impedance tomography in comparison with electron beam CT imaging *IEEE Trans. Med. Imaging* **21** 646-52

GABRIEL, S., LAU, R.W. et GABRIEL, C. 1996. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues *Phys. Med. Biol.* **41** 2271-93

GAGNON, H. et GUARDO, R. 2005. A method for designing electrical impedance tomography (EIT) phantoms of arbitrary shape and conductivity distribution *Biomedizinische Technik* **50** supp. vol. 1 297-8

GIELEN, G.G.E. et RUTENBAR, R.A. 2000. Computer-aided design of analog and mixed-signal integrated circuits *Proc. IEEE* vol 88 pp 1825-52

GIELEN, G.G.E., WALSCHARTS, H.C.C. et SANSEN, W.M.C. 1990. Analog circuit design optimization based on symbolic simulation and simulated annealing *IEEE J. Solid-State Circuits* **25** 707-13

GRIFFITHS, H. et AHMED, A. 1987. A dual-frequency applied potential tomography technique: computer simulations *Clin. Phys. Physiol. Meas.* **8A** 103-7

- HAMPSHIRE, A.R., SMALLWOOD, R.H., BROWN, B.H. et PRIMHAK, R.A. 1995. Multifrequency and parametric EIT images of neonatal lungs *Physiol. Meas.* **16** A175-89
- HARTINGER, A.E. et EL-FEHRI, L. 2004. *Reconstruction d'images en tomographie d'impédance électrique avec une électrode déconnectée* Rapport technique (École Polytechnique de Montréal, Canada)
- HARTINGER, A.E., GAGNON, H. et GUARDO, R. 2006. A method for modelling and optimizing an electrical impedance tomography system *Physiol. Meas.* **27** S51-64
- HASSOUN, M.M. et LIN, P-M. 1995. Hierarchical network approach to symbolic analysis of large-scale networks *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundam. Theory Appl.* **42** 201-11
- HEDENSTIerna, G. 2004. Using electric impedance tomography to assess regional ventilation at bedside *Am. J. Respir. Crit. Care Med.* **169** 777-78
- HINZ, J., NEUMANN, P., DUDYKEVYCH, T., ANDERSSON, L.G., WRIGGE, H., BURCHARDI, H. et HEDENSTIerna, G. 2003. Regional ventilation by electrical impedance tomography: a comparison with ventilation scintigraphy in pigs *Chest* **124** 314-22
- HOLDER, D.S. 2005. *Electrical Impedance Tomography Methods, History and Applications* (Bristol: Institute of Physics Publishing)
- KUNST, P.W.A., NOORDEGRAAF, A.V., HOEKSTRA, O.S., POSTMUS, P.E. et DE VRIES, P.M.J.M. 1998. Ventilation and perfusion imaging by electrical impedance tomography: a comparison with radionuclide scanning *Physiol. Meas.* **19** 481-90
- MARINO, L.P. 1998. *The ICU Book* (New-York: Lippincott Williams & Wilkins)

- MARQUARDT, D.W. 1963. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters *J. SIAM* **11** 431-41
- MOLINARI, M., BLOTT, B.H., Cox, S.J. et DANIELL, G.J. 2002. Optimal imaging with adaptive mesh refinement in electrical impedance tomography *Physiol. Meas.* **23** 121-8
- NOWICKI, D.J. et WEBSTER, J.G. 1989. A one op-amp current source for electrical impedance tomography *Proc. Annu. Conf. Eng. Med. Biol.* vol 11 pp 457-8
- OLMI, R., BINI, M. et PRIORI, S. 2000. A genetic algorithm approach to image reconstruction in electrical impedance tomography *IEEE Trans. Evol. Comput.* **4** 83-8
- PALLÁS-ARENY, R. et WEBSTER, J.G. 1999. *Analog Signal Processing* (New-York: Wiley)
- REDDY, J.N. 1993. *An Introduction to the Finite Element Method* (New-York: McGraw-Hill)
- ROSELL, J., COLOMINAS, J., RIU, P., PALLÁS-ARENY, R. et WEBSTER, J.G. 1988. Skin impedance from 1 Hz to 1 MHz *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **35** 649-51
- ROSS, A.S., SAULNIER, G.J., NEWELL, J.C. et ISAACSON, D. 2003. Current source design for electrical impedance tomography *Physiol. Meas.* **24** 509-16
- SAULNIER, G.J., BLUE, R.S., NEWELL, J.C., ISAACSON, D. et EDIC, P.M. 2001. Electrical impedance tomography *IEEE Signal Process. Mag.* **18:6** 31-43
- SWISHER, J.R., HYDEN, P.D., JACOBSON, S.H. et SCHRUBEN, L.W. 2000. A survey of simulation optimization techniques and procedures *2000 Winter Simulation Conf. Proc.* vol 1 pp 119-28

- TAHERZADEH-SANI, M., LOTFI, R., ZARE-HOSEINI, H. et SHOAEI, O. 2003. Design optimization of analog integrated circuits using simulation-based genetic algorithm *Proc. Int. Symp. on Signals, Circuits Syst.* vol 1 pp 73-6
- TARANTOLA, A. 1987. *Inverse Problem Theory: Methods for Data Fitting and Model Parameter Estimation* (Amsterdam: Elsevier)
- VICTORINO, J.A., BORGES, J.B., OKAMOTO, V.N., MATOS, G.F.J., TUCCI, M.R., CARAMEZ, M.P.R., TANAKA, H., SIPMANN, F.S., SANTOS, D.C.B., BARBAS, C.S.V., CARVALHO, C.R.R. et AMATO, M.B.P. 2004. Imbalances in regional lung ventilation *Am. J. Respir. Crit. Care Med.* **169** 791-800
- YANG, L., TRUYEN, B. et CORNELIS, J. 1997. A global optimization approach to electrical impedance tomography *Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Proc.* vol 1 pp 437-40
- YORKEY, T.J., WEBSTER, J.G. et TOMPKINS, W.J. 1987. Comparing reconstruction algorithms for electrical impedance tomography *IEEE Trans. Biomed. Eng.* **34** 843-52